
С О Д Е Р Ж А Н И Е

Выпуск 1(512)

2012

Электровacuумные приборы

<i>Голеницкий И.И., Духина Н.Г., Мешков В.А., Плешанов С.А., Чугунов В.В.</i> – Анализ и оптимизация функциональных узлов цезиевых атомно-лучевых трубок методом компьютерного моделирования	4
<i>Ли И.П., Поливникова О.В.</i> – Прессованный металлосплавной палладий-бариевый катод	21
<i>Муллин В.В., Розов А.С., Байбурун В.Б.</i> – Анализ траекторий зарядов в вакуумных дугогасительных камерах при разрыве контактов	25
<i>Мельникова И.П., Лясников В.Н., Лясникова А.В.</i> – Взаимосвязь эмиссионной способности и долговечности металлопористых катодов с характеристиками вольфрамовых порошков	30
<i>Воробьев М.Д., Чирков М.Н., Чубаров В.В., Юдаев Д.Н.</i> – Электрофлуктуационная диагностика эмитирующей поверхности термокатодов	38
<i>Качаев Х.Д., Фурсаев М.А.</i> – Определение полосовых свойств керамического вакуумного уплотнения вывода энергии электронных приборов мм-диапазона	51

Твердотельная электроника

<i>Журавлев К.С., Торопов А.И., Лапин В.Г., Пашковский А.Б., Лукашин В.М., Соколов А.Б.</i> – Серийный РНЕМТ с удельной мощностью 1,4 Вт/мм	55
<i>Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М.</i> – Краткое сообщение	62
<i>Мазеев Е.В., Сивяков Б.К., Фурсаев М.А.</i> – Анализ работы СВЧ транзисторного генератора при изменении параметров нагрузки	63
<i>Днестранская Е.Ю., Городецкий А.Ю., Емельянов А.М., Дудинов К.В., Тихомиров В.Г.</i> – Калибровка параметров расчетных моделей для проектирования и оптимизации наногетероструктур на основе GaAs	70
<i>Емельянов А.М., Днестранская Е.Ю., Городецкий А.Ю., Дудинов К.В.</i> – Особенности развития автоматизированного межоперационного контроля при производстве МИС СВЧ на основе наногетероструктур	78
<i>Городецкий А.Ю., Дудинов К.В., Емельянов А.М., Днестранская Е.Ю.</i> – Принцип создания масштабируемых моделей транзисторов на основе наногетероструктур	84

ELEKTRONNAYA TEKNIKA

(Electronic Engineering)

SERIES 1

SVCH-TEKNIKA

(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

C O N T E N T S

Issue 1(512)

2012

Founded in 1950

Electrovacuum devices

<i>Golenitsky I.I., Dukhina N.G., Meshkov V.A., Pleshanov S.A., Chugunov V.V.</i> – The analysis and optimization of functional nodes of cesium atomic-beam tubes by computer modeling method	4
<i>Li I.P., Polivnikova O.V.</i> – Pressed metal-alloy palladium-barium cathode	21
<i>Mullin V.V., Rozov A.S., Baiburin V.B.</i> – The analysis of charge trajectories in vacuum arc chutes at the loss of contacts	25
<i>Melnikova I.P., Lyasnikov V.N., Lyasnikova A.V.</i> – Interconnection of emission capability and durability of dispenser cathodes with characteristics of tungsten powders	30
<i>Vorobyov M.D., Chirkov M.N., Chubarov V.V., Yudaev D.N.</i> – Electrofluctuational diagnosis of emitting surface of thermionic cathodes	38
<i>Kachaev H.D., Fursaev M.A.</i> – Definition of strip properties of ceramic vacuum sealing of energy output in millimeter-range electronic devices	51

Solid-state electronics

<i>Zhuravlev K.S., Toropov A.I., Lapin V.G., Pashkovsky A.B., Lukashin V.M., Sokolov A.B. – Serial PHEMT with specific power 1.4 W/mm</i>	55
<i>Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Smolsky S.M. – Short information</i>	62
<i>Mazeev E.V., Siyjakov B.K., Fursaev M.A. – The analysis of microwave transistor oscillator with load parameters change</i>	63
<i>Dnestranskaya E.Yu., Gorodetsky A.Yu., Emelyanov A.M., Dudinov K.V., Tikhomirov V.G. – Calibration of computational models parameters for designing and optimization of nanoheterostructures based on GaAs</i>	70
<i>Emelyanov A.M., Dnestranskaya E.Yu., Gorodetsky A.Yu., Dudinov K.V. – The peculiarities of automated inter-op control development in nanoheterostructure MMIC manufacturing</i>	78
<i>Gorodetsky A.Yu., Dudinov K.V., Emelyanov A.M., Dnestranskaya E.Yu. – The principle of creating transistor scalable models based on nanoheterostructures</i>	84

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

УДК 621.317.76

АНАЛИЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ ЦЕЗИЕВЫХ АТОМНО-ЛУЧЕВЫХ ТРУБОК МЕТОДОМ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

И. И. Голеницкий, Н. Г. Духина, В. А. Мешков, С. А. Плешанов, В. В. Чугунов

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Приведены результаты компьютерного анализа и оптимизации функциональных узлов цезиевой атомно-лучевой трубки: системы магнитных экранов, соленоида для создания слабого магнитного поля в области СВЧ-резонатора, системы магнитной селекции атомов цезия по их энергетическим состояниям, индикатора атомного пучка. Полученные результаты могут оказаться полезными для улучшения метрологических, эксплуатационных и массогабаритных параметров цезиевых атомно-лучевых трубок.

КС: компьютерное моделирование, атомно-лучевая трубка

The results of computer analysis and optimization of functional nodes of cesium atomic-beam tube: a system of magnet screens, a solenoid for creating weak magnetic field around microwave resonator, a system of magnetic selection of cesium atoms in their energetic states, an atomic beam indicator were presented. The obtained results can be useful for improving metrological, operational and weight-dimensions parameters of atomic-cesium tubes.

Keywords: computer modeling, atomic-beam tube

1. ВВЕДЕНИЕ

Атомно-лучевые трубки (АЛТ) на пучке атомов цезия разрабатываются и исследуются на ФГУП «НПП «Исток» в течение многих лет [1–3]. В настоящее время на серийных цезиевых АЛТ базируется российская спутниковая система «ГЛОНАСС» [3]. Это определяет актуальность работ по дальнейшему улучшению метрологических, эксплуатационных и массогабаритных характеристик цезиевых АЛТ с магнитной селекцией [4], а также по созданию перспективных цезиевых АЛТ нового поколения с оптической селекцией атомных состояний с улучшенными техническими характеристиками [5].

АЛТ на пучке атомов цезия представляет собой сложный электровакуумный прибор с многослойной системой магнитных экранов, постоянными магнитами для селекции атомов по их энергетическим состояниям, соленоидом для создания слабого магнитного поля (поля «С») внутри системы магнитных экранов, индикатором атомов цезия с ионно-оптической системой и магнитным масс-спектрометром. Перечисленные функциональные узлы АЛТ имеют слож-

ную асимметричную конфигурацию и практически не поддаются точному аналитическому расчету. Поэтому в разработках цезиевых АЛТ преимущественно использовались приближенные методы расчета этих узлов, однако при этом решающую роль играли интуиция разработчика и экспериментальные исследования на макетах приборов. Новые возможности совершенствования методики расчета функциональных узлов АЛТ появились в связи с развитием метода компьютерного моделирования магнитных систем и систем формирования потоков заряженных частиц на основе трехмерных математических моделей, хорошо апробированного в области проектирования магнитных и электронно-оптических систем ЭВП СВЧ [6–8].

В настоящей работе приведены результаты компьютерного моделирования функциональных узлов цезиевых АЛТ с магнитной и оптической селекцией атомов по энергетическим состояниям и на этой основе предлагаются их улучшенные конструктивные варианты по заданным критериям оптимальности.

2. СИСТЕМА МАГНИТНОГО ЭКРАНИРОВАНИЯ

Одним из важнейших требований, предъявляемых к цезиевым АЛТ, является снижение магнитного сдвига частоты рабочего перехода ($F = 4, m = 0 \rightarrow F = 3, m = 0$), возникающего под воздействием внешних магнитных полей [3]. Для этого необходимо, чтобы в области взаимодействия атомного пучка с полем СВЧ-резонатора, установленного внутри системы экранов, обеспечивалась глубокая степень экранировки с коэффициентом экранирования не менее 10^5 . Как правило, источниками возмущающих внешних магнитных полей являются постоянно действующее магнитное поле Земли (около 0,5 Э) и поля рассеяния других приборов, работающих в одном блоке с АЛТ.

На рис. 1 приведено схематическое изображение многослойного магнитного экрана цезиевой АЛТ с магнитной селекцией атомных состояний [3]. Наружный экран (на рисунке не показан) представленной многослойной системы экранов является одновременно корпусом АЛТ. Внутри корпуса установлены три экрана: 1, 2, 3 – в виде отрезков цилиндрических труб с закрытыми торцами (дисками). Все экраны разделены между собой узкими коаксиальными и торцевыми зазорами. Для прохождения ленточного атомного пучка в центре дисков экрана 3 имеются прямоугольные отверстия 9, а в центре дисков экранов 1 и 2 – круглые отверстия 10.

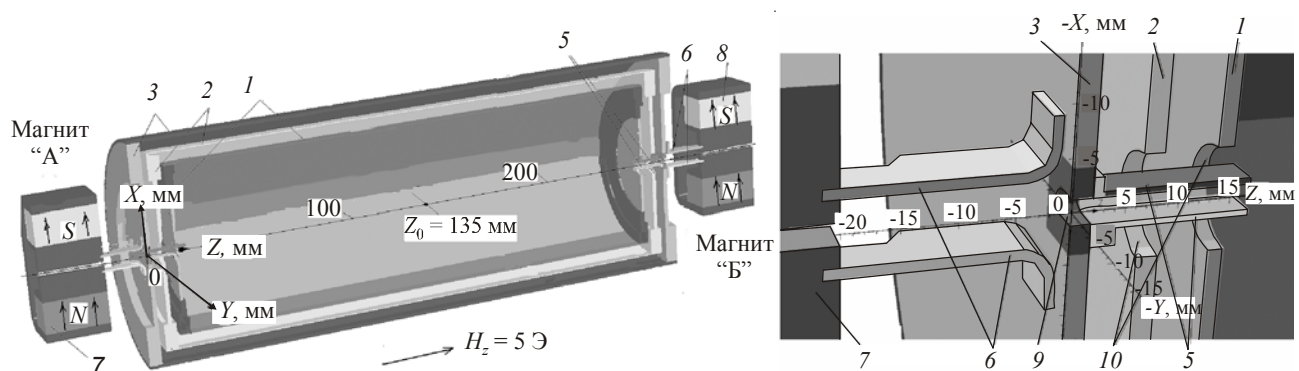


Рис. 1. Система магнитных экранов цезиевой АЛТ [3] с магнитной селекцией атомных состояний: 1, 2, 3 – магнитные экраны; 5 – пара внутренних формирующих пластин; 6 – пара внешних формирующих пластин; 7, 8 – постоянные магниты «А» и «Б» системы магнитной селекции; 9 – прямоугольные отверстия в экране 3; 10 – круглые отверстия в экранах 1, 2

С внешней стороны дисков экрана 3 установлены магнитные системы на постоянных магнитах 7 и 8 (магниты «А» и «Б» системы селекции атомов цезия по их энергетическим состояниям). Между магнитами и дисками экрана 3 установлены две первые пары внешних формирующих пластин 6. В отверстиях 9 и 10 экранов 1, 2, 3 установлены две вторые пары внутренних формирующих пластин 5. Вся система формирующих пластин служит для обеспечения необходимой ориентации вектора напряженности магнитного поля в направлении оси X на всем пути следования атомного пучка между постоянными магнитами «А» и «Б».

На рис. 2 приведена спроектированная система магнитных экранов для цезиевой АЛТ с оптической селекцией атомных состояний [5]. В этой системе прямоугольные отверстия в дисках экрана 3 заменены щелевыми отверстиями 11 с закругленными узкими боковыми стенками, что улучшает пространственное распределение магнитного поля по площади поперечного сечения атомного пучка. Вокруг щелевых отверстий 11 с наружной стороны дисков экрана 3 установлены кольцевые выступы 12, усиливающие действие экрана 3. В центре дисков экранов 1 и 2 выполнены круглые отверстия 10. Зазор между дисками экранов 1 и 2 увеличен (образованы камеры 13) для размещения устройств оптической селекции и регистрации атомных состояний.

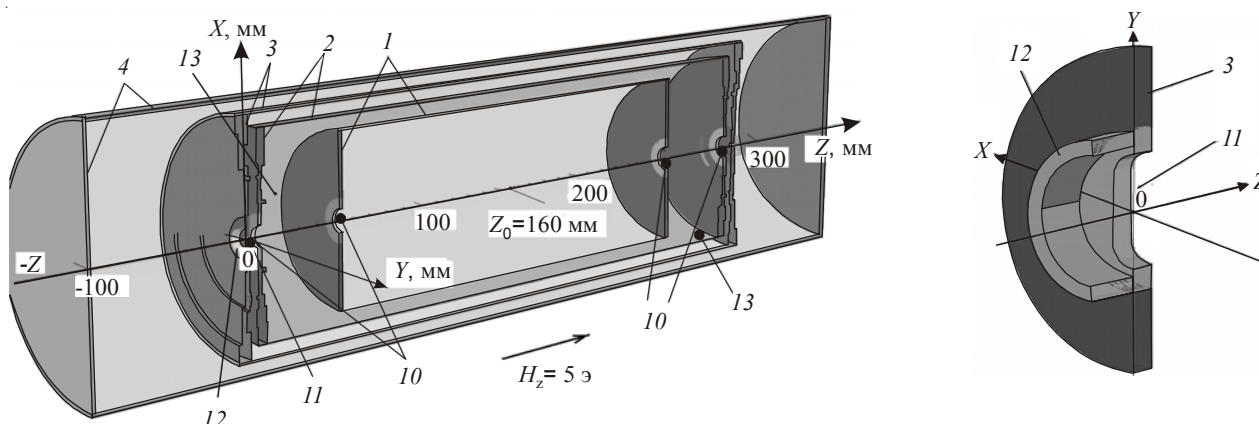


Рис. 2. Система магнитных экранов цезиевой АЛТ с оптической селекцией атомных состояний:

1, 2, 3 – внутренние экраны; 4 – наружный экран (корпус АЛТ); 10 – круглые отверстия; 11 – щелевые отверстия; 12 – кольцевые выступы; 13 – камеры устройств оптической селекции

Расчет систем магнитных экранов проводился с учетом воздействия внешнего однородного магнитного поля напряженностью 5 Э (усиленного аналога поля Земли), ориентированного в наиболее неблагоприятном направлении – вдоль оси Z системы магнитных экранов. Для снижения трудоемкости и повышения точности расчетов на всех плоскостях симметрии, присутствующих проектируемому варианту конструкции экранов, задавались нормальные или тангенциальные граничные условия для решения полевых задач. Магнитные свойства (BH -характеристики) пермаллоя марки 81НМА для экранов, железа армко для арматуры постоянных магнитов и сплава самарий–кобальт для постоянных магнитов задавались в расчетах в виде справочных таблиц.

Результаты расчета осевого распределения модуля напряженности магнитного поля в разных конструкциях многослойных экранов показаны на рис. 3.

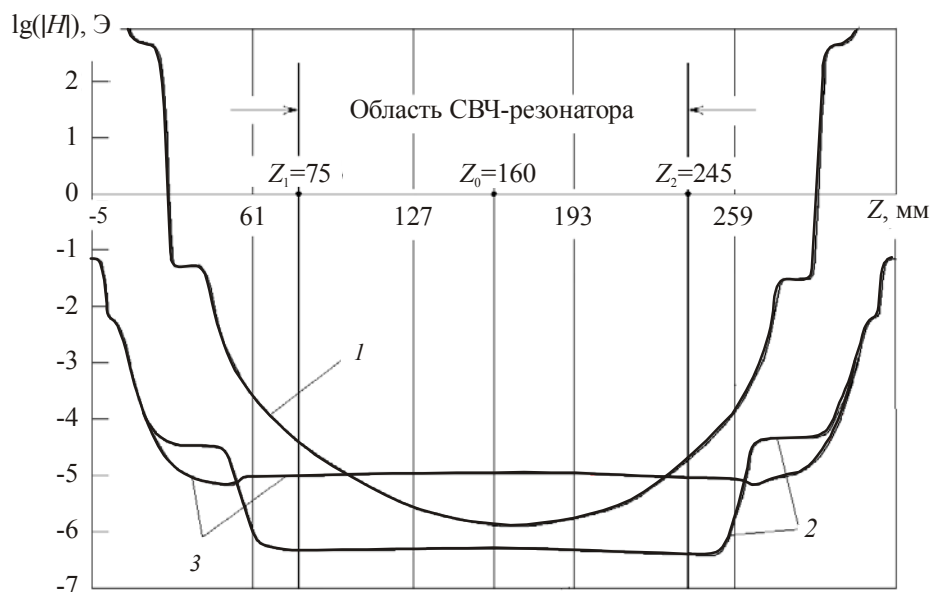


Рис. 3. Изменение модуля напряженности поля на оси разных систем многослойных магнитных экранов (с учетом корпуса АЛТ):
 1 – система экранов цезиевой АЛТ [3] с магнитной селекцией;
 2, 3 – системы экранов цезиевой АЛТ [5] с оптической селекцией

В системе экранов цезиевой АЛТ [3] (кривая 1 на рис. 3) имеет место неравномерное распределение магнитного поля вдоль оси Z . Магниты создают на оси поле 10^4 Гс и с небольшими потерями доносят его до входа во внутренние экраны. В области внутренних пластин напряженность поля держится на уровне 10^{-1} Э. В центре системы напряженность составляет 10^{-6} Э, а на входе в область СВЧ-резонатора, в плоскости $Z_1 = 75$ мм внутри полости экрана 1, она повышается до уровня 10^{-4} Э. Этот перепад напряженности поля внутри резонатора отрицательно влияет на взаимодействие атомного пучка с высокочастотным полем резонатора, в связи с чем возникает известная и трудно решаемая проблема торцевой защиты СВЧ-резонатора. Увеличение поля на краях резонатора связано с наличием внутренних формирующих пластин 5 в системе магнитных экранов, «затягивающих» поле извне внутрь. В создание поля внутри резонатора основной вклад вносит внешнее поле (5 Э), а влияние магнитов на несколько порядков меньше из-за ориентации вектора намагниченности перпендикулярно оси Z .

В системе магнитных экранов цезиевых АЛТ с оптической селекцией атомных состояний [5] формирующие пластины отсутствуют, благодаря чему создаются более благоприятные условия для повышения коэффициента экранирования и снижения перепада (неоднородности) поля на оси внутреннего экрана 1 и, следовательно, в области взаимодействия атомного пучка с высокочастотным полем резонатора. Полученное распределение поля в системе магнитных экранов цезиевой АЛТ с оптической селекцией показано на рис. 3 в виде кривой 2. Видно, что корпус АЛТ (экран 4) ослабляет внешнее поле (5 Э) до уровня 10^{-1} Э. В отверстиях 10, 11 экранов 2 и 3 проникающее поле снижается до уровня 10^{-4} Э и на этом уровне удерживается в двух боковых камерах 13. Внутри полости экрана 1, в области расположения СВЧ-резонатора между

плоскостями $Z_1 = 75$ мм и $Z_2 = 245$ мм, напряженность поля падает ниже уровня 10^{-6} Э и остается постоянной. Коэффициент экранирования этой системы магнитных экранов (без учета остаточных магнитных полей в материале экранов) составляет порядка 10^6 .

На рис. 3 (кривая 3) показаны также результаты расчета другой упрощенной конструкции системы магнитных экранов цезиевой АЛТ с оптической селекцией [5]. В ней удален цилиндр среднего экрана 2, а его торцевые диски соединены с удлиненной в обе стороны цилиндрической поверхностью экрана 1. Коэффициент экранирования этой системы снижается до уровня 10^5 , что связано с уменьшением количества вложенных замкнутых поверхностей.

3. СОЛЕНОИД ДЛЯ СОЗДАНИЯ СЛАБОГО ПОЛЯ ПОДМАГНИЧИВАНИЯ В ОБЛАСТИ СВЧ-РЕЗОНАТОРА

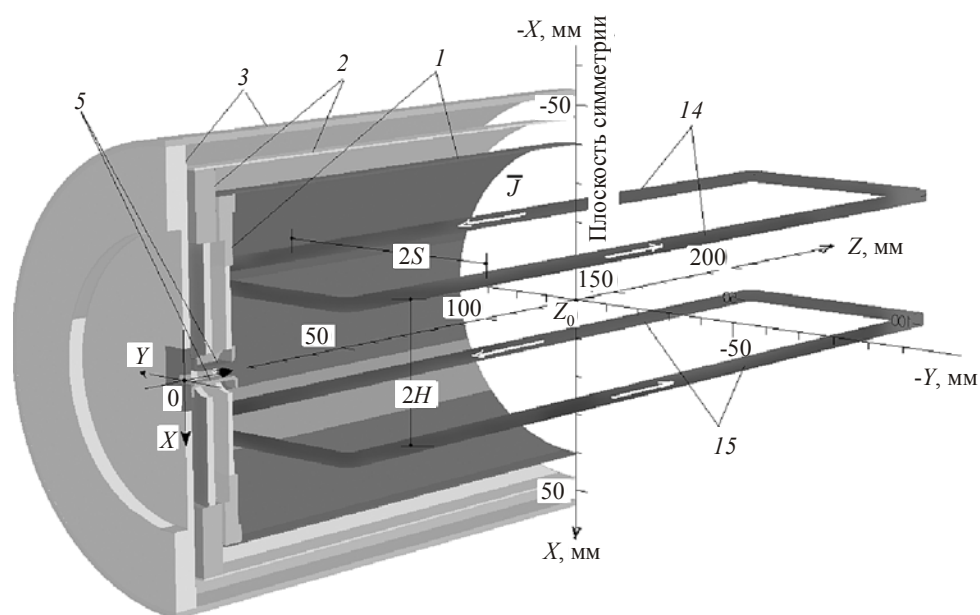
Для снятия вырождения энергетических уровней атомов цезия в области взаимодействия атомного пучка с высокочастотным полем резонатора, расположенного в полости экрана 1, необходимо создать слабое магнитное поле подмагничивания – поле «С» [1–3]. Тем самым обеспечиваются условия для эффективного взаимодействия атомов цезия с полем СВЧ-резонатора. Ориентация поля «С» должна совпадать с направлением вектора осциллирующей высокочастотной компоненты магнитного поля вдоль координаты X , перпендикулярно широким стенкам прямоугольных отверстий в стенках резонатора, необходимых для пропускания ленточного атомного пучка. По оценкам авторов работы [9], изменение напряженности поля «С» на краях резонатора по отношению к напряженности поля в его центре должно составлять десятки доли процента.

Соленоид, создающий магнитное поле «С» в цезиевых АЛТ [3], представляет собой систему из двух прямоугольных рамок (каркасов), на которые намотаны проводники. Напряженность поля задается уровнем постоянного тока, проходящего через проводники. Рамки располагаются внутри системы магнитных экранов в двух плоскостях на равноудаленных расстояниях от центральной плоскости симметрии системы магнитных экранов ($X = 0$), совпадающей с плоскостью симметрии U -образного СВЧ-резонатора. В расчетах были заданы условия симметрии экранов и рамок относительно плоскостей $Y = 0$ и $Z = Z_0 = 135$ мм.

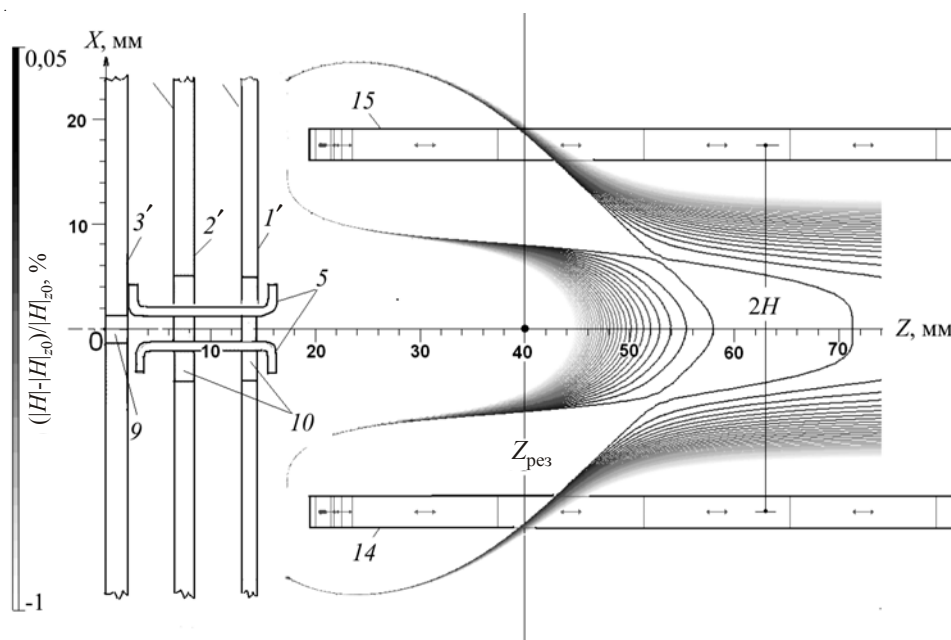
На рис. 4,а показаны рамки поля «С» внутри системы магнитных экранов цезиевой АЛТ [3]. Качество поля «С», создаваемого системой рамок, оценивалось с помощью введенного коэффициента неоднородности поля рамок $K(Z)$, величина которого (%) определялась как относительная разность модулей поля $|H(Z)|$ и $|H|_{Z_0}$ соответственно в текущей точке Z и центре системы Z_0 : $K(Z) = (|H(Z)| - |H|_{Z_0})/|H|_{Z_0}$.

На рис. 4,б представлены изолинии коэффициента $K(Z)$ в поперечном сечении рамок, в плоскости $Y = 0$; распределение $K(Z)$ вдоль оси показано на рис. 5 (кривая 2). Величина модуля напряженности магнитного поля в центре рамок составила 0,0943 Э, постоянный ток рамок – 27 мА, ширина рамок $2S = 60,6$ мм, расстояние между рамками $2H = 35$ мм ($2S$ и $2H$ измеряются от центров поперечных сечений рамок), координаты торцевых плоскостей диска внутреннего экрана, рамок и резонатора – 14,5, 19,5 и 40 мм.

На рис. 5 (кривые 2 и 3) приведены функции распределения коэффициента неоднородности рамок поля «С» на оси системы магнитных экранов цезиевой АЛТ [3]. Кривая 2 имеет ровную полочку ($K(Z)_{\max} = +0,07$ % при $Z = 65$ мм), но недостаточную длину этой полочки, обращается



а)



б)

Рис. 4. Система рамок поля «С» в экранах цезиевой АЛТ [3] (а) и расчетные изолинии коэффициента $K(Z, X)$ в плоскости $Y=0$ (б):
 $1'$, $2'$, $3'$ – диски магнитных экранов $1, 2, 3$; 5 – пара внутренних формирующих пластин;
 9 – прямоугольное отверстие; 10 – круглые отверстия; $14, 15$ – рамки поля «С»

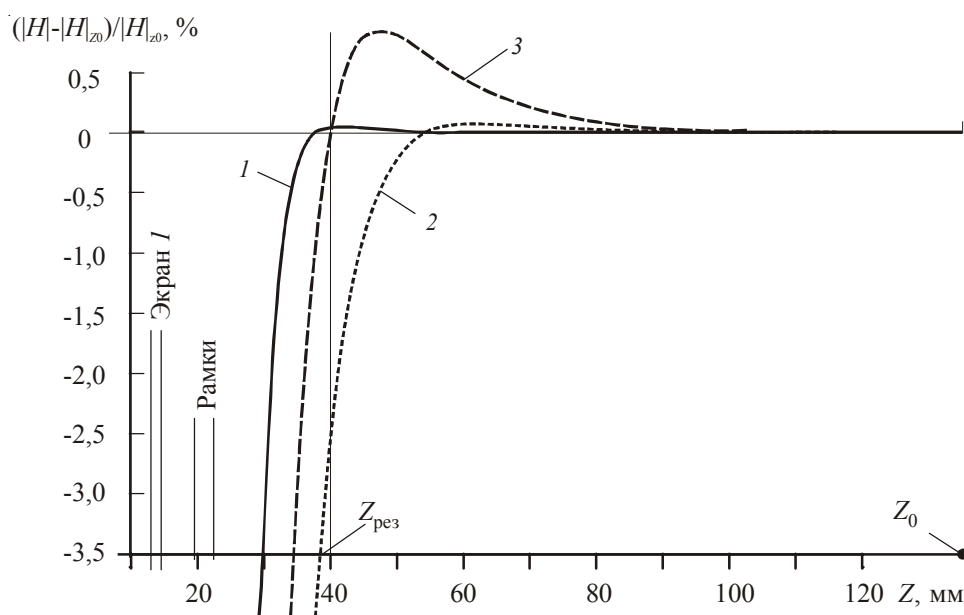


Рис. 5. Функции осевого распределения коэффициента $K(Z)$ для разных конструкций рамок поля «С», установленных внутри системы магнитных экранов цезиевой АЛТ [3]:

Кривая 1 – система двоянных рамок; кривые 2, 3 – система рамок АЛТ [3]

в нуль в точке $Z = 55$ мм и опускается до $-2,5$ % во входной плоскости резонатора ($Z = Z_{\text{рез}} = 40$ мм). Такой уровень неоднородности поля «С» на торцах СВЧ-резонатора не удовлетворяет поставленным условиям его торцевой защиты. Путем выбора параметров рамок ($2S = 55,4$ мм и $2H = 32$ мм) можно сдвинуть функцию $K(Z)$ влево так, чтобы она обращалась в нуль во входной плоскости СВЧ-резонатора ($Z_{\text{рез}} = 40$ мм), однако при этом положительная величина максимума функции $K(Z)$ вырастает до $+0,85$ % (кривая 3).

Расчеты показали, что снижения коэффициента неоднородности рамок поля «С» на всей длине резонаторной системы можно добиться с помощью системы двоянных рамок с торцевыми загибами, показанных на рис. 6, 7.

В предлагаемой системе каждая двоянная рамка состоит из двух рамок с изогнутыми торцами. Торцы рамок 17, 18 загнуты под углом 90° в сторону центральной плоскости симметрии системы защитных экранов ($X = 0$), а торцы рамок 16, 19 – в противоположном направлении. Путем оптимизации величины загибов $2h_1$ и $2h_2$ обеспечивается минимум положительного «всплеска» функции $K(Z)$ в заданной входной плоскости СВЧ-резонатора ($Z = Z_{\text{рез}}$). Центры поперечных сечений двоянных рамок в части, где они примыкают друг к другу, должны быть расположены на вершинах прямоугольника с соотношением сторон $2H/2S = \text{tg}30^\circ$, где $2H$ – расстояние между двоянными рамками и $2S$ – ширина двоянных рамок, измеряемые по центрам поперечных сечений двоянных рамок. Это условие обеспечивает равномерность распределения коэффициента неоднородности по всей площади возможного сечения атомного пучка размерами $2,5 \times 5,0$ мм.

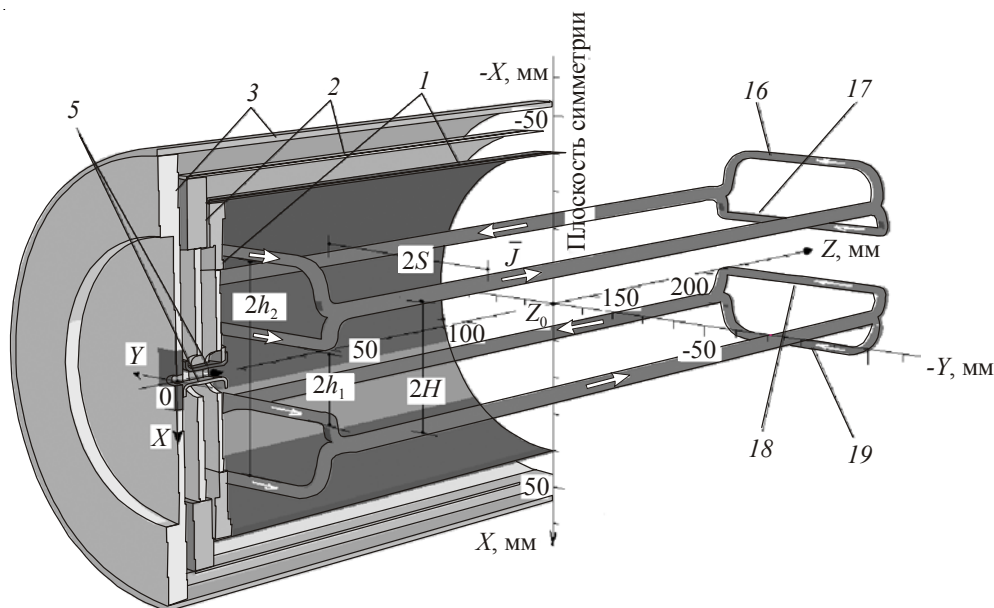


Рис. 6. Система двойных рамок с торцевыми загибами в экранах цезиевой АЛТ [3]:

1, 2, 3 – магнитные экраны; 5 – пара внутренних формирующих пластин;
16, 17 – первая двойная рамка; 18, 19 – вторая двойная рамка

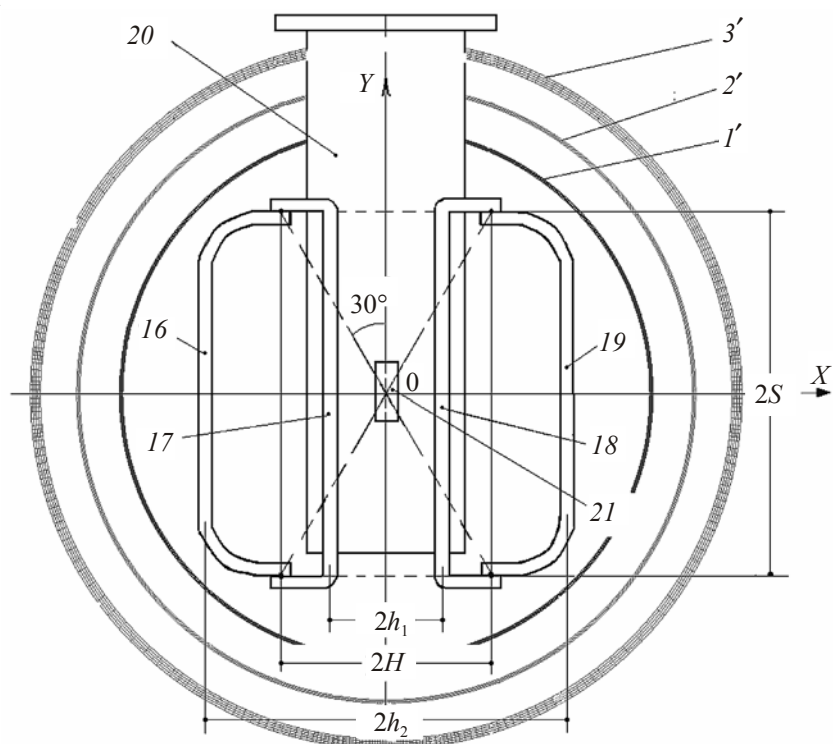


Рис. 7. Система двойных рамок с экранами и СВЧ-резонатором цезиевой АЛТ [3]

в сечении $Z = \text{const}$:

1', 2', 3' – цилиндры магнитных экранов 1, 2, 3; 16, 17 – первая двойная рамка;
18, 19 – вторая двойная рамка; 20 – СВЧ-резонатор; 21 – входное отверстие в стенке СВЧ-резонатора

Результаты расчета системы сдвоенных рамок приведены на рис. 5 (кривая 1) и на рис. 8. В расчетах заданы следующие параметры: $2H = 32$ мм, $2S = 55,4$ мм, $2h_1 = 17$ мм и $2h_2 = 54,8$ мм. При том же суммарном токе в сдвоенных рамках (27 мА) расчетная величина напряженности поля в центре рамок составила $|H| = 0,09581$ Э. По сравнению с обычными рамками для системы сдвоенных рамок функция $K(Z)$ смещается влево на 20 мм, при этом ее максимум в области резонатора не превышает $+0,05$ %. Таким образом, применение сдвоенных рамок позволяет при всех прочих равных условиях существенно снизить сдвиг частоты рабочего перехода, вызванный неоднородностью поля «С», а также сократить общую длину внутреннего экрана и соответственно общую длину АЛТ.

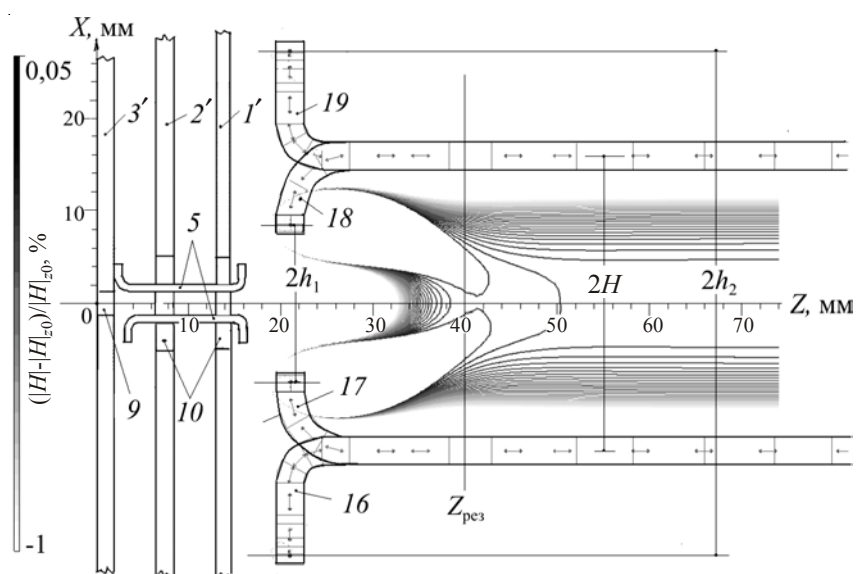


Рис. 8. Изолинии коэффициента $K(Z, X)$ поля «С» системы сдвоенных рамок в магнитных экранах АЛТ [3]:

$1', 2', 3'$ – диски магнитных экранов 1, 2, 3; 5 – пара внутренних формирующих пластин;
9, 10 – прямоугольное и круглые отверстия; 16, 17 – первая сдвоенная рамка;
18, 19 – вторая сдвоенная рамка

В АЛТ с комбинированной (оптической и магнитной) селекцией атомных состояний [5] применение системы сдвоенных рамок дает возможность независимо подбирать параметры торцевых загيبов, настраиваясь на минимальный коэффициент неоднородности поля как со стороны магнитного, так и со стороны оптического селектора, что принципиально невозможно в АЛТ с обычной парой рамок. В АЛТ с лазерной накачкой и лазерным детектированием достигается тот же положительный эффект.

4. СИСТЕМА МАГНИТНОЙ СЕЛЕКЦИИ АТОМНЫХ СОСТОЯНИЙ

Одной из основных задач, возникающих при проектировании современных АЛТ, является оптимизация системы магнитной селекции атомов цезия по энергетическим состояниям

за счет создания магнитного поля с определенным направлением градиента напряженности в магнитном зазоре. Система селекции состоит из двух магнитов: «А» и «Б», установленных на входе и выходе экранируемой области СВЧ-резонатора, на близком расстоянии от торцевых дисков экрана 3 (см. рис. 1). Магниты «А» и «Б» отличаются лишь противоположным направлением градиента отклоняющего поля за счет взаимной перестановки полюсных наконечников с разной формой (выпуклой и вогнутой) поверхности.

Поперечная отклоняющая сила магнитного поля, действующая на проходящие сквозь магнитный зазор атомы цезия, пропорциональна градиенту B_x -составляющей напряженности поля по ширине (оси X) магнитного зазора [1]. В конечном итоге атомы, прошедшие путь от источника до индикатора сквозь магнитные зазоры постоянных магнитов «А» и «Б», попадают на танталовую ленточку термического ионизатора с заданными размерами облучаемого участка, равными $1,1 \times 5,0$ мм, которые и определяет размер площадки, с которой детектируется полезный сигнал. В связи с этим рабочая апертура магнитных селекторов должна быть больше, чем упомянутые размеры поверхности ленты термического ионизатора. В этих же пределах необходимо обеспечить достаточную величину и направление градиента магнитного поля, при которых обеспечивается эффективная (с высоким КПД) селекция атомов по их энергетическим состояниям и скоростям.

На рис. 9 показан один из магнитов системы магнитной селекции, который применяется в цезиевой АЛТ [3]. Он представляет собой двухполюсный постоянный магнит 24 из сплава самарий–кобальт с полюсными наконечниками 22, 23 из железа армо. Противостоящие поверхности полюсных наконечников формируются так, чтобы они совпадали с эквипотенциальными поверхностями магнитного поля двух параллельных линейных проводников с током [1]. Магниты и полюсные наконечники соединены одним замкнутым магнитопроводом 25.

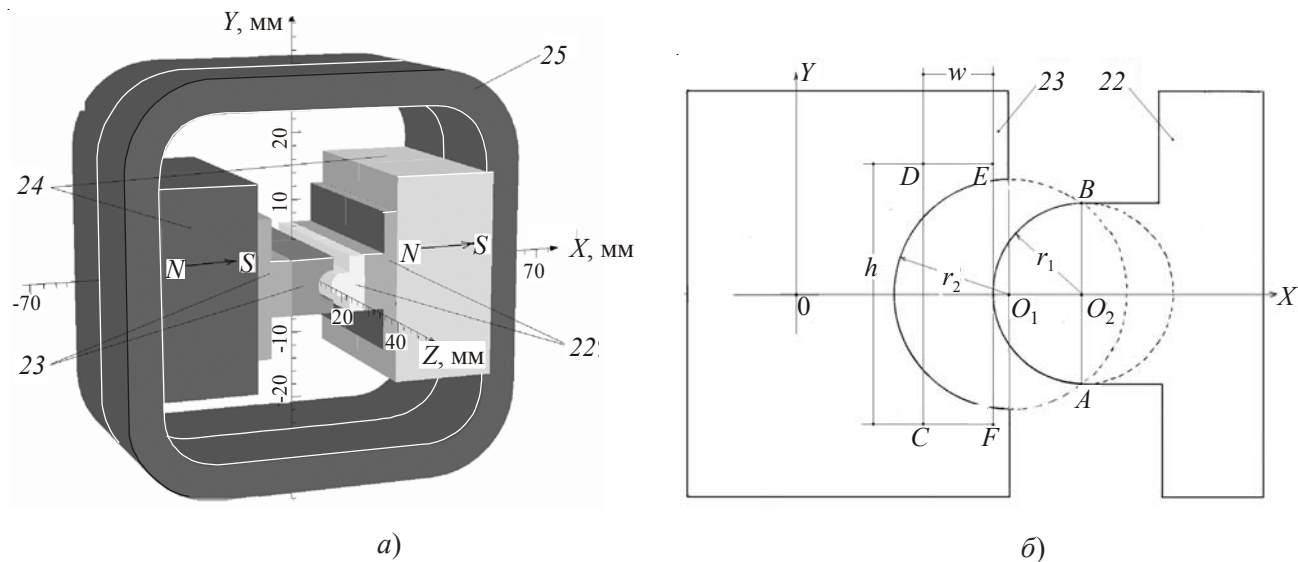


Рис. 9. Постоянный магнит системы селекции цезиевой АЛТ [3] (а) и схематическое изображение его магнитного зазора (б):

22, 23 – полюсные наконечники; 24 – постоянные магниты; 25 – магнитопровод;
 C, D, E, F – вершины прямоугольника со сторонами, равными ширине w и длине h облучаемого участка ленты ионизатора

Компьютерный анализ постоянного магнита системы селекции цезиевой АЛТ [3] показал значительный разброс градиента отклоняющего магнитного поля по сечению магнитного зазора. Кроме того, он имеет еще другой недостаток, связанный с наличием сильного апертурного эффекта – перехвата части периферийных атомов цезия входной торцевой стенкой магнитного зазора.

Отмеченные недостатки удастся в значительной степени ослабить путем оптимизации конструкции магнитной системы. В оптимизированной конструкции (рис. 10) используется только один постоянный магнит 28. Профиль торцевых поверхностей и ширина межполюсного зазора здесь изменены таким образом, что размеры апертуры магнита превышают заданные размеры облучаемой поверхности ленты ионизатора ($w = 1,1$ мм и $h = 5,0$ мм). Для уменьшения потерь атомов на входе в магнитный зазор диаметр выпуклой цилиндрической поверхности выбран равным длине облучаемого участка ленты (5 мм), а вогнутой – чуть больше (5,068 мм).

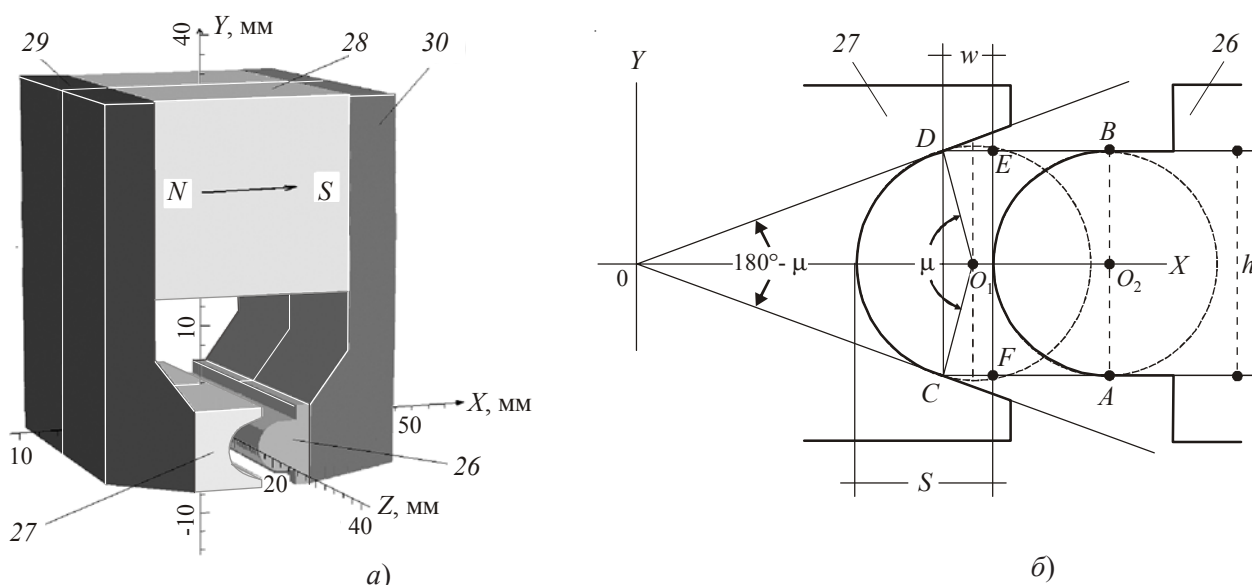


Рис. 10. Оптимизированная конструкция постоянного магнита системы селекции (а) и схематическое изображение его магнитного зазора (б):

26, 27 – полюсные наконечники; 28 – постоянный магнит; 29, 30 – боковые магнитопроводы;
C, D, E, F – вершины прямоугольника со сторонами,
равными ширине w и длине h облучаемого участка ленты ионизатора

Для снижения разброса градиента отклоняющего магнитного поля по сечению указанной площади зазора ($1,1 \times 5,0$ мм²) вогнутая поверхность полюсного наконечника имеет вид сегмента цилиндрической поверхности, сопряженной с двумя плоскостями, пересекающимися под углом $180^\circ - \mu$, где μ – центральный угол сегмента в заданных пределах ($130^\circ \leq \mu \leq 150^\circ$).

На рис. 11 приведены результаты расчета функциональных зависимостей градиента отклоняющего магнитного поля по сечению магнитного зазора (по ширине X и высоте Y) в обычной и оптимизированной конструкциях магнитного селектора. Видно, что путем оптимизации конструкции магнита-селектора может быть существенно снижен разброс градиента отклоняющего магнитного поля по сечению магнитного зазора. Таким образом, полученные результаты

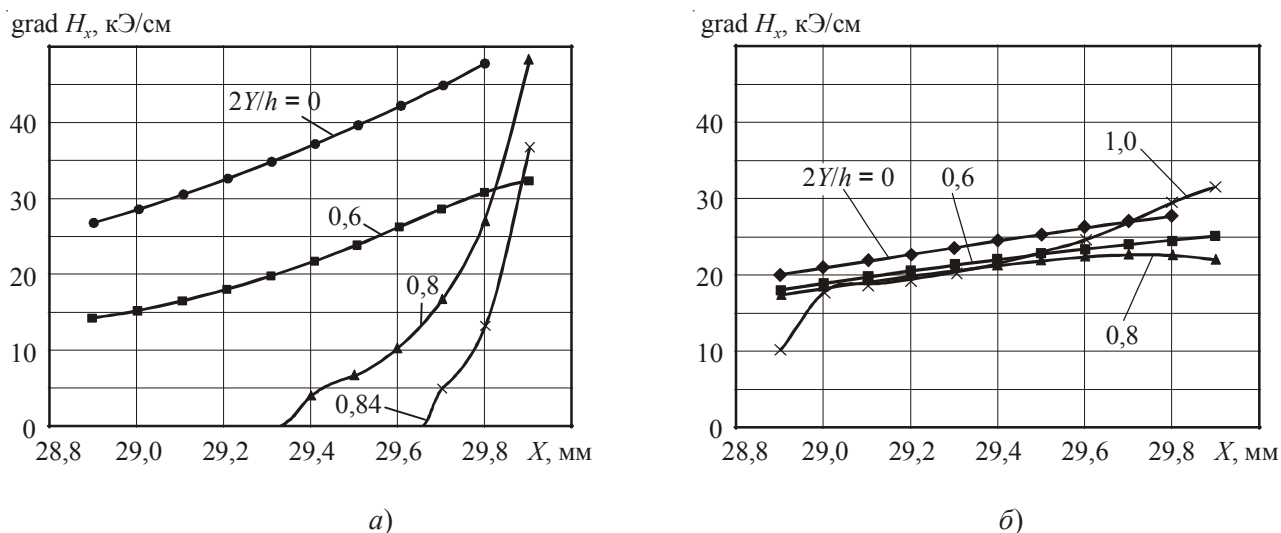


Рис. 11. Изменение градиента H_x -компоненты поля в зазоре магнита цезиевой АЛТ [3] (а) и в оптимизированной конструкции магнита (б)

компьютерного моделирования показывают возможности повышения эффективности магнитной селекции и снижения массы и габаритов постоянных магнитов — селекторов.

5. ИНДИКАТОР АТОМНОГО ПУЧКА

Индикатор атомного пучка является важнейшим многофункциональным выходным каскадом цезиевой АЛТ. В нем на поверхности ленты термического ионизатора осуществляется преобразование потока нейтральных атомов в поток однозарядных положительных ионов, формирование потока ионов цезия в ионной пушке и фильтрация его от посторонних ионов в отклоняющем магнитном поле масс-спектрометра, сбор ионов на первом диоде вторичного ионного умножителя или коллектора и последующее усиление тока. Узел, включающий ленточный ионизатор и фокусирующий электрод или электроды, по сути, представляет собой устройство, которое часто называют «ионной пушкой». Величина тока определяет амплитуду выходного сигнала АЛТ, подаваемого на вход системы автоматической подстройки частоты квантового стандарта.

Индикатор серийной цезиевой АЛТ [3] содержит корпус с внутренней перегородкой в виде плоской диафрагмы с отверстием (который одновременно является анодом ионно-оптической системы), фокусирующий электрод с щелевым отверстием, термический ионизатор в виде металлической ленты, расположенной внутри щелевого отверстия фокусирующего электрода, магнитный масс-спектрометр, коллектор для сбора ионов. Масс-спектрометр выполнен на постоянных магнитах с индукцией отклоняющего магнитного поля 3000 Гс и расположен в области между анодной диафрагмой и коллектором ионов в корпусе индикатора. Основным недостатком такого индикатора состоит в том, что функциональная зависимость токопрохождения на коллектор от потенциала фокусирующего электрода имеет ярко выраженный резонансный характер, вследствие чего ширина зоны токопрохождения на уровне 70 %, необходимая для нормальной работы АЛТ, сравнима с величиной контактной разности потенциалов между электродами электронных ламп [10]. Дрейф контактной разности потенциалов, связанный

с изменением состояния поверхности электродов ионно-оптической системы в процессе длительной работы АЛТ (в первую очередь, с изменением физического состояния поверхности ленты термического ионизатора и фокусирующего электрода в ионной пушке), является одной из причин нестабильности сигнала цезиевой АЛТ в системе «ГЛОНАСС-М» [11].

На рис. 12 показаны компьютерная модель магнитного масс-спектрометра цезиевой АЛТ [3], а также экспериментальное и расчетное распределения индукции отклоняющего поля вдоль траектории полета атомов цезия на оси Z .

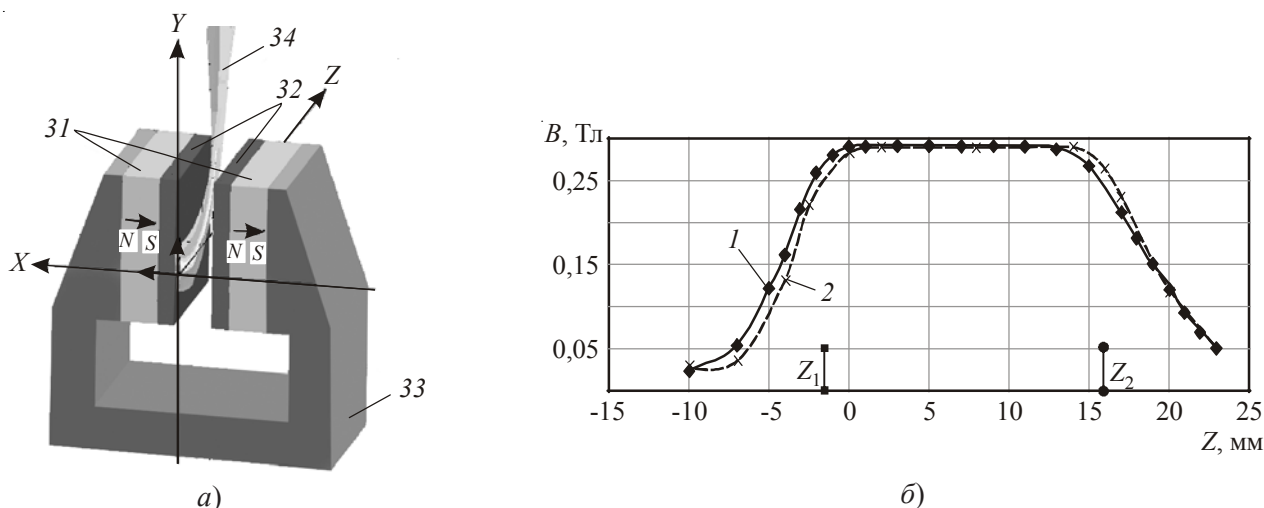


Рис. 12. Масс-спектрометр цезиевой АЛТ [3] (а)
и распределение индукции отклоняющего магнитного поля (б)
вдоль оси Z магнитного зазора:

31 – постоянные магниты; 32 – полюсные наконечники; 33 – магнитопровод; 34 – поток ионов цезия;
кривая 1 – эксперимент; кривая 2 – расчет; Z_1 и Z_2 – начало и конец полюсных наконечников

На рис. 13 показаны элементы ионно-оптической системы индикатора и результаты расчета топологии электрического поля и траекторий ионов в области ионной пушки цезиевой АЛТ [3]. Расчет выполнен при нулевых потенциалах анодной диафрагмы (элемента корпуса АЛТ) и коллектора ($U_a = U_{\text{кол}} = 0$), потенциалах фокусирующего электрода $U_{\text{фок}} = +9,15$ В и ленты ионизатора $U_{\text{ион}} = +7,15$ В, которые подаются на фокусирующий электрод и на один из держателей ленты ионизатора.

По топологии распределения потенциала электрического поля видно, что при разности потенциалов между лентой ионизатора и фокусирующим электродом эквипотенциальные линии замыкаются вокруг ленты термического ионизатора, образуя ряд concentric эллипсоидных поверхностей. Вблизи краев ленты ионизатора появляется поперечная компонента электрического поля, вызывающая поперечное движение ионов (в направлении оси X), которые стартуют с боковых кромок поверхности ленты ионизатора. Это вызывает разброс поперечных скоростей ионов в ионном потоке на выходе из ионной пушки, который еще больше усиливается после воздействия на ионный поток отклоняющего магнитного поля масс-спектрометра. Указанный эффект является причиной появления высокой критичности токопрохождения на коллектор по отношению к изменению разности потенциалов между лентой термического ионизатора и фокусирующим электродом.

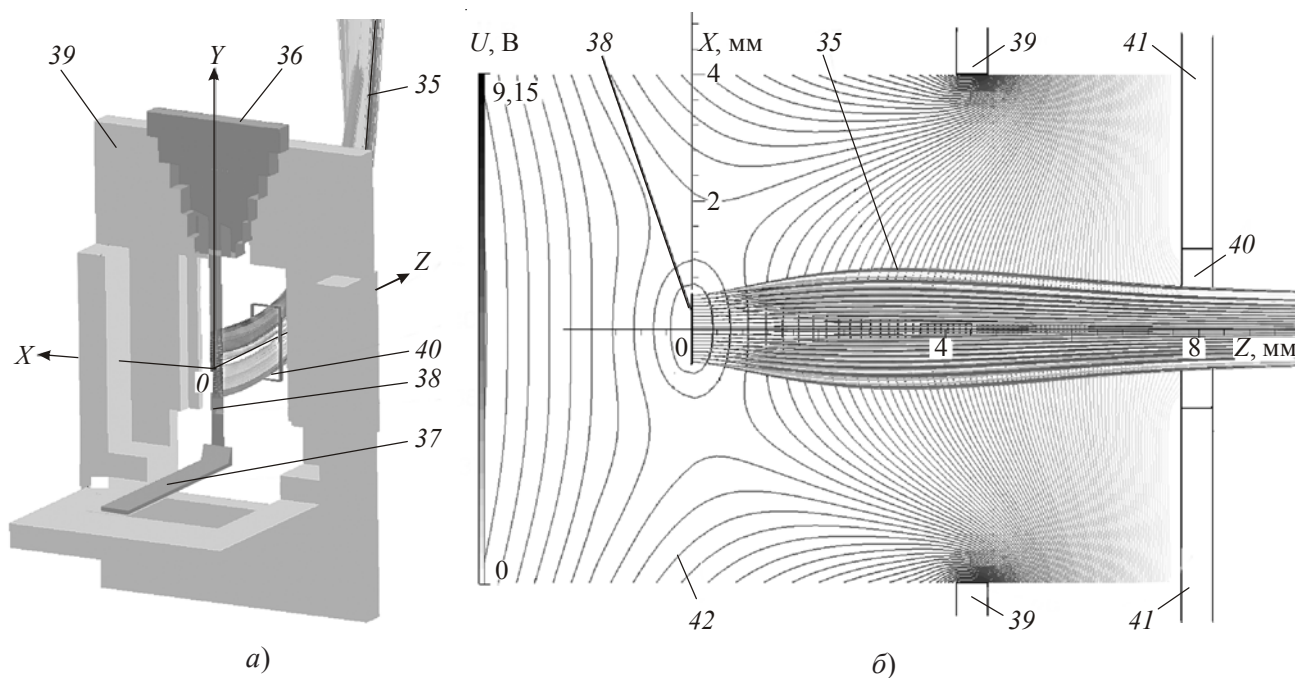


Рис. 13. Электроды ионно-оптической системы (а) и распределение электрического поля в области ионной пушки (б) индикатора цезиевой АЛТ [3]:

35 – ионный поток (траектории ионов); 36, 37 – держатели ленты термического ионизатора; 38 – лента термического ионизатора; 39 – фокусирующий электрод; 40 – прямоугольное отверстие в анодной диафрагме; 41 – анодная диафрагма; 42 – эквипотенциальные линии электрического поля

Это подтверждается результатами измерений токопрохождения на коллектор цезиевой АЛТ [3] в зависимости от изменения потенциалов ленты термического ионизатора $U_{\text{ион}}$ и фокусирующего электрода $U_{\text{фок}}$, которые приведены на рис. 14. Токопрохождение в каждой точке диапазона определялось как отношение измеренной величины тока (выходного сигнала АЛТ) в каждой точке диапазона к его максимальному значению, полученному в исследуемых диапазонах измерений потенциала ленты ионизатора ($+6,0 \text{ В} \leq U_{\text{ион}} \leq +8,5 \text{ В}$) и потенциала фокусирующего электрода ($0 \leq U_{\text{фок}} \leq +12 \text{ В}$). По результатам измерений видно, что ширина зоны по 70 %-ному уровню токопрохождения меняется в диапазоне $1,0 \dots 1,2 \text{ В}$ и сравнима по величине с контактной разностью потенциалов между электродами электронных ламп [10].

Для формирования вблизи поверхности ленты ионизатора более однородного электрического поля в ионную пушку были введены дополнительные плоские боковые фокусирующие электроды, установленные параллельно боковым поверхностям ленты ионизатора и электрически соединенные с одним из держателей ленты ионизатора, как показано на рис. 15,а. Электрическое соединение боковых плоских фокусирующих электродов с одним концом ленты термического ионизатора обеспечивает на них постоянную величину потенциала. При этом токи дополнительных фокусирующих электродов равны нулю. Плоская поверхность боковых фокусирующих электродов выравнивает электрическое поле как вблизи поверхности ленты ионизатора, так и в остальной области ионной пушки. Благодаря этому уменьшается разброс поперечных скоростей ионов на выходе из пушки и после прохождения области магнитного поля масс-

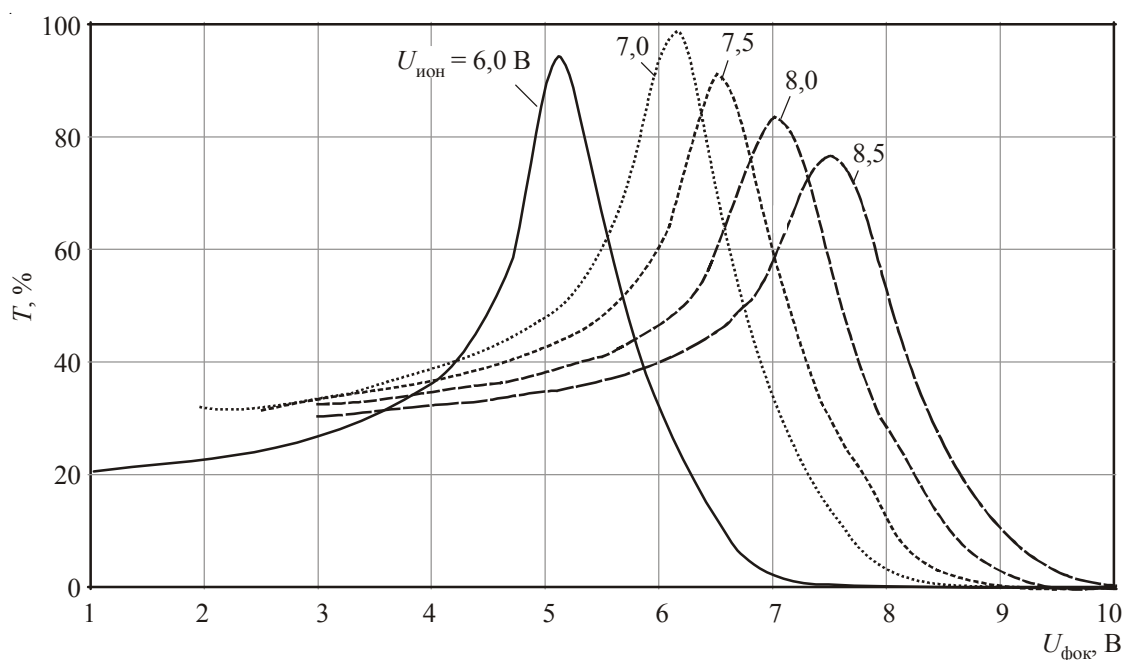


Рис. 14. Экспериментальные зависимости токопрохождения от потенциалов ленты ионизатора $U_{\text{ион}}$ и фокусирующего электрода $U_{\text{фок}}$ в индикаторе цезиевой АЛТ [3]

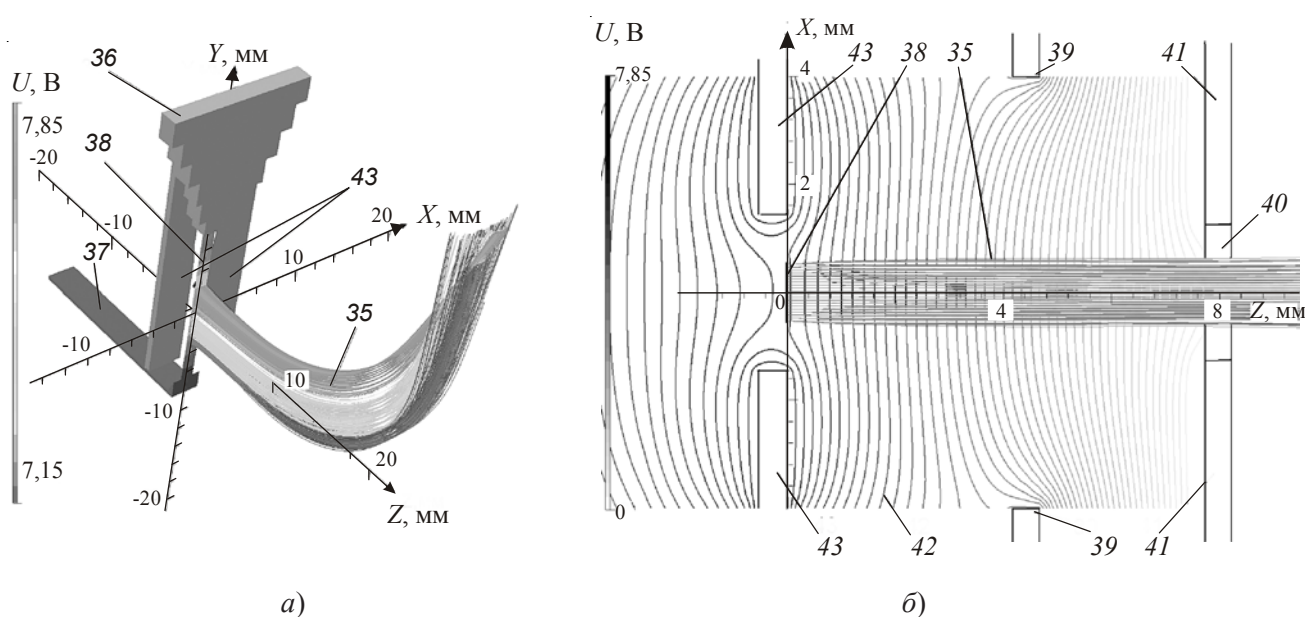


Рис. 15. Оптимизированная конструкция ионной пушки с боковым плоским фокусирующим электродом (а) и распределение в ней электрического поля в плоскости $Y = 0$ (б):
 35 – ионный поток (траектории электронов); 36, 37 – держатели ленты термического ионизатора;
 38 – лента термического ионизатора; 40 – отверстие в анодной диафрагме; 41 – плоская анодная диафрагма;
 42 – эквипотенциальные линии электрического поля; 43 – плоский боковой фокусирующий электрод

спектрометра. В конечном итоге это приводит к снижению чувствительности токопрохождения от разности потенциалов между лентой термического ионизатора и фокусирующим электродом.

На рис. 15,б приведены эквипотенциальные линии электрического поля и траектории ионов в плоскости $Y = 0$, рассчитанные в ионной пушке индикатора с плоским боковым фокусирующим электродом. Расчет выполнен при нулевых потенциалах анода и коллектора ($U_a = U_{\text{кол}} = 0$) и потенциалах ленты ионизатора (с боковыми плоскими фокусирующими электродами) и фокусирующего электрода соответственно $U_{\text{ион}} = +7,85$ В, $U_{\text{фок}} = +6,15$ В. Видно, что эквипотенциальные линии во всей области пушки идут почти параллельно друг другу, за исключением естественного возмущения в области прямоугольного отверстия в анодной диафрагме.

Индикатор с дополнительными боковыми фокусирующими электродами в ионной пушке был изготовлен и испытан в стандартной цезиевой АЛТ [3]. Боковые плоские фокусирующие электроды были выполнены в виде толстой П-образной пластины из токопроводящего материала [12], которая одновременно обладала поглощающими свойствами и служила в качестве дополнительного геттера в ионной пушке. Результаты измерений представлены на рис. 16 в виде семейства функций токопрохождения от потенциалов ленты ионизатора и фокусирующего электрода. Как видно из рисунка, во всем измеряемом диапазоне потенциалов ленты ионизатора и фокусирующего электрода снижается крутизна функции токопрохождения в окрестности ее максимума. При этом область токопрохождения на 70 %-ном уровне многократно расширяется (в 4...6 раз) по сравнению с приведенными выше аналогичными результатами измерений цезиевой АЛТ [3] с обычным индикатором. Ширина области токопрохождения составляет около 6 В, что в несколько раз превышает величину контактной разности потенциалов между электродами электронных ламп [10]. Благодаря этому повышается устойчивость выходного сигнала АЛТ по отношению к дестабилизирующему воздействию контактной разности потенциалов.

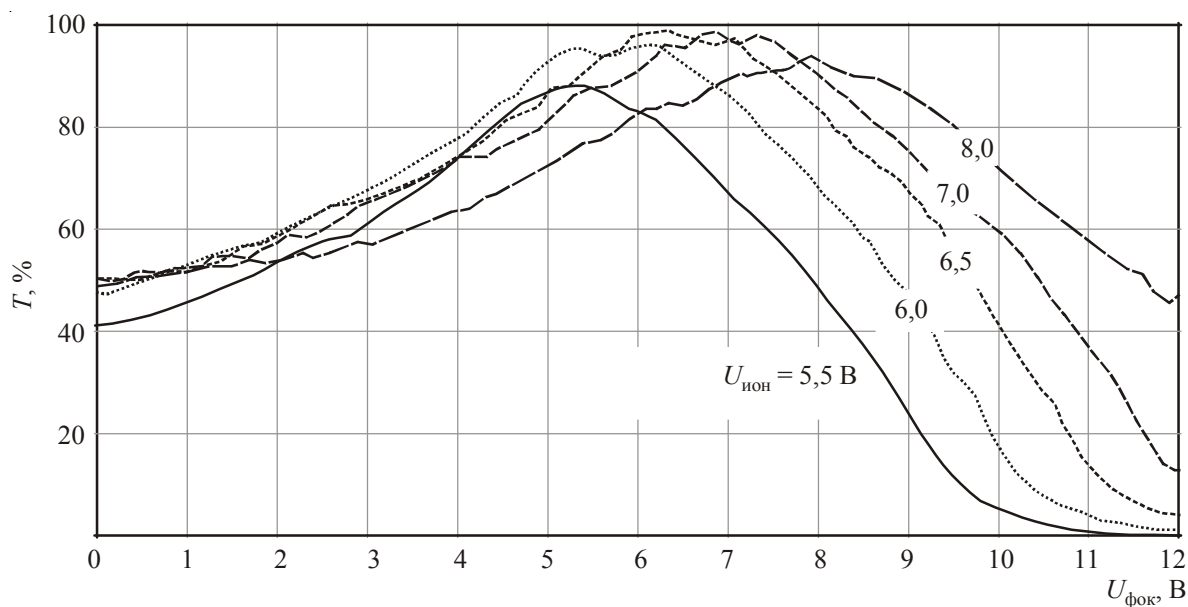


Рис. 16. Экспериментальные зависимости токопрохождения от потенциалов ленты ионизатора $U_{\text{ион}}$ и фокусирующего электрода $U_{\text{фок}}$ в индикаторе с боковым плоским фокусирующим электродом

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе компьютерного моделирования показаны конструктивные возможности улучшения параметров основных функциональных узлов серийных цезиевых АЛТ и вновь разрабатываемых цезиевых АЛТ с оптической селекцией атомных состояний. Результаты моделирования отдельных узлов (в частности, индикатора атомного пучка) подтверждены экспериментально. Дальнейшая техническая реализация полученных результатов по всем рассмотренным в настоящей работе функциональным узлам позволит в перспективе существенно улучшить метрологические, эксплуатационные и массогабаритные параметры цезиевых АЛТ.

Авторы приносят искреннюю признательность А. Н. Королеву, С. А. Зайцеву, Е. Н. Покровскому и М. С. Доманову за полезные советы и оказанную помощь в постановке данной работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Макет атомно-лучевого стандарта частоты / В.П. Лагузов, Т.Н. Тагер, Я.А. Юхвидин // Вопросы радиоэлектроники. Сер. 1. Электроника. – 1960. – № 7. – С. 3–19.
2. Атомно-лучевые цезиевые трубки / И.И. Самарцев // Сб. лекций, в VI томах; под общей редакцией д.т.н. А.Н. Королева. – Фрязино: ФГУП «НПП «Исток», 2005. – Т. I, ч. 2. Атомно-лучевые трубки. – С. 205–223.
3. Атомно-лучевые цезиевые трубки / Е.Н. Покровский и др. // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2009. – Вып. 3 (502). – С. 4–16.
4. Атомно-лучевая трубка с повышенной устойчивостью к воздействию магнитных полей / Е.Н. Абрамов, Н.П. Лобанов, С.А. Плешанов, Э.Н. Плюснина, И.И. Самарцев // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 1992. – Вып. 2 (446). – С. 11–14.
5. Цезиевая атомно-лучевая трубка с оптической селекцией атомных состояний на входе в СВЧ-резонатор / С.А. Плешанов, И.И. Самарцев, Ю.А. Турутин // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2007. – Вып. 1 (489). – С. 87–92.
6. Комплексный расчет трехмерных электронно-оптических и магнитных фокусирующих систем ЭВП СВЧ / И.И. Голеницкий, Н.Г. Духина, Е.И. Каневский // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2003. – Вып. 2 (482). – С. 20–43.
7. Моделирование трехмерных электронно-оптических систем ЭВП СВЧ с управляющими сетками / И.И. Голеницкий, Н.Г. Духина, Т.П. Куцевская, Л.А. Сапрынская // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: Труды 14-й международной конференции КрыМиКо 2004; 13–17 сентября 2004 г. – С. 222–224.
8. Моделирование многолучевой электронно-оптической системы миниатюрной «прозрачной» ЛБВ / И.И. Голеницкий, Н.Г. Духина // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: Труды 14-й международной конференции КрыМиКо 2004; 13–17 сентября 2004 г. – С. 219–221.
9. Holloway T.H., Lany R.F. Proc. Int. Cong. Chronometry, Lausanne. – 1964. – P. 317–331.
10. Царев Б.М. Расчет и конструирование электронных ламп. – М., Л.: Госэнергоиздат. – С. 163–171.
11. Об одной возможной причине нестабильности сигнала атомно-лучевой трубки в системе «ГЛОНАСС-М» / А.В. Бакуменко и др. // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2011. – Вып. 1 (508). – С. 25–38.
12. Патент 2371822 РФ, МПК Н 01 S 1/06. Атомно-лучевая трубка на пучке атомов цезия или рубидия / С.А. Плешанов, Л.А. Харченко. – Опубл. 27.10. 09.

Статья поступила 27 сентября 2011 г.

УДК 621.385.7

ПРЕССОВАННЫЙ МЕТАЛЛОСПЛАВНОЙ ПАЛЛАДИЙ-БАРИЕВЫЙ КАТОД

И. П. Ли

ОАО «Плутон», г. Москва

О. В. Поливникова

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

В безнакальных магнетронах, запуск в работу которых осуществляется электронной эмиссией с автокатодов, необходимый ее уровень обеспечивается адсорбцией активного металла – бария, поступающего из основного палладий-бариевого катода. Разработанный прессованный палладий-бариевый катод позволяет за счет изменения его пористости, а следовательно, и кнудсеновского потока бария менять скорость испарения бария и тем самым регулировать уровень эмиссии автокатодов.

КС: магнетрон, прессованный металлосплавной палладий-бариевый автокатод, эмиссия

In filament-free magnetrons which are activated by electron emission from field radiating cathodes its necessary level is provided by adsorption of active metal barium coming from the main palladium-barium cathode. The developed pressed palladium-barium cathode allows to change barium evaporation speed due to change of its porosity and hence barium Knudsen flow. It will lead to emission level control of field radiating cathodes.

Keywords: magnetron, pressed metal-alloy palladium-barium field radiating cathode, emission

Основной проблемой при создании катодов для магнетронов является обеспечение их стабильности и долговечности при работе в условиях электронной и ионной бомбардировки. Воздействие бомбардировки может привести к изменению эмиссионных свойств катода и его перегреву, а значит, повлиять на стабильность работы магнетрона, привести к изменению частоты генерируемых колебаний, падению электронного КПД, уменьшению долговечности.

Металлосплавные катоды наиболее полно удовлетворяют требованиям, предъявляемым к магнетронным катодам. Эти катоды обладают устойчивостью эмиссии к действию электронной бомбардировки, высокой электро- и теплопроводностью, гладкостью поверхности, что обеспечивает их безотказную работу при возможности пробоев и отборе высоких плотностей тока [1].

Среди металлосплавных катодов наибольший интерес представляют катоды на основе сплавов палладия с барием, поскольку им присуще уникальное свойство – устойчивость к воздействию ионной бомбардировки.

В безнакальных магнетронах [2] (их запуск осуществляется автоэлектронной эмиссией) к катодам предъявляется дополнительное требование: высокие эмиссионные свойства автокатодов должны обеспечиваться адсорбцией активного металла (бария), который испаряется с основного катода при его нагреве за счет обратной электронной бомбардировки.

Однако палладий-бариевые катоды, изготовленные из компактного сплава, обладают ограниченной возможностью регулирования скорости испарения бария: при изменении массовой доли бария в сплаве от 0,5 до 6 % скорость его испарения не изменяется [3]. В литых сплавах подача бария на поверхность происходит только за счет его миграции по границам зерен сплава, а за счет потока Кнудсена исключается из-за отсутствия пористости в сплаве.

Возможность регулировать поток активного металла из объема катода к его поверхности заложена в прессованных катодах и обеспечивается изменением зернистости порошков, из которых изготавливаются эмиттеры, и изменением пористости эмиттеров путем регулирования давления прессования и температуры спекания.

Металлосплавные катоды обычно изготавливаются путем плавки в дуговой печи исходных компонентов с последующей электроискровой обработкой слитка с целью получения эмиттеров нужной формы или прокаткой слитка в фольгу. Однако получение фольги из сплава палладий-барий с концентрацией бария более 3 % затруднительно из-за его высокой твердости и хрупкости. Кроме того, использование традиционных металлургических методов получения фольги из сплавов сопровождается большим количеством отходов и потерь драгоценных металлов. Поэтому применение методов порошковой металлургии для изготовления металлосплавных катодов дает новый технический и экономический эффект.

Для изготовления прессованных палладий-бариевых катодов в качестве эмиссионно-активного материала используется интерметаллическое соединение Pd_3Ba . Порошок этого соединения устойчив на воздухе. На рис. 1 представлены результаты сравнительного изучения изменения массы широко используемого для изготовления металлопористых катодов активного вещества $3\text{BaO} \cdot 0,5\text{CaO} \cdot \text{Al}_2\text{O}_3$ и интерметаллического соединения Pd_3Ba , применяемого для изготовления металлосплавных катодов, при 100 %-й влажности.

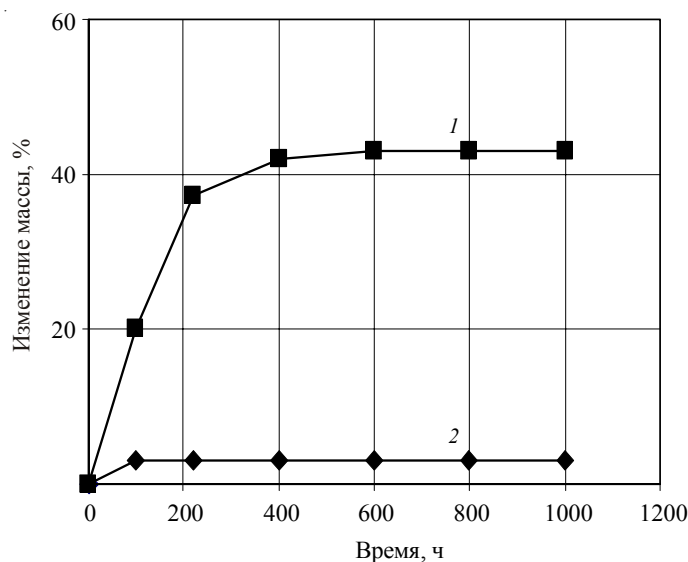


Рис. 1. Изменение массы алюмината $3\text{BaO} \cdot 0,5\text{CaO} \cdot \text{Al}_2\text{O}_3$ (1) и интерметаллического соединения Pd_3Ba (2) при их хранении в 100 %-й влажности и комнатной температуре

При увеличении концентрации бария появляется вторая фаза Pd_2Ba [4], что приводит к снижению устойчивости порошка сплава к окислению. При уменьшении концентрации бария сплав обогащается палладием и слиток становится менее хрупким, что делает процесс превращения слитка в порошок путем механического дробления более трудоемким.

Количество бария в металlosплавном палладий-бариевом катоде и его пористость обеспечивают выбором концентрации соединения Pd_3Ba в его смеси с порошком палладия, давления прессования и температуры спекания заготовок.

Результаты исследования работы выхода электронов и скорости испарения бария (определялась химическим анализом осадка, напыленного с катода на молибденовую подложку) представлены на рис. 2 и 3.

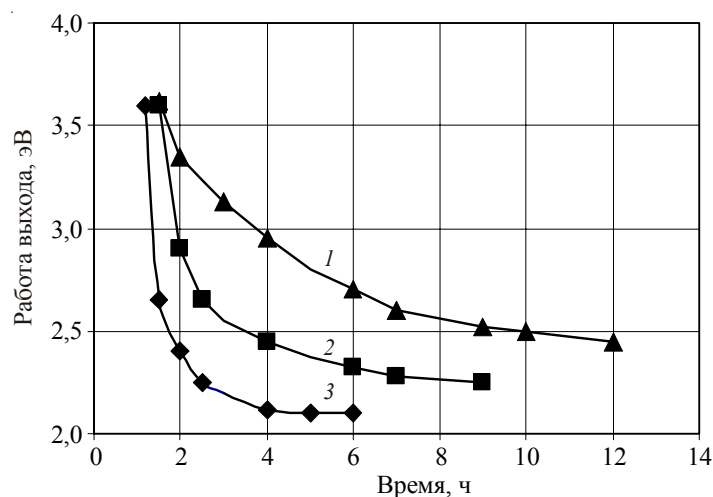


Рис. 2. Зависимость работы выхода от времени активирования при 900 °C:
 1 – литой сплав Pd-Ba (2 % Ba); 2 – прессованный металlosплавной катод (2 % Ba, пористость – 5 %);
 3 – прессованный металlosплавной катод (2,5 % Ba, пористость – 10 %)

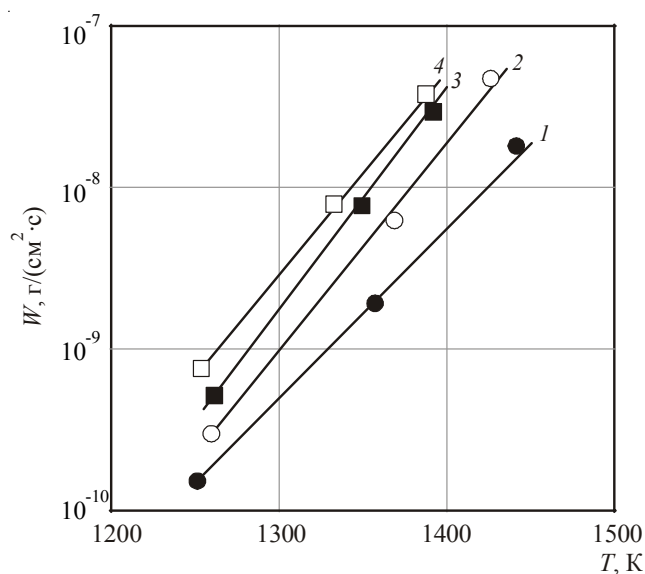
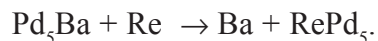


Рис. 3. Зависимость скорости испарения бария от температуры:
 1 – литой сплав Pd-Ba (2 % Ba); 2 – прессованный металlosплавной Pd-Ba-катод (2 % Ba, пористость – 5 %); 3 – прессованный металlosплавной Pd-Ba-катод (2,5 % Ba, пористость – 10 %); 4 – прессованный металlosплавной Re-Pd-Ba-катод (2,5 % Ba, 40 % Re, пористость – 10 %)

Результаты показывают, что увеличение пористости палладий-бариевого катода приводит к увеличению скорости испарения бария и скорости активирования катодов. Дополнительного увеличения скорости испарения бария можно достичь за счет введения в состав губки третьей компоненты, например рения. При этом, скорее всего, должна проходить реакция:



На возможность увеличения активности металлосплавных катодов путем введения в сплав третьей компоненты указывалось в работах [5, 6].

ЛИТЕРАТУРА

1. Дюбуа Б.Ч. Современные эффективные катоды // Радиотехника. – 1999. – № 4. – С. 55.
2. Kopylov M.F. Design and technology features of heating-free magnetrons with autoemission excitation // Proceedings Fifth International Vacuum Microelectronics Conference. – 1993. – P. 481.
3. Скорость испарения бария из сплавов Pt–Ba, Pd–Ba / В.Н. Ильин, И.Д. Калинина, А.П. Казаков, В.В. Обухов-Денисов, Т.С. Златоустовская // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1971. – № 5. – С. 120.
4. Исследование фазового состава сплавов платина-барий и палладий-барий / В.Н. Дмитриева, Н.П. Есаулов, Н.Н. Журавлев, В.М. Рождественский // Благородные металлы и их применение. – 1971. – Вып. 28. – С. 58.
5. Структура, работа выхода, скорость испарения и состав поверхности сплавов иридия с церием и тугоплавкими металлами / О.К. Култашев, А.П. Макаров, Б.В. Маркин, В.А. Михайлов, С.Е. Рожков // Тез. докладов XX Всесоюзной конференции по эмиссионной электронике. – Киев, 1987. – Т. 1. – С. 158.
6. Вареха Л.М., Дмитриева В.Н., Резухина Т.Н. Термодинамический подход к оценке долговечности металлосплавных катодов // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1989. – Вып. 8. – С. 39.

Статья поступила 29 августа 2011 г.

УДК 621.352

АНАЛИЗ ТРАЕКТОРИЙ ЗАРЯДОВ В ВАКУУМНЫХ ДУГОГАСИТЕЛЬНЫХ КАМЕРАХ ПРИ РАЗРЫВЕ КОНТАКТОВ

В. В. Муллин, А. С. Розов, В. Б. Байбурин

ОАО «НПП «Контакт», Саратов

Проведён анализ траекторий зарядов в вакуумных дугогасительных камерах в условиях изменяющихся во времени электрического поля, магнитной индукции и расстояния между электродами. Предложена модель с подвижными электродами.

КС: траектория заряда, поперечное магнитное поле, подвижный электрод

The analysis of charge trajectories was made in vacuum arc chutes in the conditions of changing in time electric field, magnetic induction and distance between the electrodes. A model with removable electrodes was proposed.

Keywords: charge trajectories, transverse magnetic field, removable electrode

Вакуумные дугогасительные камеры (ВДК) с поперечным магнитным полем достаточно широко применяются при коммутации силового электрического питания [1–3]. Физические процессы, протекающие при разрыве межконтактного дугового разряда, чрезвычайно сложны. Описание механизма этих процессов весьма далеко от полного завершения. Вместе с тем не вызывает сомнений, что особенности указанных физических процессов во многом определяются характером траекторий зарядов в дуге.

Известен ряд работ, например [3], в которых определяются границы области, занятой дугой, в пространстве между электродами. Однако, как правило, в известных работах расстояние между электродами принимается неизменным, а магнитное поле постоянным, что не совпадает с реальными условиями, в которых эти параметры изменяются во времени.

В настоящей работе рассмотрены движения зарядов в дуге в условиях одновременно меняющихся во времени расстояния между электродами, магнитного поля, напряжения на электродах. Анализ проводился применительно к схеме, приведенной на рис. 1.

В основе анализа лежит система уравнений движения зарядов в скрещенных электрических и магнитных полях [4]

$$\begin{cases} \ddot{y} = \eta E_y - \Omega \dot{x}, \\ \ddot{x} = \eta E_x + \Omega \dot{y}, \end{cases} \quad (1)$$

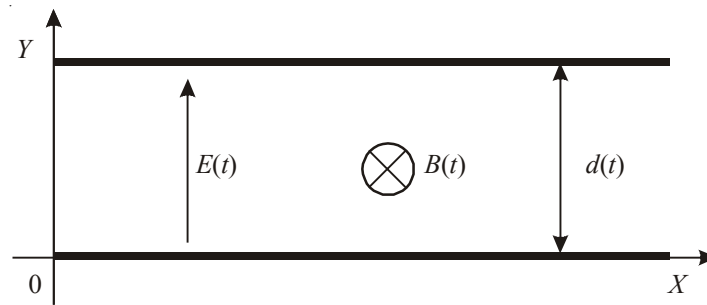


Рис. 1. Схема раздвигающихся контактов в ВДК с поперечным магнитным полем:

$E(t)$ – меняющаяся во времени напряжённость электрического поля;

$B(t)$ – меняющаяся во времени индукция магнитного поля;

$d(t)$ – меняющееся расстояние между электродами

где E_x, E_y – составляющие электрического поля (в общем случае переменные в пространстве и времени); $\Omega = \eta B$ – циклотронная частота; $\eta = q / m_0$ – отношение заряда частицы к его массе.

Введя обозначения для скоростей $\dot{y} = V_y, \dot{x} = V_x$, перейдём к системе обыкновенных нелинейных уравнений первого порядка:

$$\begin{cases} \dot{V}_y = 3E_y - \Omega V_x, \\ \dot{V}_x = 3E_x + \Omega V_y. \end{cases} \quad (2)$$

Рассмотрим случай, когда $E_x = 0$, что соответствует реальным условиям в ВДК, и действует лишь E_y -составляющая электрического поля. Тогда система (2) примет вид:

$$\begin{cases} \dot{V}_y = 3E_y - \Omega V_x, \\ \dot{V}_x = \Omega V_y. \end{cases} \quad (3)$$

Пусть в момент разрыва контактов электроды удаляются друг от друга с некоторой скоростью v_d , а напряжённость между электродами изменяется следующим образом:

$$E_y = \frac{U_0 \sin(\omega t + \phi_0)}{d(t)}, \quad (4)$$

где U_0 – амплитуда переменного потенциала на электродах; $\omega = 2\pi f$ – круговая частота переменного питания; $d(t)$ – изменяющееся во времени расстояние между электродами; ϕ_0 – начальная фаза.

Индукция магнитного поля будет определяться как

$$B = B_0 \sin(\omega t + \phi_0), \quad (5)$$

где B_0 – амплитуда переменного магнитного поля.

Система уравнений (3) решалась численно методом Рунге-Кутты IV порядка точности [5]. Вводились следующие параметры дискретизации и исходные параметры: $\Delta t = 0,05T_{\text{ц}}$,

$$T_{\text{ц}} = \frac{2\pi m_0}{qB_0}, \quad \Delta d = 0,001d, \quad t = \Delta t \times n, \quad d(t) = \Delta d \times n, \quad U_0 = 10000 \text{ В}, \quad B_0 = 8 \text{ Тл}, \quad \omega = 2\pi \times 50 \text{ (Гц)}.$$

Расчёты начинались с $n = 1$, при этом $V_x = V_y = 0$. Расчёты проводились для следующих начальных фаз: $\phi_0 = 0$, $\phi_0 = \frac{\pi}{4}$, $\phi_0 = \frac{\pi}{2}$.

На рис. 2 показаны траектории зарядов, соответствующие разным фазам переменного напряжения и разным положениям верхнего электрода (чёрными линиями показаны электроды). Видно, что при $\phi_0 = 0$ заряды движутся по более крутым циклоидальным траекториям. Заряды, вылетевшие при $\phi_0 = \frac{\pi}{2}$, идут по более пологим траекториям, а выпущенные при $\phi_0 = \frac{\pi}{4}$ – занимают промежуточное положение.

Известно [4], что радиус $r_{\text{ц}}$ циклотронной орбиты прямо пропорционален величине электрического поля и обратно пропорционален квадрату индукции магнитного поля. Это определяет преобладающее влияние индукции магнитного поля B на крутизну циклоидальной траектории. При $\phi_0 = \frac{\pi}{2}$, как следует из (4) и (5), в начальный момент времени магнитная индукция и электрическое поле достигают амплитудных значений, что соответствует минимуму значения циклотронного радиуса $r_{\text{ц}}$.

Из рис. 2, в видно, что при определённых величинах $d(t)$ (в данном случае $d \approx 1,5 \text{ см}$) траектории частиц не достигают верхнего электрода вне зависимости от фазы, что и ведёт к срыву дуги. Можно предположить, что в основе механизма коммутации в ВДК в условиях меняющихся во времени расстояния между электродами, действующего электрического поля и поперечного магнитного поля, при диффузном состоянии дуги лежит сила Лоренца, приводящая к отклонению всех зарядов от верхнего электрода. Изложенные результаты, как представляется, подтверждают целесообразность подхода, изложенного в работе [6], который основан на определённой аналогии процессов в ВДК и в приборах СВЧ магнитного типа.

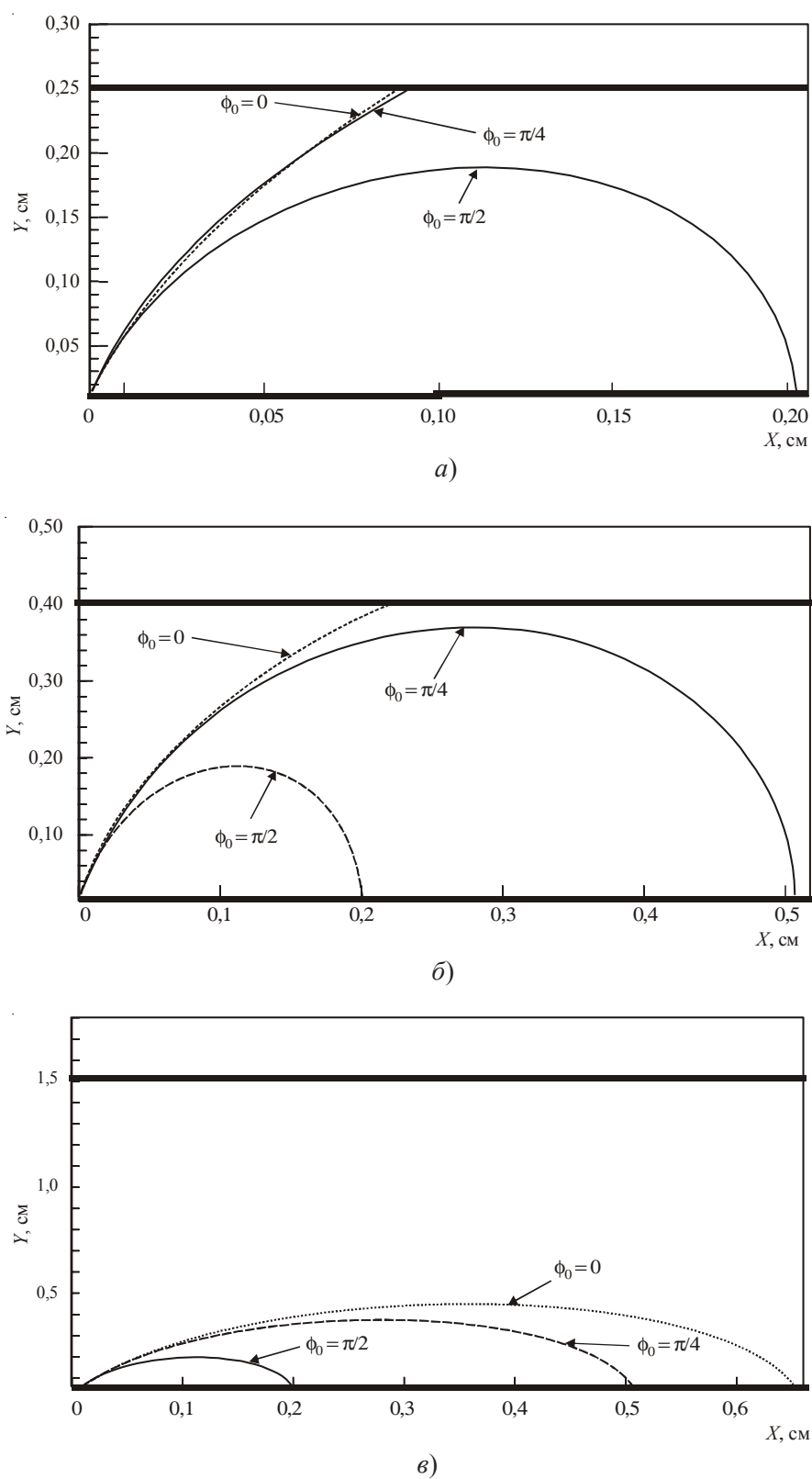


Рис. 2. Траектории частиц, вылетающих из нижнего электрода в различных начальных фазах, при $d(t) = 0,25$ см (а), 0,4 см (б) и 1,5 см (в)

ЛИТЕРАТУРА

1. *Slade P.G.* The vacuum intercaapter contact // IEEE Trans. Component Hybrid and Maufcturing. – 1984. – Vol. 7, No 1. – P. 25–32.
2. *Dullni E.* Motion of bigh current vacuum arcs on spiral-type contacts // IEEE Trans. Plasma. – December 1989. – Vol . 17. – P. 875–879.
3. *Shmelev D.L. and Palachaux T.* // XXIII Int. Symp. on Discharge Electric Insulation in Vacuum. – Bucharest, 2008.
4. *Ицхоки Я.С.* Нелинейная радиотехника. – М.: Сов. радио, 1955.
5. *Турчак Л.И., Плотников П.В.* Основы численных методов. – М.: Физматлит, 2003.
6. *Муллин В.В., Фурсаев М.А.* Анализ влияния поперечного магнитного поля в вакуумных дугогасительных камерах // Вестник СГТУ. – 2006. – № 4, вып. 3.

Статья поступила 21 ноября 2011 г.

НОВЫЕ КНИГИ

Нанопорошки в производстве композитов / В. А. Попов, А. Г. Кобелев, В. Н. Чернышев. – М.: Интермет Инжиниринг, 2007. – 336 с.

Описаны современное состояние и применение нанопорошков в производстве композиционных материалов. Показаны особенности технологических процессов получения нанокompозитов с металлической и полимерной матрицей. Рассмотрены возможные области применения нанокompозитов в промышленности, методы контроля.

Книга предназначена для инженерно-технических и научных работников отраслей, связанных с производством и применением композиционных материалов. Может быть полезна студентам и аспирантам, обучающимся по соответствующим направлениям и специальностям.

УДК 621.385.6.029.6

ВЗАИМОСВЯЗЬ ЭМИССИОННОЙ СПОСОБНОСТИ И ДОЛГОВЕЧНОСТИ МЕТАЛЛОПОРИСТЫХ КАТОДОВ С ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ВОЛЬФРАМОВЫХ ПОРОШКОВ

И. П. Мельникова, В. Н. Лясников, А. В. Лясникова

Саратовский государственный технический университет им. Гагарина

Показана необходимость для изготовления катодов с оптимальной долговечностью проводить оценку размера вольфрамовых частиц порошка и устанавливать корреляцию между ним и плотностью изготавливаемых эмиттеров.

КС: металлопористый катод, размер частицы, размер канала, эмиссионная долговечность, плотность, ступенчатый отжиг, термомеханическая обработка

The necessity to assess the size of tungsten powder particles and to establish a correlation between the powder and the density of the produced emitters is shown. It can be used for making cathodes with an optimal durability.

Keywords: dispenser cathode, particle size, channel size, emission durability, density, step annealing, thermomechanical treatment

1. ВВЕДЕНИЕ

Одной из важнейших проблем изготовления электровакуумных приборов является разработка, изготовление и поддержание в эксплуатационных условиях катодов высокого качества. Они должны эмитировать необходимый поток электронов и в течение всего срока службы прибора быть устойчивыми к бомбардировке нейтральными и заряженными частицами.

Для изготовления эмиттера металлопористых катодов (МПК) используется вольфрамовый порошок, из которого изготавливают каркасы, пропитываемые активным веществом. Важнейшим фактором высокой эмиссионной способности и долговечности катодов является правильно сформированная структура эмиттера, определяемая пористостью каркасов и свойствами специально выпускаемых для изготовления катодов порошков (морфология и гранулометрический состав). Каркасы эмиттеров могут быть отнесены к нанопористым материалам, поскольку содержат большое число мелких пор или каналов (их поперечный размер может колебаться от 0,4 нм до единиц микрометров) [1]. Такая структура придаёт эмиттерам необходимое свойство – проницаемость для газовых сред. Для их эффективной работы важно превзойти перколяционный предел, за которым не связанные между собой поры и каналы начинают образовывать сквозные проходы для пропускания текучей среды. Особую ценность приобретают материалы со сквозными каналами правильной геометрической формы и одинаковыми размерами, так как чем меньше разброс последних, тем лучше свойства «фильтра» [1]. Использование эмиттеров, обладающих свойствами нанопористых материалов, позволяет при соответствующей обработке порошка получить термическую стабильность их каркасов.

В настоящее время нет единого мнения по влиянию пористости каркасов (их плотности) на долговечность пропитанных катодов [2–5]. Каркасы, применяемые разными фирмами, отличаются по своей пористости. Например, авторами [3] используются каркасы с пористостью 23...27 %, а авторами [2, 4] – 18 %.

По нашему мнению, это может быть связано с разным дисперсным составом порошков, используемых для изготовления катодов в этих фирмах. Авторы [2] изготавливают каркасы эмитирующих таблеток с пористостью 18 %, при этом они указывают на необходимость очень точного контроля размеров частиц вольфрамового порошка, не раскрывая размера его частиц. В работах [5, 6] уделяется большое внимание контролю размера и морфологии частиц, гранулометрическому составу вольфрамового порошка, что, по мнению авторов, является необходимым условием достижения оптимального размера открытых поровых каналов и формоустойчивости каркасов из них при применении традиционно используемой структуры эмиттеров.

В объеме импрегнированного катода, работающего при температурах около 1000 °С, происходит взаимодействие вольфрама с пропитывающим эмиссионным веществом ($\text{BaO}-\text{CaO}-\text{Al}_2\text{O}_3$) с образованием свободного бария, который поступает на поверхность через поровые каналы. Барий мигрирует по поверхности катода с образованием монослоя диполя Ba^+-O^- , что приводит к понижению работы выхода, и окончательно испаряется с поверхности [7]. Резкое снижение эмиссии происходит при прекращении поступления бария на поверхность катода и обогащении её кислородом. При недостаточной проникающей способности бария происходит неполное покрытие им поверхности катода, что приводит к ухудшению эмиссионных параметров. Избыток поступления бария на поверхность также нежелателен, так как приводит к повышению испарения и снижению долговечности и надежности катода. В этом случае размер поровых каналов является определяющим и зависит от плотности каркасов, размера и термоустойчивости частиц применяемого вольфрамового порошка.

Целью настоящей работы является:

- выяснение механизма, обеспечивающего сбалансированную подачу бария из объема катода на его рабочую поверхность, и физических причин, влияющих на этот процесс;
- создание модели пористой структуры эмиттера, определяющей оптимальную эмиссию катода;
- выработка рекомендаций по взаимосвязи используемого вольфрамового порошка, параметров пористых каркасов и эмиссионной способности катодов.

2. МЕТОДИКА ЭКСПЕРИМЕНТОВ И АНАЛИЗ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Исследовали отечественные промышленные порошки для катодов марок ВЧДК фр. А, ВЧДК фр. Б, ВС-4 и экспериментальные порошки, полученные восстановлением окиси вольфрама WO_3 . Средний размер частиц $D_{\text{ч}}$ порошка рассчитывали по формуле Козени [8], согласно которой размер пор $D_{\text{п}}$ в пористых каркасах связан с размером частиц $D_{\text{ч}}$, из которых он состоит, и пористостью каркаса Π соотношением

$$D_{\text{п}} = \frac{2}{3} \frac{\Pi}{1 - \Pi} D_{\text{ч}}.$$

Поровый канал максимальной величины $D_{\text{п}}$ определяли по ГОСТ 26849-86, оценку его величины производили по давлению протекания сжатого воздуха через пропитанный спиртом кар-

кас при появлении на его поверхности первого продавленного пузырька воздуха. Для определения величины частиц и размера порового канала использовали «пробные» прессованные не спечённые таблетки диаметром 5,65 мм и высотой от 2,0 до 5,0 мм. Плотность, пористость и объёмную усадку ($\Delta V/V$) каркасов определяли традиционными методами с применением их взвешивания и измерения геометрических размеров.

Испытания катодов на эмиссионную долговечность и оценку испарения с них выполняли в стеклянных диодах. Каркасы для эмиттеров диаметром 2,8 мм и высотой 1 мм спекали в водороде при температуре 2000 °С в течение 30 мин и пропитывали алюминатом $3\text{BaO} \cdot 0,5\text{CaO} \cdot \text{Al}_2\text{O}_3$. После откачки диодов катоды активировали при температуре 1150 °С и плотности тока 2 А/см². Испытания эмиссионной долговечности выполняли в форсированном режиме при повышенной температуре ($T_\phi = 1250$ °С) и начальной плотности тока 1 А/см². Измеряли электронную эмиссию при воздействии импульсов тока длительностью 1 мкс и частотой следования 100 Гц. За критерий срока службы принимали время, в течение которого происходил спад катодного тока на 10 % от его начального значения при постоянном анодном напряжении и температуре $T_p = 1050$ °С (катоды с непокрытой Os–Ir–Al-поверхностью).

Для расчёта долговечности катодов при T_p использовали соотношение [6]

$$\tau_p = \tau_\phi 4^{(T_\phi - T_p)/50},$$

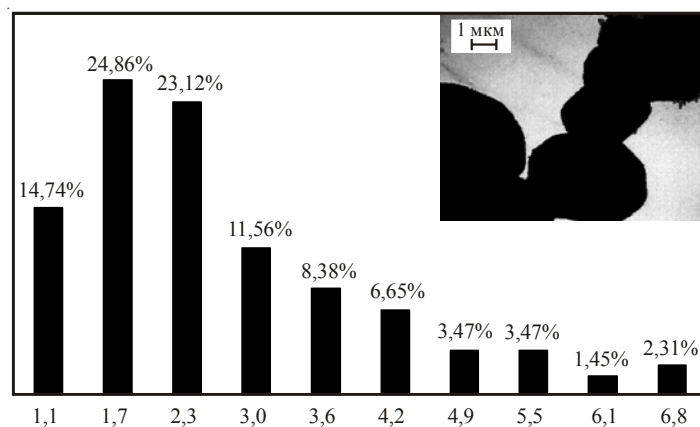
где T_p, T_ϕ – рабочая температура катода и температура испытаний, °С; τ_p и τ_ϕ – долговечность при T_p и T_ϕ , ч.

Результаты контроля порошков приведены в табл. 1 и на рис. 1. Гранулометрический анализ выполнялся с помощью телевизионного автоматического анализатора [9]. Пластина, на которую наносились измеряемые частицы, диспергированные в спирте, освещалась источником света под скользящим углом относительно ее поверхности. Этим достигалось низкое отраже-

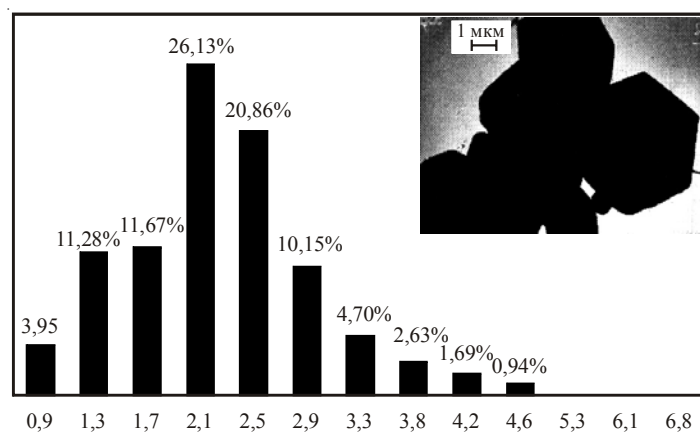
Таблица 1

Характеристики вольфрамовых порошков

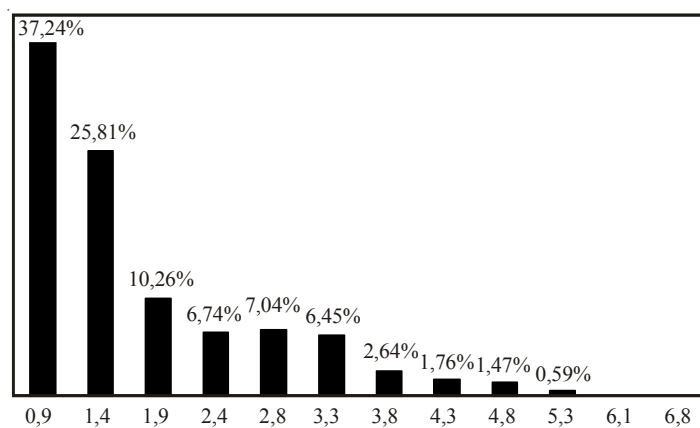
№ п/п	Марка порошка	Размер частиц, мкм	Объёмная усадка пробных таблеток при спекании, %
1	ВЧДК фр. Б	1,69	26,0
1	ВЧДК фр. А	3,68	17,0
2		4,07	14,5
3		4,30	11,0
4		4,50	–
1	ВС-4	3,36	18,1
2		3,65	16,5
3		3,78	15,5
1	Экспериментальные порошки	5,85	10,8
2		8,27	4,7
3		11,62	2,5



а)



б)



в)

Рис. 1. Распределение по размерам частиц промышленных порошков вольфрама и форма отдельных частиц порошков, диспергированных в спирте:
а – ВЧДК фр. А; б – ВС-4; в – ВЧДК фр. Б

ние от пластин, чем обуславливалось высвечивание частиц. Система линз телевизионного автоматического анализатора с высоким разрешением и устройство перемещения обеспечивали фокусировку светящихся частиц на фокальную плоскость, в которой располагалась ПЗС-матрица (CCD recorder). Сфокусированное в плоскости ПЗС-матрицы изображение частиц подвергали обработке для улучшения характеристик (повышение резкости, медианная фильтрация, эквализация и др.). После калибровки проводили пороговую обработку (бинаризацию) изображения и исключали дефекты изображения и слипшиеся частицы. На полученном бинарном изображении проводили анализ размеров частиц вольфрамового порошка [10]. Фотографии частиц порошка выполнены на электронном микроскопе при увеличении 10000 $\times$.

Анализ документов на изучаемые порошки показал, что порошок марки ВС-4 крупнее, чем ВЧДК фр. А. Однако применение единой, предлагаемой нами методики контроля этих порошков свидетельствует, что порошок ВС-4, напротив, мельче (табл. 1), чем ВЧДК фр. А.

Сравнение характеристик порошков, полученных с применением всех рассмотренных методик контроля, показывает, что размеры частиц, полученные методом седиментации, применяемым на заводах-изготовителях, завышены. Наиболее реальными являются размеры частиц, измеренные с применением микроскопов (оптических и электронных). Эти методы позволяют оценить морфологию частиц. Так, из рис. 1 видно, что порошок марки ВС-4 менее полидисперсен, частицы его более равноосны, чем у порошка марки ВЧДК фр. А, у которого встречаются линейные частицы (до 6 %). Однако эти методы трудоёмки и часто субъективны. Очевидно, что при изготовлении эмиттеров, обладающих нанопористой структурой, для получения оптимальной эмиссионной способности необходим более точный контроль размера частиц и, более того, необходимо знание взаимосвязи размера частиц с плотностью каркасов, обладающих оптимальной структурой.

С размером и морфологией частиц вольфрамового порошка связана его активность (табл. 1, рис. 2). При использовании активных мелких полидисперсных порошков необходимо применять методики специальной обработки для снижения их активности, так как возможны усадка эмиттера и отслоение его от корпуса катода, а также не желательное слишком активное взаимодействие вольфрама с пропитывающим веществом.

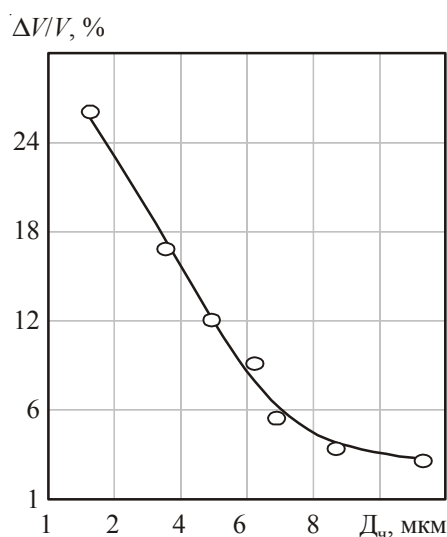


Рис. 2. Зависимость объемной усадки каркаса при спекании от размера частиц, из которых они изготовлены

Эффективным способом снижения активности порошка является устранение субмикронной фракции путём иммобилизации мелких частиц на крупных при чередовании отжигов и размолов (термомеханической обработке – ТМО), так как при этом достигается не только укрупнение частиц (рис. 3), но и приближение обычного для порошков полидисперсного состояния к более монодисперсному [9]. Мелкие, более активные при спекании частицы сильнее припекаются к крупным и друг к другу и при последующем размоле не отделяются в виде самостоятельных единиц. Конгломераты из крупных частиц легко разделяются на частицы исходного размера. Это способствует эффективному снижению активности порошка за счёт устранения субмикронных частиц, их укрупнения, выравнивания порошка по гранулометрическому составу [9] и получению структуры катодов с равномерными размерами открытых поровых каналов. ТМО подбирали, используя отжиг в водороде (с точкой росы $\leq 45^\circ\text{C}$), начиная с температуры 1650°C в течение 3 ч. После чего выполняли размол в яшмовой шаровой мельнице ёмкостью 1 л, с загрузкой порошка на две трети от её объёма и соотношением шаров и порошка 1:2 при скорости вращения мельницы 80...100 об/мин в течение 15 мин. Опробовали ступенчатый отжиг с повышением температуры отжига на каждой ступени на 25°C .

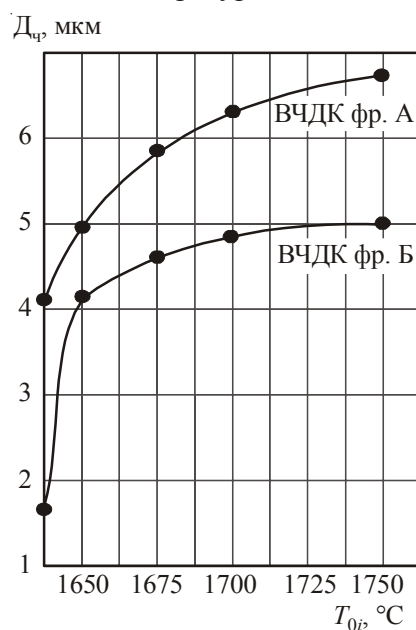


Рис. 3. Зависимость размера частиц от температуры отжига последней ступени ТМО вольфрамовых порошков разных марок

Отжиг при температуре 1650°C , как правило, способствует исчезновению субмикронной фракции, изменению тонкой структуры частиц и, как следствие, дезактивации порошка, что выражается в снижении усадки вольфрамовых каркасов при спекании. Применение многоступенчатого отжига с конечной температурой 1700°C приводит к сравнительному выравниванию величины усадки таблеток из порошков разных марок от 8,9 до 11,7 %. Ещё большая дезактивация порошка происходит при его обработке с температурой последнего отжига 1750°C . Однако эта температура соответствует температуре пропитки вольфрамовых таблеток эмиссионным веществом, при которой происходит интенсивная реакция между вольфрамом и алюминатом. Поэтому повышение температуры отжига вольфрамового порошка выше 1725°C нецелесообразно, так как это может привести к его дезактивации в этой реакции.

В табл. 2 приведен пример испытаний эмиссионной долговечности двух катодов, изготовленных из порошка одной партии, в диодах. Катоды с одинаковой пористостью изготовлены из порошков после разных ТМО, с разными размерами зерен, поровых каналов и активностью. Они существенно отличаются по эмиссионной долговечности. Использование, по-видимому, достаточно полидисперсного порошка (прошедшего только ТМО с отжигом при 1650 °С) для изготовления эмиттера привело к низкой долговечности катода в результате малой величины поровых каналов, что способствовало быстрому заполнению каналов продуктами отходов и срастанию довольно активных зёрен вольфрама в результате процесса рекристаллизации. Для серийного производства нами выбрана ТМО с двумя ступенями отжига и конечной температурой отжига 1675 °С.

Таблица 2

Взаимосвязь размера частиц вольфрамового порошка, параметров каркасов эмиттеров из него и их эмиссионной долговечности

Тип катода	Пористость каркаса эмиттера, %	Марка порошка	Температура последней ступени отжига, °С	Размер частиц, мкм	Размер поровых каналов, мкм	Объемная усадка каркасов, %	Долговечность, ч
МПК без покрытия	23	ВЧДК фр. А	1650	4,92	0,98	11,2	38000
			1675	5,85	1,17	9,5	100 000

3. ВЫВОДЫ

Анализ результатов контроля эмиссии катодов показал необходимость оценки дисперсности порошка по формуле Козени и ее взаимосвязи с размерами поровых каналов, а следовательно, с проницаемостью барьера на поверхность катодов для получения оптимальных значений их эмиссионной способности и долговечности. При изготовлении эмиттеров катодов с оптимальной долговечностью целесообразно поддерживать размер частиц используемого порошка на постоянном уровне или установить корреляцию между размером вольфрамовых частиц и плотностью изготавливаемых каркасов эмиттеров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Головин Ю.И. Введение в нанотехнику. – М.: Машиностроение, 2007. – 496 с.
2. Sato K., Sakura T., Kimura C. An improved dispenser cathode. – 1986. – P. 59–64.
3. Жукова Н.Б., Толстик Е.В., Козлов В.И. // Электронная техника. Сер. 6. Материалы. – 1983. – № 9 (182). – С. 21–23.
4. Shroff A.M. et Palluel P. Revue technique Thomson CSF. – 1982. – Vol. 14, No 3.

5. Melnikova I.P., Polyakov I.V., Usanov D.A. Correlation of cathodes parameters of power grid tubes with materials characteristics of cathode-grid units // Appl. Surf. Sci. – 2005. – Vol. 251, No 1–4. – P.120–125.
6. Melnikova I.P., Vorozheikin V.G., Usanov D.A. // Fourth IEEE International Vacuum Electron Source Conference, Saratov, Russia, July 15–19, 2002. – P. 327–329.
7. Emission life and surface analysis of barium-impregnated thermionic cathodes / T. Aida, H. Tanuma, S. Sasaki, S. Taguchi, N. Koganezawa and Y. Nonaka // J. Appl. Phys. – 1993. – Vol. 74, No 11. – P. 6482–6487.
8. Белов С.В. Пористые материалы в машиностроении. – М.: Машиностроение, 1981. – 247 с.
9. Мельникова И.П., Усанов Д.А., Дарченко А.О. Гранулометрический анализ вольфрамовых порошков для металлопористых таблеток // Электронная промышленность. – № 9. – 1990. – С. 15–16.
10. A.V. Abramov, D.A. Usanov, Al.V. Skripal, A.D. Usanov, An.V. Skripal // Proc. SPIE. – 2002. – Vol. 4705. – P. 222–226.

Статья поступила 7 декабря 2011 г.

=== НОВЫЕ КНИГИ ===

Контроль качества сварных и паяных соединений: справочное издание / Л. П. Герасимова. – М.: Интермет Инжиниринг, 2007. – 376 с.: ил. 254.

Систематизированы и подробно описаны методы контроля свойств сварных и паяных соединений, проводимые в соответствии с государственными и международными стандартами. Рассмотрены дефекты в сварных соединениях конструкционных материалов и свариваемых металлах, причины их образования, методы надежной идентификации, предупреждения и устранения, влияние на свойства. Представлен обширный иллюстративный материал характерных структур и дефектов.

Предназначено для инженерно-технических и научных работников предприятий всех отраслей промышленности, применяющих сварку, пайку и термическую резку металлов, а также для специалистов, занимающихся контролем качества сварных и паяных соединений. Может быть полезно студентам вузов машиностроительного профиля.

УДК 621.385.7.019.3

ЭЛЕКТРОФЛУКТУАЦИОННАЯ ДИАГНОСТИКА ЭМИТИРУЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ ТЕРМОКАТОДОВ

М. Д. Воробьев, М. Н. Чирков, В. В. Чубаров, Д. Н. Юдаев

НИУ МЭИ (ТУ), г. Москва

Представлены результаты теоретических расчетов и экспериментальных исследований зависимости дробового шума от отбираемого тока в вакуумных диодах с металлопористыми термокатодами. Предложена модель, связывающая высокий уровень дробового шума с наличием слабоэмитирующих участков на поверхности катода. На основе компьютерного моделирования разработана методика, позволяющая определить площадь поверхности, занимаемую этими участками, их эмиссионные параметры и зависимость от температуры. Исследована динамика их изменения в процессе длительной эксплуатации катода.

КС: дробовой шум, металлопористый термокатод, эмитирующая поверхность

The results of theoretic computing and experimental researches of shot noise versus anode current dependencies in vacuum diodes with dispenser thermionic cathodes were represented. A model connecting high level of shot noise with existing low emitting sectors on cathode emitting surface was suggested. Methodology based on computer modeling was developed. The methodology allows to find the area surface of such sectors, their emission parameters and temperature dependencies. The dynamics of their changes during cathode long lifetime was investigated.

Keywords: shot noise, dispenser thermionic cathode, emitting surface

1. ВВЕДЕНИЕ

Одной из главных задач при разработке электровакуумных приборов (ЭВП) является достижение их высокой долговечности, что в первую очередь связано с качеством источника электронов – электронного эмиттера. Для многих современных мощных СВЧ-приборов источником электронов служат термоэлектронные катоды. Постоянно возрастающие требования к токовым нагрузкам катодов вместе с обеспечением безотказности при длительной работе непрерывно стимулируют создание новых типов и модификаций. Особое значение при этом приобретают средства и способы диагностики, позволяющие выявить экземпляры катодов, непригодные для использования в долговечных дорогостоящих приборах и аппаратуре, когда замена приборов не предусматривается. Кроме того, своевременная и эффективная диагностика может способствовать оптимизации технологических процессов изготовления как самих катодов, так и ЭВП на их базе.

Требования, которые должны предъявляться к диагностическим способам и средствам, связаны прежде всего с простотой и небольшим временем их реализации, позволяющим оперативно получать информацию о подготовленных для использования катодах и катодно-подогревательных узлах. Отсутствие сложного и дорогостоящего оборудования также является условием востребованности предлагаемой диагностики.

Одним из распространенных средств диагностики эффективных термокатодов является импульсное зондирование [1] – определение плотности тока эмиссии в импульсе, длительность которого для эффективных катодов составляет менее $1 \dots 10$ мкс, причем импульсы следуют с большой скважностью (более 1000). Плотность тока эмиссии и соответственно работа выхода определяются приблизительно либо по пологому участку импульсной вольт-амперной характеристики (ВАХ), измеренной в экспериментальном диоде, либо по точке перехода к пологому участку накальной характеристики. С помощью компьютерной обработки и моделирования этих характеристик получают кривые распределения участков катода по работе выхода, ширина которых также используется как показатель качества катодов [2, 3].

Весьма ограниченный набор эмиссионных параметров во многих случаях служит препятствием к получению более полной информации о текущем состоянии эмитирующей поверхности и о возможной динамике в процессе дальнейшей работы. Важной деталью, которая остается неизвестной при использовании указанных выше способов и средств, является истинная площадь эмитирующей поверхности, которая может существенно отличаться от геометрической площади. Очевидно, что знание первой способствовало бы лучшему пониманию условий работы эмитирующей поверхности, уточнению эмиссионных параметров, размеров и роли остальной части поверхности.

2. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ФЛУКТУАЦИОННЫХ ШУМОВ ПРИ ДИАГНОСТИКЕ ТЕРМОКАТОДОВ

Принципиальным отличием способов и средств, исследуемых в рамках настоящей работы, является привлечение для диагностики шумовых параметров, нередко применяемых для полупроводниковых элементов, материалов и структур. Как известно, флуктуационные шумы обладают высокой чувствительностью к структурным и технологическим несовершенствам [4, 5], что послужило основой для практически значимых результатов при диагностике, однако в эмиссионной электронике использование шумовых параметров не нашло широкого распространения. Возможно, что это не в последнюю очередь связано с техническими трудностями при измерениях шумов – с необходимостью эффективного экранирования от воздействия источников электромагнитного излучения. Трудности многократно возрастают при уменьшении частот f , на которых проводятся измерения, причем к ним добавляются помехи, связанные с вибрациями, – виброшумы.

Как известно, шумы, создаваемые термокатадами в ЭВП с простейшей системой электродов – диодной, содержат две основные компоненты: фликкерную со спектральной характеристикой вида $1/f$ и дробовую с частотонезависимой спектральной плотностью [6]. Первая в зависимости от токовой нагрузки катода преобладает на низких частотах, вплоть до $100 \dots 300$ кГц, вторая – на частотах выше указанного диапазона. Информативность фликкерной компоненты для термокатодов получила неоднократные экспериментальные подтверждения, хотя ее измерения сопряжены с преодолением непростых технических проблем [7]. Для дробовой компоненты, в силу отсутствия частотной зависимости спектральной плотности, не требуется измерения спектральной характеристики, как для фликкерной. Частоты, при которых измеренный шум целиком определяется дробовой компонентой, составляют $0,3 \dots 1$ МГц и выше, что способствует при измерениях снижению затрат на экранирование от внешних помех и упрощению измерительного оборудования. Важной особенностью дробового шума является его высокая

чувствительность к наличию прикатодного объемного заряда [6]. Для катода или его участков, работающих в режиме насыщения при отбираемом токе I , частотонезависимая спектральная плотность флуктуаций тока S_i определяется теоремой Шотки: $S_i = 2eI$, где e – заряд электрона. В режиме ограничения тока пространственным зарядом при том же отбираемом токе $S_i = 2eI\Gamma^2$, где коэффициент депрессии Γ^2 может составлять $0,001 \dots 0,1$. Таким образом, в зависимости от наличия объемного заряда, уровень шума может различаться на несколько порядков, что, например, послужило в [8] основой для оптимизации режима активирования термокатодов.

3. ИССЛЕДОВАНИЕ ДРОБОВЫХ ШУМОВ В ДИОДАХ С ТЕРМОКАТОДОМ

Особенности проявления дробового шума, знание которых необходимо при разработке способов и средств диагностики, изучались при помощи экспериментальных диодов с простейшей системой электродов, максимально приближенной к системе плоского диода, в которой в минимальной степени проявляются искажения электрического поля на краях системы. Объектом изучения был металлопористый катод на основе W-Re-губки с Os-покрытием. Межэлектродное расстояние d составляло $0,2 \dots 0,6$ мм, что соответствовало более чем двукратному превышению диаметра катода D по отношению к d , то есть снижению влияния краевых искажений электрического поля.

Теоретический расчет ожидаемого уровня дробового шума проводился несколькими способами. В первом из них за основу были приняты алгоритмы точного решения задачи вычисления коэффициента Γ^2 для идеального плоского диода без краевых искажений электрического поля [9]. Рассчитанная зависимость уровня шума S_i от отбираемого тока I показана на рис.1 (кривая 1). Здесь же показана зависимость, полученная при использовании приближенного соотношения [10] (кривая 2)

$$\Gamma^2 \approx 0,644 \frac{2kTS}{eI}, \quad (1)$$

где k – постоянная Больцмана; S – крутизна диода.

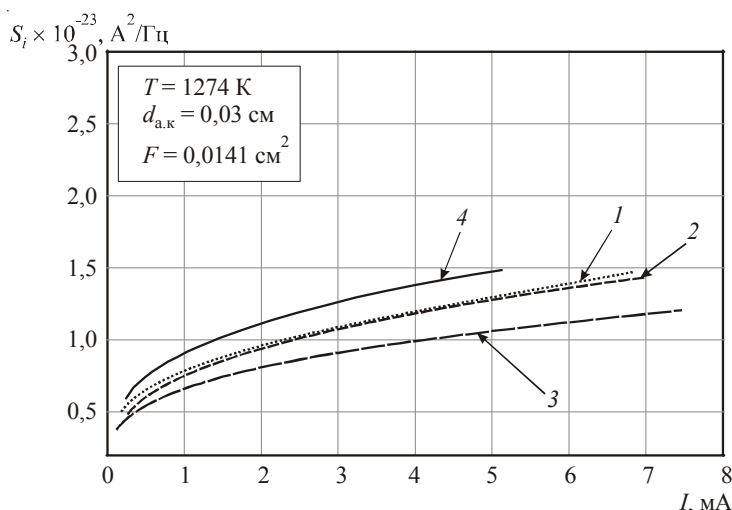


Рис.1. Расчетные зависимости спектральной плотности флуктуаций тока от тока анода, полученные разными способами

Расчет проводился также на основании системы уравнений, приближенно описывающей токопрохождение в диоде с учетом начальных скоростей электронов [11]:

$$j_k = 2,33 \cdot 10^{-6} \frac{(U - U_{\min})^{3/2}}{(d - x_m)^2} [1 + 2,66 \left(\frac{kT}{U - U_{\min}} \right)^{0,5}], \quad (2)$$

$$x_m = 0,457 \cdot 10^{-3} \left(\frac{T}{1000} \right)^{0,75} j_k^{-0,5}, \quad (3)$$

$$j_k = j_0 \exp\left(-\frac{eU_{\min}}{kT}\right), \quad (4)$$

где U – анодное напряжение; $U_{\min}$ – глубина прикатодного минимума потенциала; x_m – расстояние от катода до минимума потенциала; T – температура катода; j_k и j_0 – плотности отбираемого с катода тока и тока эмиссии. Демпфирование дробового шума объемным зарядом представлялось как результат возникновения отрицательного по знаку приращения анодного тока при введении со стороны катода первичного приращения. Рассчитанная и построенная таким образом зависимость $S_i(I)$ также приведена на рис. 1 (кривая 3).

Ввиду того что в любой реальной системе электродов всегда присутствуют искажения электрического поля, отличающие ее от идеальной, были проведены расчеты дробового шума с учетом неоднородности электрического поля, приводящей к неодинаковой по радиусу катода r_k плотности отбираемого тока j_k . Для расчета была использована программа траекторного анализа [12], разделяющая весь электронный поток на трубки тока. На рис. 2 приведено полученное распределение $j_k(r_k)$. Как и в предыдущем варианте расчета, в каждой трубке проводилась коррекция токопрохождения с учетом начальных скоростей электронов, с последующим вычислением степени демпфирования объемным зарядом и суммированием дробовых шумов от всех трубок. Результаты расчета зависимости $S_i(I)$ показаны на рис. 1 (кривая 4).

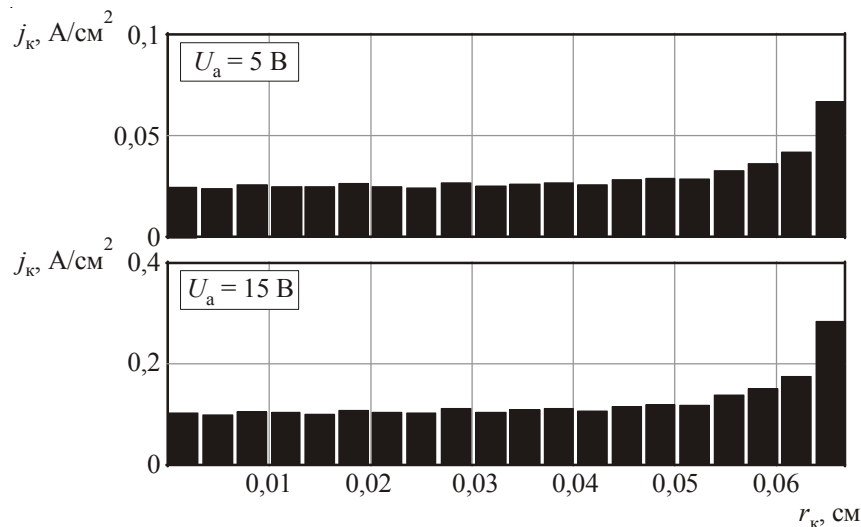


Рис. 2. Распределение плотности отбираемого тока вдоль радиуса катода

Сопоставление зависимостей (см. рис. 1), полученных различными способами, указывает на небольшое их отличие как по характеру, так и по уровню, что следует рассматривать как свидетельство правомерности применения использованных алгоритмов расчета и как указание на то, что уровень дробового шума в экспериментальных диодах не должен выходить за установленные на рис. 1 пределы. Существенных изменений по сравнению с рис. 1 при изменении межэлектродного расстояния d в пределах указанного выше диапазона и температуры катода $T = 1300 \text{ K} (\pm 10 \%)$ найдено не было.

Экспериментальные исследования проводились путем измерения ампер-шумовых характеристик (АШХ) – зависимостей спектральной плотности шума S_f от тока диода. Частота f , на которой проводились измерения, выбиралась на основании информации, полученной для экспериментальных образцов в процессе изучения спектральных характеристик шума в широком диапазоне частот, включая низкочастотный. Как видно из рис. 3, выбор $f = 1 \text{ МГц}$ вполне соответствует условиям измерения дробового шума, так как принадлежит к участку спектра с полным преобладанием частотонезависимой дробовой компоненты шума.

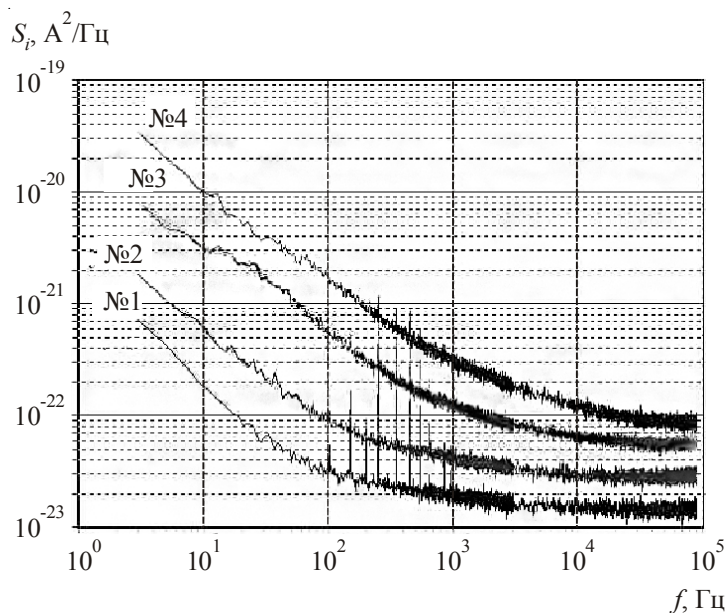


Рис. 3. Спектральные характеристики шума экспериментальных диодов ($I_a = 1 \dots 7 \text{ мА}$, $T \approx 1275 \dots 1300 \text{ К}$)

Измерения АШХ проводились при умеренных токовых нагрузках для катодов выбранного типа, не способных вызвать заметные деградационные процессы, что составляло не более $0,6 \dots 0,7 \text{ А/см}^2$ и соответствовало режиму глубокого пространственного заряда. Работа выхода $e\phi$, оцененная по импульсной ВАХ, находилась в пределах $1,9 \text{ эВ}$ при $T = 1280 \text{ К}$.

Для проведения измерений была собрана измерительная система, работающая по методу сравнения с эталонным источником, в качестве которого служил специальный измерительный шумовой диод [6]. Уровень измеряемого шума определялся в величинах тока эквивалентного шумового диода $I_{ш,д}$, пропорциональных спектральной плотности S_f , с относительной погрешностью не более 3% .

Типичные АШХ приведены на рис. 4. Близкие по характеру результаты были получены и для других экспериментальных диодов. Общей их особенностью является возрастание дробового шума при увеличении I , причем это возрастание носит немонокотонный характер с отчетливыми во многих случаях переходами к пологим участкам. Другая особенность состоит в том, что абсолютный уровень шума S_i более чем на порядок превышает значения, полученные для тех же условий при теоретических расчетах (см. рис. 1). Таким образом, полученные результаты не укладываются в рамки представлений об идеальном эмиттере с абсолютно однородной по эмиссии эмитирующей поверхностью.

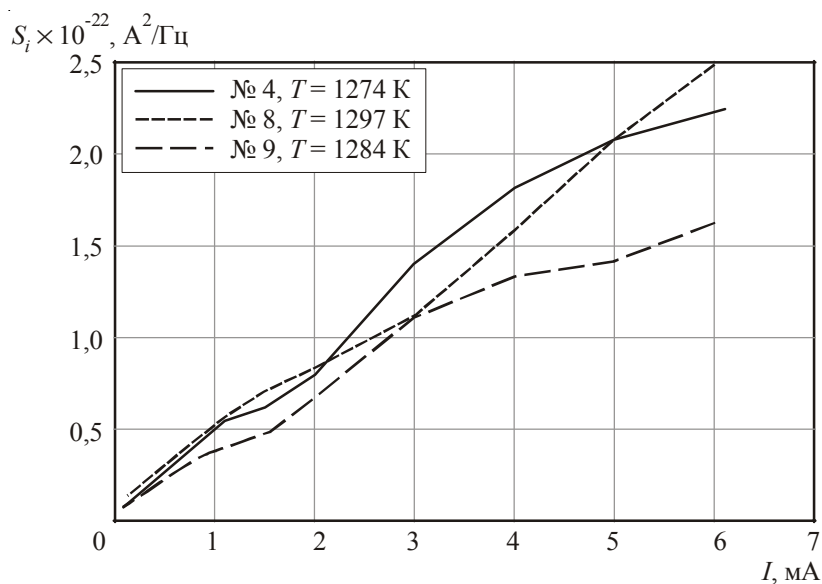


Рис. 4. АШХ экспериментальных диодов

4. ШУМОВАЯ МОДЕЛЬ НЕОДНОРОДНОГО ТЕРМОКАТОДА

Наиболее очевидной причиной расхождения экспериментальных и расчетных уровней шума (с учетом характера изменения шума при увеличении I) представляется наличие на поверхности катода слабоэмитирующих участков крупных размеров (сопоставимых с x_m) с повышенными $e\phi$. Дробовой шум участков с малыми $e\phi$ демпфирован объемным зарядом, поэтому, согласно рис. 1, составляет пренебрежимо малую величину по сравнению с шумом слабоэмитирующих участков, переходящих в насыщение при увеличении I . Аналогичное явление отмечалось в [13] при исследовании токовых зависимостей низкочастотного (НЧ) шума для катодов различных типов в форме нарушения типичных для НЧ-шума квадратичных зависимостей $S_i(I)$.

Если принять указанное выше в качестве рабочей модели, то измеряемые АШХ практически должны совпадать с зависимостями тока $I_{ш.д.}$, отбираемого с насыщенных участков, от общего отбираемого с катода тока I . Очевидно, что, вследствие распределения участков поверхности катода по $e\phi$, при увеличении I в насыщение переходят новые участки и дробовой шум воз-

растает. Наличие отчетливых перегибов на АШХ указывает на то, что число таких участков в исследованном диапазоне отбираемых I невелико (не более двух-трех).

С целью получения информации о слабоэмитирующих участках была разработана компьютерная модель неоднородного катода. Вся эмитирующая поверхность разбивается на отдельные участки, работа выхода каждого из которых устанавливается случайным образом на основе задаваемого среднего значения $\overline{e\phi}$ и стандартного отклонения σ . С помощью такой модели имеется возможность определить $I_{ш,д}(I)$ при заданных $\overline{e\phi}$, σ , то есть найти совпадающую с $I_{ш,д}(I)$ АШХ $S_i(I)$. Модель может содержать несколько типов участков с различными заданными параметрами, включающими занимаемую каждым из типов площадь F на эмитирующей поверхности.

Работа компьютерной программы с использованием описанной модели иллюстрируется на рис. 5 и 6. На рис. 5 показана экспериментальная АШХ, а также отмечены точки АШХ, полученной моделированием при помощи подбора параметров участков двух типов таким образом, чтобы обеспечить минимальное расхождение между моделью и экспериментом. Подобранный эмиссионный профиль для слабоэмитирующих участков приведен на рис. 6. Здесь отмечены значения $\overline{e\phi}$, форма кривых соответствует распределению Гаусса с указанными σ , а значения в максимумах равны относительным площадям, занимаемым участками каждого из двух типов на эмитирующей поверхности (δ – процент от площади катода). Очевидно, что найденный эмиссионный профиль является неполным, так как ограничен диапазоном использованных в эксперименте значений $I(j_k)$. Тем не менее, можно отметить, что для большинства экспериментальных диодов в указанном диапазоне установлено существование двух типов слабоэмитирующих участков с работами выхода $2,2 \dots 2,3$ и $2,4 \dots 2,6$ эВ, а общая занимаемая ими площадь может достигать 40 % и более.

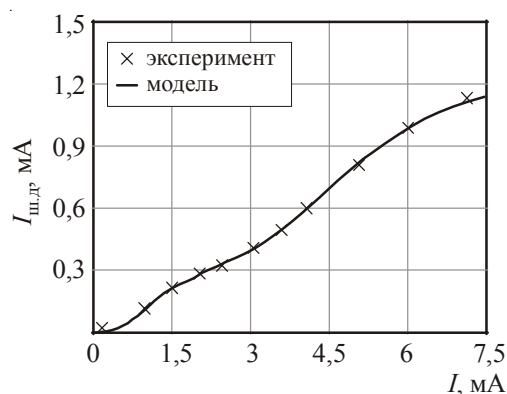


Рис. 5. АШХ образца № 11
($d_{а.к} = 0,3$ мм, $T = 1305$ К)

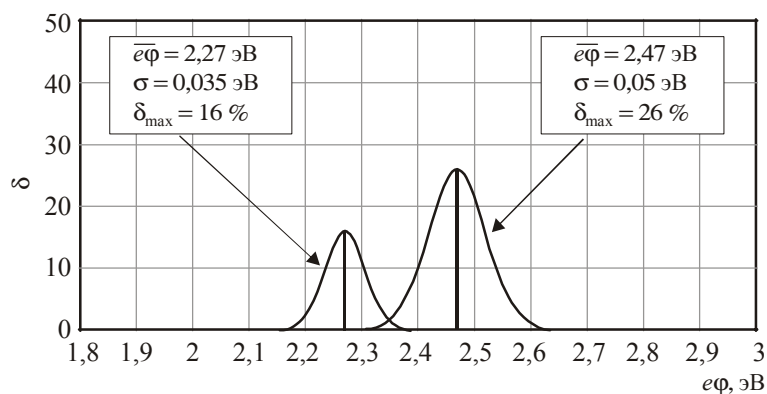


Рис. 6. Эмиссионный профиль катода,
определенный из АШХ (см. рис. 5)

5. ИССЛЕДОВАНИЕ ЭМИССИОННОГО ПРОФИЛЯ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ТЕМПЕРАТУРАХ

Важная информация об эмиссионном профиле эмитирующей поверхности может быть получена при изучении его температурных изменений. С этой целью были измерены АШХ различных диодов в широком диапазоне температур T . Как и следовало ожидать, для всех исследо-

ванных диодов при наиболее низких T отчетливо наблюдается переход к режиму насыщения для всей эмитирующей поверхности (рис. 7), а при повышении T заметно начало формирования перегибов в АШХ. На рис. 8 показаны АШХ, измеренные при более высоких T .

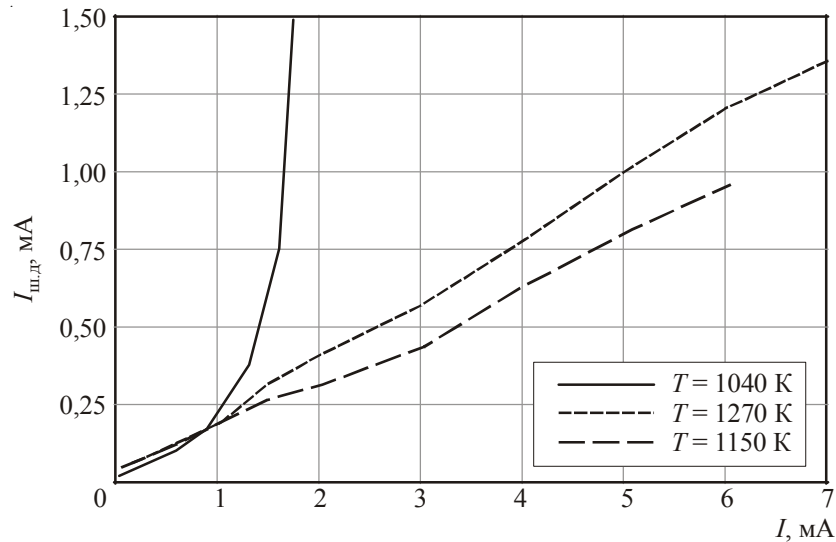


Рис. 7. АШХ образца № 12 при различных температурах катода

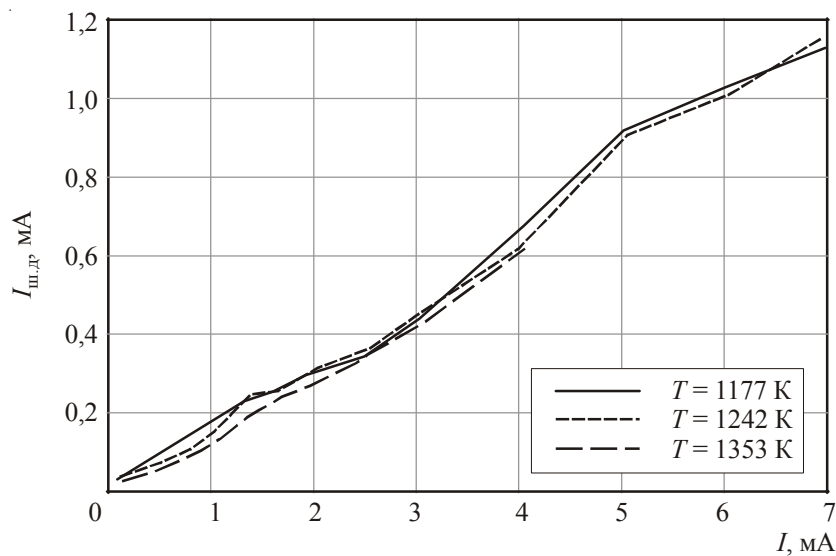


Рис. 8. АШХ образца № 11 при различных температурах катода

Как видно, сделать определенные заключения о закономерностях температурных изменений на основании полученных результатов затруднительно. Поэтому для одного из диодов было проведено изучение эмиссионного профиля при помощи разработанной программы. Резуль-

таты приведены на рис. 9. Как и ранее, обнаружены слабоэмитирующие участки двух типов; с ростом температуры T $\overline{e\varphi}$ для каждого из них быстро увеличивается при приблизительном сохранении относительной занимаемой площади, в целом составляющей 40...50 %. Значительно больший температурный коэффициент работы выхода слабоэмитирующих участков по сравнению с остальными приводит к тому, что с понижением T происходит сближение $\overline{e\varphi}$ всех участков, вследствие чего эмитирующая поверхность становится более однородной.

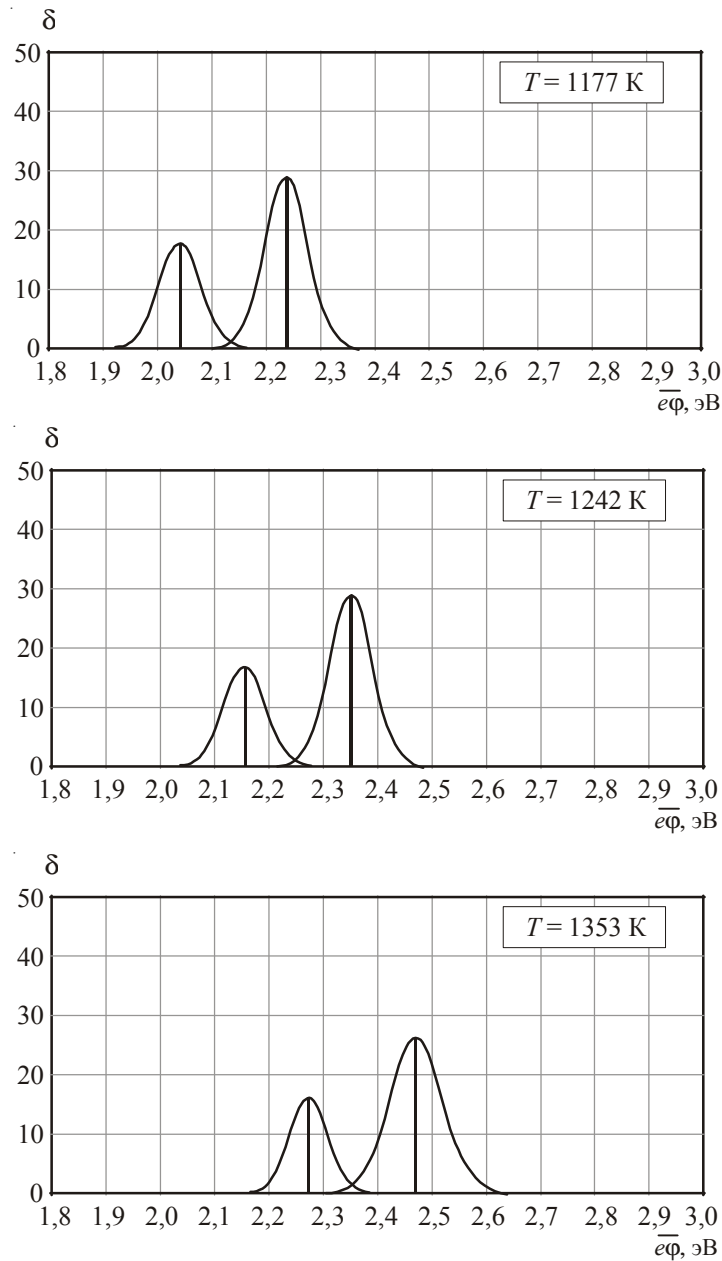


Рис. 9. Эмиссионные профили образца при различных T

6. ИЗМЕНЕНИЕ ЭМИССИОННОГО ПРОФИЛЯ ТЕРМОКАТОДА В ПРОЦЕССЕ ДЛИТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

Создание долговечных катодов и разработка способов прогнозирования их долговечности во многом основаны на информации о том, какова динамика процессов на эмитирующей поверхности при длительной эксплуатации. Далее приводятся примеры, иллюстрирующие такую динамику путем нахождения эмиссионного профиля с помощью АШХ, измеряемых до и после длительной наработки катода. Время наработки составило 1000 ч при плотности отбираемого тока $0,25 \text{ А/см}^2$ и $T = 1280 \text{ К}$.

Как следует из рис. 10 и 11, за указанный интервал времени работы эмиссионный профиль для слабоэмитирующих участков претерпевает значительные изменения. Результаты анализа АШХ (см. рис. 10) показаны на рис. 12. Общая площадь слабоэмитирующих участков увеличилась, причем значительно возросла площадь участков с наибольшими $\overline{e\varphi}$, в то время как площадь других заметно снизилась. При этом из результатов анализа импульсных ВАХ после наработки следует повышение $\overline{e\varphi}$ приблизительно на $0,1 \text{ эВ}$.

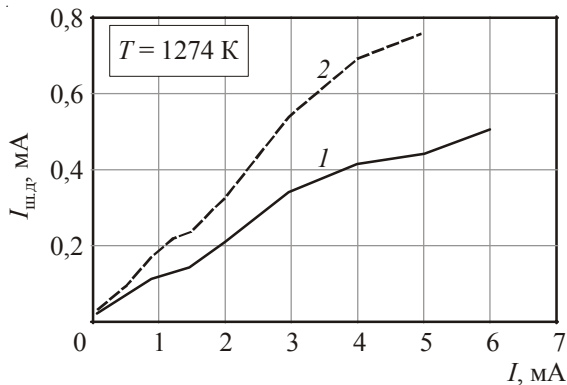


Рис. 10. АШХ № 9
до (1) и после (2) наработки

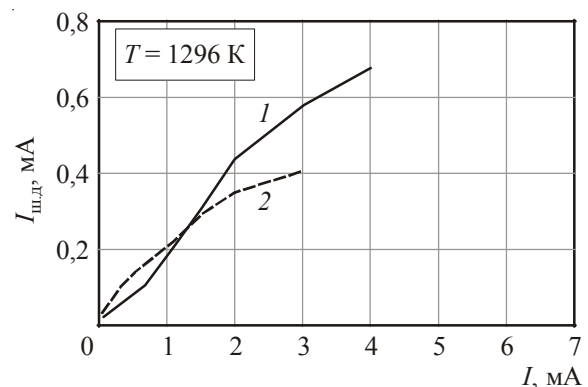


Рис. 11. АШХ № 3
до (1) и после (2) наработки

7. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭМИССИОННОГО ПРОФИЛЯ ТЕРМОКАТОДА В ЭЛЕКТРОННОЙ ПУШКЕ

Для того чтобы определить возможность нахождения эмиссионного профиля по АШХ, измеренным в ЭВП с электронно-оптической системой (ЭОС), были использованы экспериментальные образцы с МПК и наиболее простой конфигурацией ЭОС, в которой отверстие в ускоряющем электроде отсутствовало (рис. 13). АШХ при соединении модулятора с катодом (триодное включение) существенно отличаются по форме от аналогичных характеристик для диодов (см. рис. 4). В то же время при соединении модулятора с анодом (диодное включение) АШХ оказываются близкими к показанным на рис. 4. На рис. 14 приведены результаты сопоставления АШХ, измеренных для диодного и триодного включений, а также типичная АШХ для одного из экспериментальных диодов с МПК. Различия в площади поверхности катода $F_{д.т.}$, с которой отбирается ток I , при различных включениях и в диоде учитывались путем использования приведенных к единице площади величин $I_{ш.д.}/F_{д.т.}$ и $I/F_{д.т.}$.

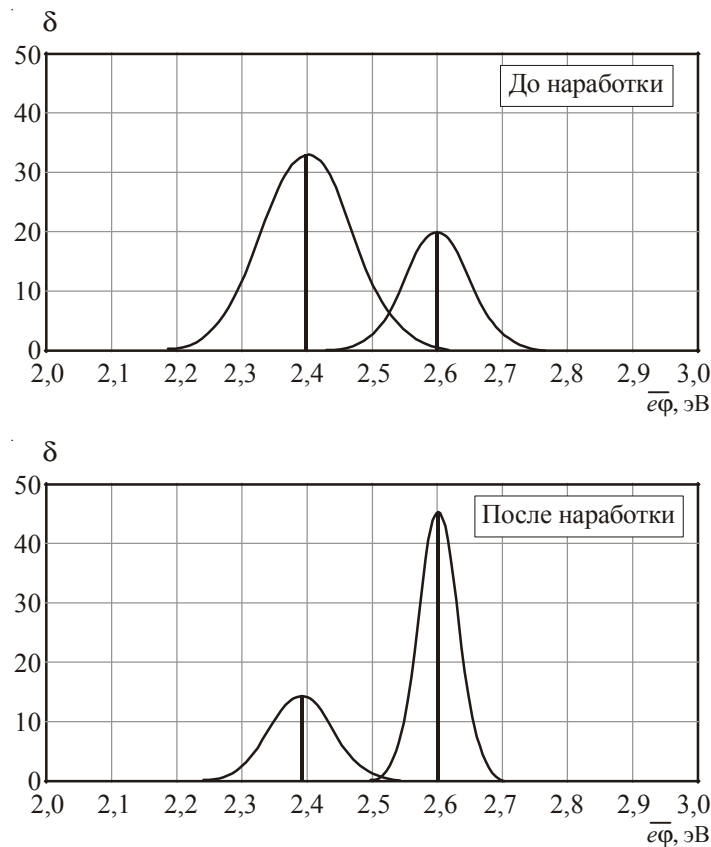


Рис. 12. Эмиссионный профиль до и после наработки для образца № 9

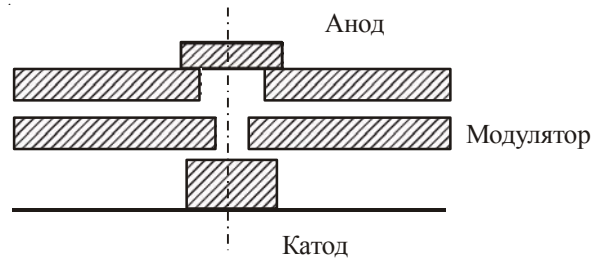


Рис. 13. Конструкция триодных образцов

Как видно, АШХ для диода и диодного включения близки по уровню и характеру зависимости, в то время как АШХ в триодном включении отличается более слабой зависимостью от I и меньшим уровнем шума. Последнее можно связать с изменением характера токопрохождения по сравнению с диодом и диодным включением. Если в первом случае токи и флуктуации токов в трубках можно принять независимыми из-за относительно небольшой неоднородности электрического поля, то во втором, когда токовые трубки сближаются за счет сильно выраженной неоднородности электрического поля, ситуация существенно изменяется. При однородном поле исходная флуктуация тока с насыщенного участка ΔI полностью передается в анодную цепь и

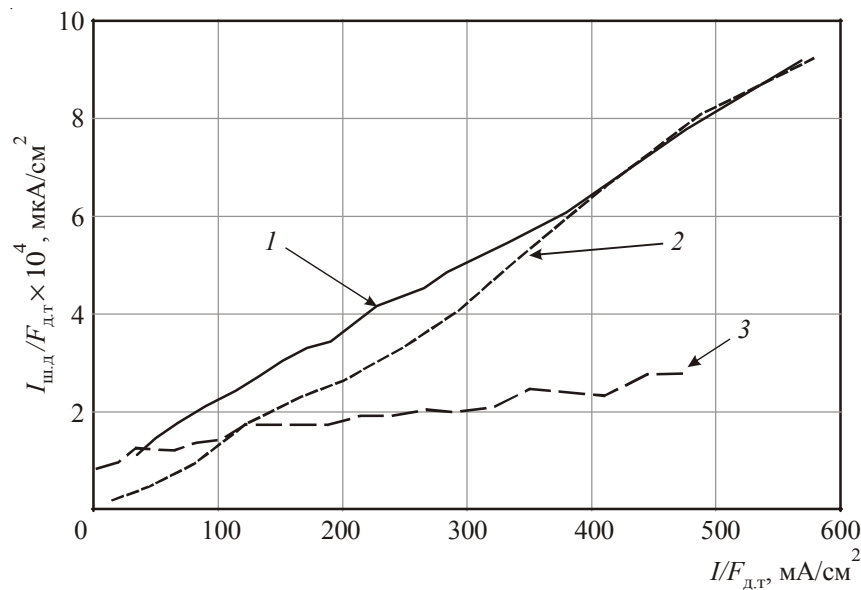


Рис. 14. АШХ при различных диодном и триодном включениях:
 1 — диодное включение, образец № 3, $T = 1286 \text{ К}$; 2 — диодный образец № 11, $T = 1280 \text{ К}$;
 3 — триодное включение, образец № 3, $T = 1286 \text{ К}$

эффект демпфирования шума отсутствует. При неоднородном поле вследствие сближения или совмещения трубок исходная ΔI приводит к возникновению $\Delta I'$ с противоположной полярностью за счет ненасыщенных участков, что и создает эффект демпфирования. Таким образом, шумы насыщенных участков оказываются демпфированными.

Степень демпфирования, как видно из рис. 14, возрастает с увеличением I .

Таким образом, для нахождения эмиссионного профиля слабоэмитирующих участков в ЭВП с ЭОС следует использовать такие включения и режимы работы, при которых обеспечивалось бы минимальное взаимное влияние токов с различных участков.

8. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе теоретических расчетов и экспериментальных исследований дробового шума предложена шумовая модель МПК, согласно которой дробовой шум в режиме глубокого пространственного заряда в целом для катода определяется насыщенными слабоэмитирующими участками с повышенной работой выхода. Предложена методика нахождения распределения площадей этих участков катода по работе выхода на основе траекторного анализа. Найдены наиболее типичные значения работы выхода слабоэмитирующих участков, их температурная зависимость и занимаемая площадь. Установлено, что в процессе длительной работы происходит заметное изменение эмиссионного профиля. В ближайшем будущем предполагается применение разработанной методики к эффективным термокатадам других типов.

Очевидно, что наиболее полное представление об общем эмиссионном профиле катода может быть получено только с учетом результатов импульсного зондирования, выявляющего

участки с малой работой выхода. Для того чтобы обеспечить получение информации об эмитирующей поверхности при одинаковых условиях и минимальных на нее воздействиях, целесообразно использовать импульсно-шумовое зондирование, когда одновременно с токовым зондированием производится измерение дробовых шумов. Технически проведение импульсно-шумового зондирования является сложной задачей, решение которой предполагается в ближайшей перспективе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Масленников О.Ю. Эффективные активируемые термокатоды. – М.: МФТИ, 1999.
2. Cattelino M., Miram G., Predicting cathode life expectancy and emission quality from PWFD measurements // Appl. Surface Sci. – 1997. – Vol. 111. – P. 90.
3. Evaluation of the work function distribution of impregnated cathodes / J.C. Tonnerre, D. Brion, P. Palluel, A.M. Shroff // Appl. Surface Sci. – 1983. – Vol. 16. – P. 238.
4. Vandamme L.K.J. Noise as a diagnostic tool for quality and reliability of electronic devices // IEEE Trans. Electron Devices. – 1994. – Vol. 41, No 11.
5. Ходневич С.П. Определение эмиссионной неоднородности поверхности реальных катодов по вольт-амперным характеристикам // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1969. – № 4. – С. 119–130.
6. Ван дер Зил А. Шум. Источники, описание, измерение. – М.: Сов. радио, 1973. – 228 с.
7. Электрофлуктуационная диагностика металлопористых катодов / М.Д. Воробьев, О.Ю. Масленников, Д.Н. Юдаев, Е.Д. Орлова, Л.А. Соловьева // Научно-технические технологии. – 2010. – № 7. – С. 6–12.
8. Клейнер Э.Ю., Амирян Р.А., Смирнов Л.П. Исследование режимов тренировки оксидных катодов // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1967. – № 5. – С. 104–108.
9. Смоллин Л.Д., Хаус Г.А. Шумы в электронных приборах. – М.-Л.: Энергия, 1964. – 484 с.
10. Ван дер Зил А. Флуктуации в радиотехнике и физике. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1958. – 296 с.
10. Клейнер Э.Ю. Основы теории электронных ламп. – М.: Высш. школа, 1974. – 368 с.
12. Пакет программ ЭРА для автоматизации электронно-оптических расчетов / Н.И. Горбенко, В.П. Ильин, Г.С. Попова, В.М. Свешиников // Численные методы решения задач электронной оптики. – Новосибирск: ВЦ СО АН СССР, 1979. – С. 34–60.
13. Клейнер Э.Ю., Воробьев М.Д. Фликкер-шум в плоском диоде с термокатодом // Известия АН СССР. – 1974. – Т. 38, № 2.

Статья поступила 6 октября 2011 г.

УДК 621.385.6

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОЛОСОВЫХ СВОЙСТВ КЕРАМИЧЕСКОГО ВАКУУМНОГО УПЛОТНЕНИЯ ВЫВОДА ЭНЕРГИИ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ мм-ДИАПАЗОНА

Х. Д. Качаев, М. А. Фурсаев

Саратовский государственный технический университет

При использовании эквивалентной схемы рассмотрена методика определения полосовых свойств керамического вакуумного уплотнения электронных приборов мм-диапазона.

КС: вакуумное уплотнение, волновод, керамика, коэффициент отражения, длина волны, миллиметровый диапазон

The methodology of defining strip properties of ceramic vacuum sealing in mm-range electronic devices was considered using the equivalent circuit.

Keywords: vacuum sealing, waveguide, ceramics, reflection coefficient, wavelength, millimeter-range

Требования, предъявляемые к узлу вакуумного уплотнения вывода энергии СВЧ электронных приборов мм-диапазона по величине мощности и согласованию в необходимой полосе частот, должны обеспечиваться при наиболее простой конструкции этого узла и минимальной критичности технологии его изготовления.

В [1, 2] описана конструкция вакуумного уплотнения вывода энергии импульсного магнетрона с длиной волны 2,2 мм, в котором используется пластина из слюды толщиной 0,03 мм в волноводе размерами 1×2 мм. Максимальный уровень мощности такого уплотнения составляет 2 кВт. Для получения КСВН величиной 1,1...1,2 в конструкцию слюдяного уплотнения вводилась индуктивная диафрагма. Технология изготовления вывода энергии со слюдяным уплотнением требует высокой тщательности при его сборке и очень точного соблюдения режима пайки, не говоря о ювелирной работе по вырезке пластины из слюды.

Отмеченные недостатки устраняются при использовании в качестве вакуумного уплотнения керамики. В настоящей работе рассматриваются полосовые свойства простейшей конструкции вакуумного уплотнения вывода энергии электронных приборов коротковолновой части мм-диапазона, представляющего собой керамическую пластину в регулярном волноводе, в котором отсутствуют согласующие элементы. При таком уплотнении, кроме того, повышается технологичность изготовления прибора, в том числе за счет возможности обезгаживания при более высокой температуре.

С учетом типовых значений диэлектрической проницаемости керамики участок волновода с керамическим уплотнением в мм-диапазоне можно рассматривать как отрезок длинной линии. Поскольку по обе стороны от керамики в волноводе отсутствуют согласующие элементы, этот участок можно представить в виде эквивалентной схемы, приведенной на рис. 1.

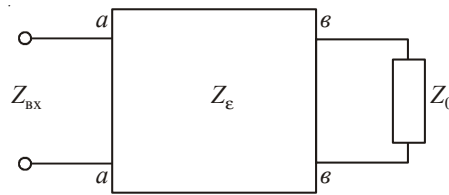


Рис. 1. Эквивалентная схема керамического вакуумного уплотнения

Тогда коэффициент отражения керамического уплотнения определяется как

$$\Gamma = \frac{Z_{\text{вх}} - Z_0}{Z_{\text{вх}} + Z_0}, \quad (1)$$

где Z_0 – волновое сопротивление волновода без керамики; $Z_{\text{вх}}$ – входное сопротивление в сечении aa перехода волновода без керамики в волновод с керамикой, которое описывается выражением

$$Z_{\text{вх}} = Z_e \frac{Z_0 + Z_e \operatorname{th} \left(\alpha + j \frac{2p}{\lambda_e} \right) l}{Z_e + Z_0 \operatorname{th} \left(\alpha + j \frac{2p}{\lambda_e} \right) l}. \quad (2)$$

В этом соотношении Z_e – волновое сопротивление с керамикой; α и λ_e – постоянная затухания волны и ее длина в таком волноводе; l – толщина керамической пластины.

Из соотношений (1) и (2) следует, что минимальное значение модуля коэффициента отражения вакуумного уплотнения соответствует длине волны, для которой толщина керамики $l = 0,5 \lambda_e k$, где $k = 1, 2, 3 \dots$

На рис. 2 приведены результаты расчета зависимости КСВН керамического уплотнения от длины волны с учетом наличия и без учета активных потерь в керамике, а также экспериментальные данные. При расчете предполагалось, что вакуумное уплотнение выполнено в круг-

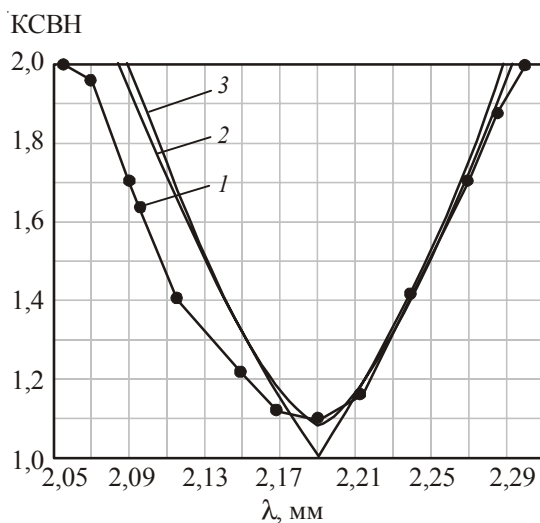


Рис. 2. Зависимости КСВН керамического уплотнения от длины волны:
1 – экспериментальные данные; 2 – данные расчета с учетом наличия потерь в керамике;
3 – без учета потерь

лом волноводе диаметром 3,2 мм, обеспечивающем электрическую прочность при мощности до 9 кВт [3]. В качестве уплотнения использовалась керамика из материала ВК94-1 с диэлектрической постоянной $\epsilon = 9,35$. Толщина керамического диска – 0,72 мм. Постоянная затухания рассчитывалась из соотношения [4]:

$$\sigma \approx p \sqrt{\epsilon} \frac{\operatorname{tg} \delta}{\lambda},$$

где $\operatorname{tg} \delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь; λ – длина волны в вакууме. Считалось, что для керамики ВК94-1 $\operatorname{tg} \delta$ равен 0,01. При этом принималось во внимание увеличение тангенса угла диэлектрических потерь при уменьшении длины волны. Известно [5], что $\operatorname{tg} \delta$ составляет 0,0006 при частоте 1 МГц и 0,0015 при 10 ГГц.

Как видно из рис. 2, кривая зависимости КСВН от длины волны имеет вид параболы. С увеличением значения тангенса угла потерь величина минимума потерь возрастает, а ветви параболы становятся более пологими.

На рис. 3 приведены расчетные зависимости длины волны, соответствующей минимуму КСВН, а на рис. 4 зависимости относительной ширины полосы частот, в которой значение

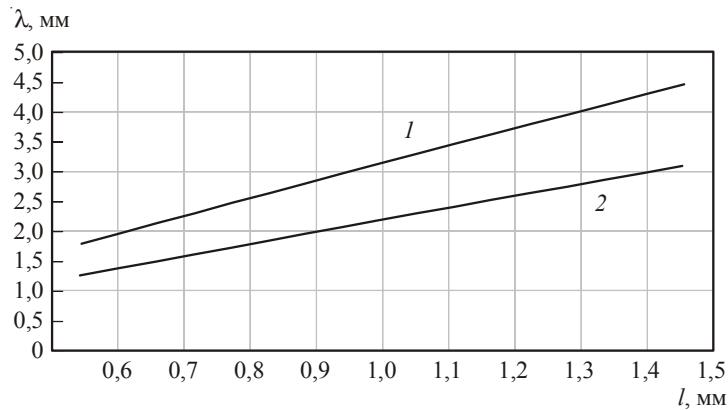


Рис. 3. Расчетные зависимости длины волны, соответствующей минимуму КСВН керамического уплотнения, от толщины керамика из материала ВК94-1 (1) и из нитрида бора (2)

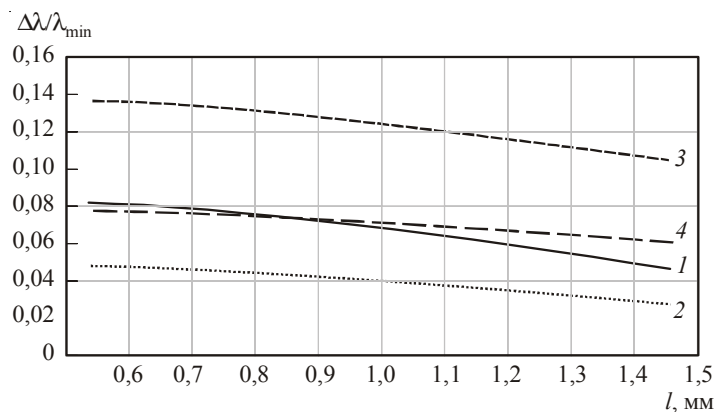


Рис. 4. Расчетные зависимости относительной ширины полосы частот, в которой значение КСВН керамического уплотнения не превышает определенный уровень, от толщины керамики:

1 – материал ВК94-1, КСВН – 1,5; 2 – нитрид бора, КСВН – 1,5; 3 – материал ВК94-1, КСВН – 2; 4 – нитрид бора, КСВН – 2

КСВН не превышает значений 1,5 и 2, от толщины керамического диска. Данные приведены для керамики из материала ВК94-1 и из нитрида бора, диэлектрическая проницаемость которого равна 4,6. Расчет показывает, что при увеличении толщины керамики увеличивается длина волны, соответствующая минимуму КСВН, а ширина полосы согласования уменьшается при увеличении толщины керамики и уменьшении ее диэлектрической проницаемости. На основании данных рис. 3 можно определить минимальную длину волны, при которой возможно применение керамического уплотнения рассмотренного типа. Например, как показывает опыт разработки магнетронов мм-диапазона, отсутствие натека гарантируется при толщине керамики из материала ВК94-1 не менее 0,72 мм. Следовательно, использование такой керамики ограничивается при длине волны 2,3 мм.

Таким образом, как следует из приведенных данных, вакуумное уплотнение рассматриваемого типа по своим полосовым свойствам с учетом конструктивных и технологических отклонений в условиях серийного производства вполне пригодно для применения в электронных приборах мм-диапазона, работающих на фиксированной частоте, например в магнетроне. При их проектировании для оценки этих свойств может быть использован предложенный выше подход.

ЛИТЕРАТУРА

1. Крупаткин И.Г., Галушко Н.Н. Импульсный магнетрон на длину 2,2 мм // Труды ИРЭ АН УССР. – 1964. – Т.12. – С. 30–34.
2. Еремка В.Д., Науменко В.Д. Исследование и разработка магнетронов миллиметрового диапазона // Успехи современной радиоэлектроники. Зарубежная радиоэлектроника. – 2008. – Вып. 4. – С. 23–58.
3. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники. – М.: Сов. радио, 1967. – 652 с.
4. Самсонов Д.Е. Основы расчета и конструирования магнетронов. (Настройка. Стабилизация. Вывод энергии. Холодные изменения.) – М.: Сов. радио, 1974. – 328 с.
5. ТУ 11-78 Ая0.027.002 ТУ. Керамика вакуум-плотная.

Статья поступила 4 октября 2011 г.

ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК.621.385.6

СЕРИЙНЫЙ PHEMT С УДЕЛЬНОЙ МОЩНОСТЬЮ 1,4 Вт/мм

К. С. Журавлев, А. И. Торопов

Институт физики полупроводников им. А.В. Ржанова, г. Новосибирск

В. Г. Лапин, А. Б. Пашковский

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

В. М. Лукашин, А. Б. Соколов

Федеральное бюджетное государственное учреждение «НИИ МЭИИТ», г. Москва

Представлены первые результаты разработки мощных полевых транзисторов на гетероструктурах на основе арсенида галлия с дополнительными потенциальными барьерами. Транзисторы при длине затвора 0,4...0,5 мкм и общей ширине затвора 0,8 мм на частоте 10 ГГц имеют коэффициент усиления более 8 дБ, удельную выходную мощность более 1,4 Вт/мм, КПД по добавленной мощности до 50 %.

КС: гетероструктурный полевой транзистор, коэффициент усиления по мощности

The first results of developing power field-effect transistors on heterostructures based on GaAs with additional potential barriers are presented. The transistors have gain exceeding 8 dB, specific output power exceeding 1.4 W/mm, power-added efficiency up to 50% at their gate length equal to 0.4...0.5 μm and total gate width – 0.8 mm at 10 GHz frequency.

Keywords: heterostructure field-effect transistor, power gain

1. ВВЕДЕНИЕ

Твердотельная сверхвысокочастотная (СВЧ) электронная компонентная база активно востребована для разработки и производства систем беспроводной связи, включающих широкий спектр аппаратуры для стационарной и мобильной телекоммуникационной, высокоскоростной оптоволоконной связи, спутникового и кабельного телевидения, в том числе телевидения высокой четкости, устройств радиолокации на основе активных фазированных антенных решеток, контрольно-измерительной аппаратуры и много другого. Мощные СВЧ-транзисторы типа PHEMT (pseudomorphic high electron mobility transistor) на основе псевдоморфных AlGaAs–InGaAs–GaAs-гетероструктур являются ключевыми элементами устройств сантиметрового и миллиметрового диапазонов, и поэтому во всем мире активно ведутся исследования, направленные на совершенствование конструкции гетероструктур и улучшение пара-

метров мощных СВЧ-транзисторов, таких, как выходная мощность, коэффициент усиления и коэффициент полезного действия [1–4].

Выходная мощность гетероструктурных полевых транзисторов определяется многими факторами: параметрами гетероструктуры, топологией, конкретным технологическим маршрутом изготовления и т. д. Однако именно оптимальная конструкция и высокое качество гетероструктуры, определяющие основные электрофизические характеристики РНЕМТ-структуры: подвижность μ_e и концентрацию n_s двумерного электронного газа в канале InGaAs, позволяют получить наилучшие характеристики СВЧ-приборов. Поэтому, наряду с оптимизацией технологии изготовления транзистора, оптимизация конструкции РНЕМТ-гетероструктуры и условий выращивания отдельных слоев является актуальной задачей и влечет за собой фундаментальные исследования электронных транспортных свойств [5]. В современных полевых РНЕМТ однородный профиль легирования широко заменяется планарным дельта-легированием, позволяющим получать большую эффективность инжекции электронов в область двумерного электронного газа. Кроме того, для достижения большей проводимости, более широкого динамического диапазона и лучшей линейности транзисторов используется двойное дельта-легирование. Введение небольшой (обычно до 15 %) добавки индия в канал увеличивает как подвижность электронов за счет уменьшения их эффективной массы и интенсивности рассеяния, так и их поверхностную плотность за счет увеличения разрыва зон на границах гетероперехода. Хотя такие структуры несколько и уступают по подвижности μ_e и диапазону концентрации двумерного электронного газа n_s структурам, полученным на подложках фосфида индия InP, но благодаря отработанной технологии и более низким ценам подложек GaAs по сравнению с подложками InP в настоящее время они являются наиболее распространенными.

Так как в соответствии с простейшей оценкой выходная мощность пропорциональна произведению рабочего тока на напряжение, то при разработке гетероструктур для мощных полевых транзисторов обычно стремятся добиться максимального произведения подвижности электронов на их поверхностную плотность. Но рост поверхностной плотности электронов ведет к росту напряжения перекрытия, поэтому произведение подвижности электронов на их поверхностную плотность стремятся увеличивать в основном за счет увеличения подвижности. Попытки оптимизации в этом направлении гетероструктур для мощных полевых транзисторов сталкиваются с большим набором жестких физических и технологических ограничений [5], но за многие годы работы с гетероструктурами на основе арсенида галлия для мощных полевых транзисторов был найден примерный набор оптимальных толщин слоев и концентраций легирующей примеси в них. Поэтому типичные серийные транзисторы демонстрируют удельную выходную мощность на уровне 1 Вт/мм [6], а традиционная гетероструктура дошла до своих принципиальных ограничений. Вероятно, это оказалось одной из важных причин, почему в последние годы максимум научной активности сместился в область исследования широкозонных материалов, позволяющих получать более высокие поверхностные плотности электронов в канале и пробивные напряжения, хотя и при существенном снижении подвижности. Однако более тщательный анализ процессов, определяющих работу транзисторов с затвором субмикронной длины, показывает, что, возможно, псевдоморфные гетероструктуры далеко не исчерпали все свои возможности. Дело в том, что при субмикронных длинах затвора ток, текущий через транзистор, определяется не только подвижностью электронов, но и всплеском дрейфовой скорости электронов под затвором. В свою очередь, всплеск дрейфовой скорости зависит как от подвижности электронов, так и от поперечного

переноса электронов в гетероструктуре и интенсивности рассеяния электронов в широкозонном материале, особенно при положительных напряжениях на затворе транзистора [7]. Поэтому представляется возможным, оптимизируя параметры квантовой ямы и ограничивая область квантовой ямы дополнительными потенциальными барьерами, добиться того, чтобы как можно меньше горячих электронов находилось в широкозонном материале и эта область была как можно уже. В этом случае резко уменьшится рассеяние в широкозонном материале, увеличится всплеск дрейфовой скорости, а значит, увеличится ток, текущий через транзистор при положительных смещениях, и увеличится выходная мощность транзистора. Кроме того, дополнительные барьеры могут позволить увеличить поверхностную плотность электронов в квантовой яме.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

Предлагаемый подход позволяет, на первый взгляд, легко увеличить ток, текущий через транзистор, однако на этом пути существует серьезная технологическая проблема получения достаточно высоких и резких потенциальных барьеров для горячих электронов. Использование AlGaAs-гетеробарьеров, как в гетеробуфере, не дает нужного эффекта, так как ширина запрещенной зоны при повышении содержания алюминия увеличивается не достаточно сильно. Кроме того, в слоях AlGaAs с большим содержанием алюминия ($X_{Al} > 0,35$) формируются глубокие DX-центры, захватывающие электроны, и происходит инверсия долин в зоне проводимости [8], что резко усиливает интенсивность рассеяния горячих электронов, проникающих в широкозонные слои [9].

Выход можно искать в планарном биполярном легировании гетероструктур [10–12]. Об увеличении потенциального барьера между активным слоем гетероструктуры и подложкой за счет легирования буферного слоя акцепторами известно давно [13], однако при объемном легировании потенциальные барьеры получаются слишком плавными и не оказывают положительного влияния на параметры прибора, зато наличие акцепторной примеси в буферном слое приводит к многочисленным технологическим проблемам. Можно сделать потенциальные барьеры достаточно резкими, сформировав вблизи стенок квантовой ямы канала слои, легированные акцепторами и дельта-легированные донорами, разделенные нелегированным слоем. Более того, встроенное между потенциальными барьерами электрическое поле способствует переходу электронов из n -дельта-слоя в канал транзистора, что увеличивает проводимость гетероструктуры. Схематическая зонная диаграмма структуры AlGaAs–InGaAs–GaAs с дельта-легированными акцепторами и донорами слоями показана на рис. 1.

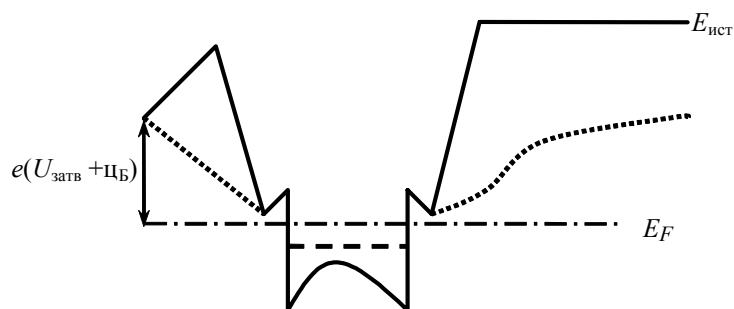


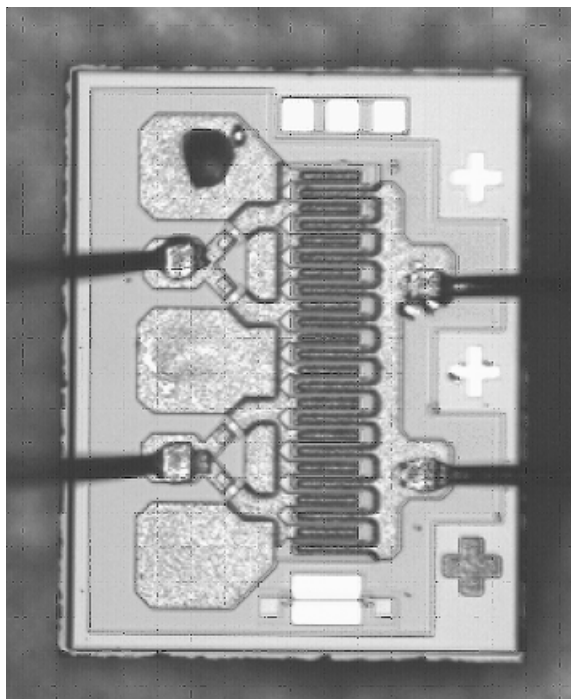
Рис. 1. Схематическая зонная диаграмма разработанной PHEMT-структуры:

e – заряд электрона; ϕ_B – потенциал барьера Шотки; E_F – энергия Ферми;
пунктир – зонная диаграмма обычной PHEMT-структуры без планарного легирования акцепторами

Расчеты показывают, что высота потенциальных барьеров для электронов в канале, формируемых с помощью примесного легирования, может достигать ширины запрещенной зоны широкозонных слоев, при этом потенциальный рельеф в области барьеров изменяется на нескольких нанометрах, а концентрация электронов в канале может превышать $5,0 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$. Экспериментально AlGaAs–InGaAs–GaAs-гетероструктуры были выращены в ИФП СО РАН методом молекулярно-лучевой эпитаксии слоев на установке типа Comrast 21 (Рибер, Франция). Гетероструктуры содержали основные слои, представленные в табл. 1.

Таблица 1

Полуизолирующая GaAs-подложка
Буферный слой GaAs
Барьерный слой $i\text{-Al}_{0,25}\text{Ga}_{0,75}\text{As}$
Барьерный слой $p^+\text{-Al}_{0,25}\text{Ga}_{0,75}\text{As}$
Барьерный слой $i\text{-Al}_{0,25}\text{Ga}_{0,75}\text{As}$
Дельта-легированный слой $n\text{-Al}_{0,25}\text{Ga}_{0,75}\text{As}$
Спейсер $i\text{-Al}_{0,25}\text{Ga}_{0,75}\text{As}$
Канал $\text{In}_{0,17}\text{Ga}_{0,83}\text{As}$
Спейсер $i\text{-Al}_{0,25}\text{Ga}_{0,75}\text{As}$
Дельта-легированный слой $n\text{-Al}_{0,25}\text{Ga}_{0,75}\text{As}$
Барьерный слой $i\text{-Al}_{0,25}\text{Ga}_{0,75}\text{As}$
Барьерный слой $p^+\text{-Al}_{0,25}\text{Ga}_{0,75}\text{As}$
Барьерный слой $i\text{-Al}_{0,25}\text{Ga}_{0,75}\text{As}$
Барьерный слой $i\text{-GaAs}$
Контактный слой $n^+\text{-GaAs}$



Далее на данных структурах по методике [14–15] были изготовлены мощные полевые транзисторы со смещенным затвором длиной 0,4...0,5 мкм при общей ширине затвора 0,8 мм (рис. 2). Следует отметить, что для первых экспериментов использовался транзистор с обычным, а не Т-образным или Г-образным затвором. Ранее транзисторы, изготавливаемые по данной технологии, демонстрировали удельную мощность менее 1 Вт/мм. Удельную мощность 1 Вт/мм выдавали лишь транзисторы с Г-образным затвором при эффективной длине затвора около 0,15 мкм. Однако необходимо учитывать, что сопротивление металлизации у Г-образного затвора в несколько раз ниже, чем у обычного [16].

Рис. 2. Исследуемый транзистор

Типичные ВАХ исследуемого транзистора приведены на рис. 3. На рис. 4 приведены ВАХ при напряжениях на затворе, превышающих напряжение перекрытия, и больших напряжениях на стоке.

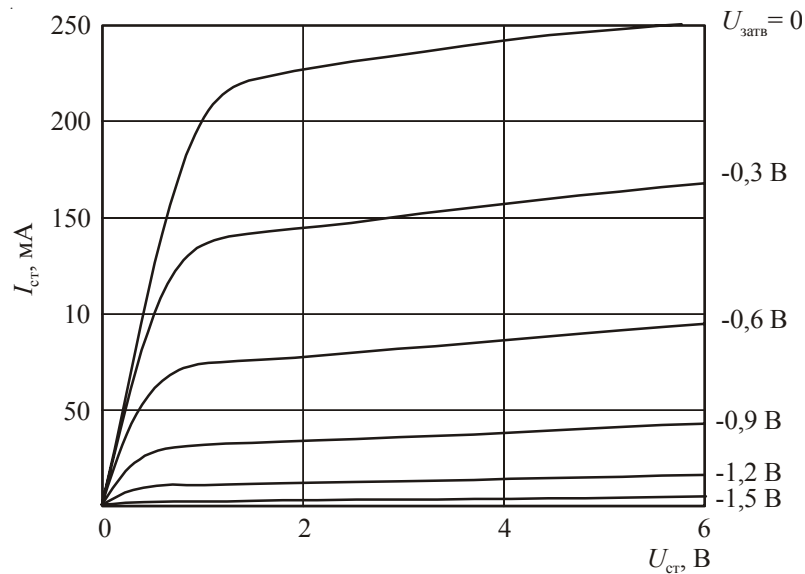


Рис. 3. ВАХ исследуемого транзистора

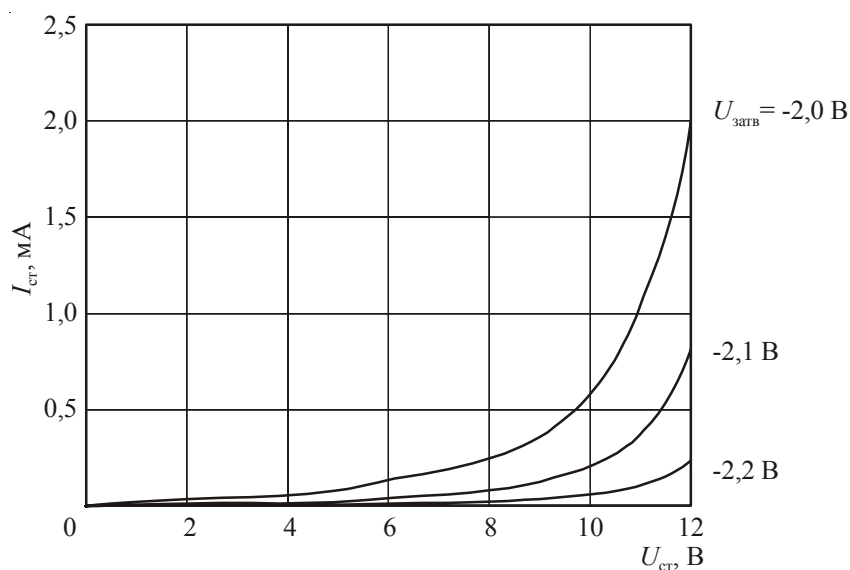


Рис. 4. ВАХ исследуемого транзистора в режиме, близком к режиму лавинного пробоя

Видно, что данный прибор имеет достаточно малые токи утечки по подложке и «гладкие» ВАХ в области отсечки, что свидетельствует о том, что ток горячих электронов в широкозонном материале со стороны подложки мал. Транзисторы демонстрируют не слишком высокие пробивные напряжения (14...15 В), что говорит о необходимости дальнейшей оптимизации прибора и технологического процесса его изготовления. Для СВЧ-измерений транзисторы монтировали в 50-омные линии и вставляли в специальную оправку с согласующими

трансформаторами на входе и выходе, с помощью которых проводилась настройка прибора на максимальную мощность. При измерениях учитывали потери только в переходах и измерительном тракте, потери в согласующих трансформаторах не учитывали (по оценкам, для транзисторов с шириной затвора более 4 мкм они могут составлять до 15 %, для транзисторов с меньшей шириной затвора оценки не проводились). Напряжение на стоке приборов варьировалось в диапазоне 8...9 В. Типичные результаты измерений приведены в табл. 2.

Таблица 2

Номер транзистора	$P_{вх}$, мВт	$P_{вых}$, мВт	K_P , дБ	$I_{ст}$, мА	$U_{затв}$, В	$U_{ст}$, В	КПД	$P_{вых}/L_g$, Вт/мм
1	10	135	11,2	160	-0,61	8	—	—
	50	535	10,2	180	-0,56		—	—
	100	880	9,4	210	-0,49		—	1,1
	150	1040	8,4	220	-0,47		50	1,3
	170	1070	8	230	-0,49		49	1,34
	10	140	11,4	160	-0,61	9	—	—
	50	525	10,2	190	-0,56		—	—
	100	900	9,5	220	-0,47		—	1,12
	150	1100	8,7	230	-0,45		46	1,38
	170	1140	8,3	240	-0,5		45	1,42
2	10	110	10,4	150	-0,56	8	—	—
	50	445	9,5	160	-0,56		—	—
	100	750	8,75	190	-0,54		—	0,94
	150	1010	8,3	210	-0,52		51	1,26
	170	1075	8	220	-0,50		51	1,34
	10	100	10	160	-0,65	9	—	—
	50	410	9,1	190	-0,61		—	—
	100	740	8,7	200	-0,58		—	0,92
	150	1050	8,45	230	-0,52		43	1,31
	170	1150	8,3	240	-0,5		45	1,44
3	170	1090	8,1	240	-0,8	8	48	1,36
	10	90	9,5	225	-0,55	9	—	—
	50	450	9,5	250	-0,55		—	—
	100	780	8,9	270	-0,49		—	0,97
	150	1060	8,5	270	-0,53		38	1,33
	170	1140	8,3	270	-0,58		40	1,42
4	10	90	9,5	195	-0,75	8	—	—
	50	450	9,5	248	-0,75		—	—
	100	780	8,9	270	-0,74		—	0,97
	150	1050	8,5	270	-0,74		42	1,31
	170	1100	8,3	270	-0,73		43	1,38

Видно, что все исследуемые образцы на частоте 10 ГГц стабильно отдают мощность, превышающую 1 Вт, демонстрируют достаточно высокие КПД и коэффициент усиления более 8 дБ.

По-видимому, одной из главных проблем разработанного транзистора является, как отмечалось выше, не слишком высокое пробивное напряжение. Возможно, именно поэтому ряд приборов имели наилучшие характеристики при 8 В на стоке, а увеличение рабочего напряжения не привело к заметному увеличению отдаваемой мощности, лишь резко увеличило ток потребления и снизило КПД. Однако ряд транзисторов при напряжении питания 9 В имели удельную выходную мощность более 1,4 Вт/мм. Интересно, что практически такую же удельную мощность (1,38 Вт/мм) один из транзисторов (№ 4) продемонстрировал и при 8 В на стоке. Приведенные результаты позволяют предположить, что при дальнейшей оптимизации структуры данный технический прием позволит увеличить отдаваемую транзисторами мощность до величин более 1,5 Вт/мм даже при обычной конфигурации затвора, а введение Т-образного или Г-образного затвора длиной менее 0,25 мкм дополнительно увеличит мощность и позволит заметно увеличить коэффициент усиления и КПД.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представлены первые результаты разработки мощных полевых транзисторов на гетероструктурах на основе арсенида галлия с оптимизированной квантовой ямой и дополнительными потенциальными барьерами, сформированными с помощью $p^+ - i - \delta n$ -слоев. Было изготовлено две партии приборов с применением электронной литографии с наклонным напылением. Транзисторы при длине затвора 0,4...0,5 мкм и общей ширине затвора 0,8 мм на частоте 10 ГГц имеют коэффициент усиления более 8 дБ, удельную выходную мощность более 1,4 Вт/мм, КПД по добавленной мощности до 50 %.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России.

Авторы благодарны Н.В. Шульге за помощь в проведении измерений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кальфа А.А., Тагер А.С. Гетероструктуры с селективным легированием и их применение в полевых транзисторах СВЧ // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1982. – Вып. 12(348). – С. 26–38.
2. C. Gaquiere, J. Grunenutt, D. Jambon, E. Dolos, D. Ducatteau, M. Werquin, D. Treron, P. Fellon // IEEE Electron. Dev. Lett. – 2005. – Vol. 26, No 8. – P. 533.
3. M.V. Baeta Moreira, M.A. Py, M. Gailhanou, M. Ilegems // J. Vac. Sci. Technol. – 1992. – Vol. B10. – P. 103.
4. C.S. Wu, F. Ren, S.J. Pearton, M. Hu, C.K. Pao, R.F. Wang // IEEE Trans. Electron. Dev. – 1995. – Vol. 42. – P. 1419.
5. Электрофизические и структурные свойства двусторонне δ -легированных PHEMT-гетероструктур на основе AlGaAs/InGaAs/AlGaAs / И.С. Василевский, Г.Б. Галиев, Е.А. Климов, В.Г. Мокеров, С.С. Широков, Р.П. Имамов, И.А. Субботин // ФТП. – 2008. – Т. 42, вып. 9. – С. 102–109.
6. TriQuint Semiconductor, Advance Product Information, Septembe 19, 2005 Web: www.triquint.com.
7. Климова А.В., Лукашин В.М., Паиковский А.Б. Поперечный пространственный перенос в полевых транзисторах на гетероструктурах с селективным легированием и границы применимости квазигидродинамических моделей // ФТП. – 2009. – Т. 43, вып. 1. – С. 113–118.
8. Saxena A.K. // J. Phys. C. – 1980. – Vol. 13, No 23. – P. 4322–4334.
9. Грибников З.С., Райчев О.Э. ГХ-перенос в реальном пространстве: вклад рассеяния на междолинных фононах // ФТП. – 1989. – Т. 23, вып. 12. – С. 2171–2178.

10. Reduction of real-space transfer in depletion-mode dipole heterostructure field-effect transistors // *J. Zou, Z. Abid, H. Dong, A. Gopinath* // *Applied Physics Letters*. – 1991. – Vol. 58, No 21. – P. 2411–2413.
11. Performance and optimization of dipole heterostructure field effect transistor / *J. Zou, H. Dong, A. Gopinath and M. S. Shur* // *IEEE Trans. Electron Devices*. – 1992. – Vol. ED-39, No 2. – P. 250–256.
12. Патент 80069 РФ. Гетероэпитаксиальная структура для полевых транзисторов // *Е.И. Голант, К.С. Журавлев, В.Г. Лапин, В.М. Лукашин, А.Б. Паиковский, Ю.Н. Свешников*. – Приоритет 19.08.08.
13. *Шур М.* Современные приборы на основе арсенида галлия. – М.: Мир, 1991. – С. 312.
14. GaAs microwave offset gate self-aligned MESFET's and their applications / *V.G. Lapin, A.M. Temnov, K.I. Petrov, V.A. Krasnik* // *GaAs 2000 Conference proceedings, 2nd-3rd October 2000*. – P. 314–317.
15. Мощные GaAs полевые СВЧ транзисторы со смещенным затвором / *В.Г. Лапин, В.А. Красник, К.И. Петров, А.М. Темнов* // *СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: сб. мат. 11 Международной конф. 10–14 сентября 2001, Севастополь, Крым, Украина*. – С. 135–136.
16. Мощный полевой транзистор со смещенным к истоку Г-образным затвором / *Н.А. Кувшинова, В.Г. Лапин, В.М. Лукашин, К.И. Петров* // *Радиотехника*. – 2011. – В печати.

Статья поступила 30 сентября 2011 г.

КРАТКОЕ СООБЩЕНИЕ

В. Я. Носков, К. А. Игнатков

*Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина,
г. Екатеринбург*

С. М. Смольский

Московский энергетический институт (Технический университет)

Статья Носкова В.Я., Игнаткова К.А., Смольского С.М. «Амплитудно-частотные характеристики автодинных СВЧ-генераторов»* выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в соответствии с Постановлением Правительства РФ № 218 от 09.04.2010 г.

* Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Амплитудно-частотные характеристики автодинных СВЧ-генераторов // *Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника*. – 2011. – Вып. 4(511). – С. 17–31.

УДК 621 321 026

АНАЛИЗ РАБОТЫ СВЧ ТРАНЗИСТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА ПРИ ИЗМЕНЕНИИ ПАРАМЕТРОВ НАГРУЗКИ

Е. В. Мазеев, Б. К. Сивяков, М. А. Фурсаев

Саратовский государственный технический университет

Предложен подход к решению задачи анализа работы СВЧ транзисторного генератора с внутренней обратной связью при изменении параметров нагрузки. С его помощью определены интервалы значений фазы коэффициента отражения нагрузки, в которых обеспечивается работа такого генератора на биполярном транзисторе. Показано, что ширина интервала мала, не зависит от добротности колебательной системы и увеличивается при увеличении модуля коэффициента отражения. Определены значения генерируемой частоты и выходной мощности при изменении параметров нагрузки.

КС: СВЧ транзисторный генератор, модуль и фаза коэффициента отражения нагрузки

An approach to the solution of the problem of analysis of microwave transistor oscillator with an internal feedback and variable load parameters was proposed. The intervals of the load reflection coefficient phase values which provide the work of such bipolar transistor generator were determined. It is shown that the width of the intervals which is rather small does not depend on Q of the oscillation system and increases slightly with the reflection coefficient modulus increase. The values of generated frequency and output power were defined with variable load parameters.

Keywords: microwave transistor oscillator, a bipolar transistor, load, reflection coefficient, modulus and phase

1. ВВЕДЕНИЕ

Схемотехническое проектирование СВЧ транзисторных генераторов проводится в два этапа. На первом этапе решается задача синтеза, при которой определяются значения параметров электрического режима транзистора и пассивных элементов схемы, обеспечивающих требуемые выходные параметры генератора. Такой режим называется номинальным. На втором этапе проектирования решается задача анализа, при которой определяются значения выходных параметров генератора в условиях отклонения от номинального режима, а также возможность его работы в этих условиях.

В СВЧ транзисторных генераторах в настоящее время используется внутренняя обратная связь [1]. Вопросы синтеза таких генераторов рассматривались в ряде статей [2–4]. В [5] с использованием методики последовательных приближений проведен анализ работы СВЧ-генератора на биполярном транзисторе при изменении питающего напряжения. Целью настоящей работы является анализ СВЧ-генератора с внутренней обратной связью на биполярном транзисторе при изменении параметров нагрузки.

При анализе работы СВЧ транзисторных генераторов в режимах, отличающихся от номинального, должен осуществляться поиск самосогласованного решения. Традиционно при ре-

шении подобных задач используется метод последовательных приближений. Однако его применение для анализа работы СВЧ-генератора при изменении параметров нагрузки, как будет показано ниже, требует больших затрат. В данной статье рассматривается возможность иного подхода к решению такой самосогласованной задачи, при котором сокращается объем вычислений.

2. ИСХОДНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ АНАЛИЗА И РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА

Основными элементами СВЧ транзисторного генератора с внутренней обратной связью являются транзистор, колебательная система, определяющая генерируемую частоту, и выходной трансформатор связи, через который осуществляется связь выхода транзистора с нагрузкой. При моделировании СВЧ транзисторного генератора с внутренней обратной связью используется его представление в виде соединения двух двухполюсников: активного и пассивного [1]. Ниже полагается, что пассивным двухполюсником является колебательная система, а активным – вход транзистора [3, 4]. При таком эквивалентном представлении условие стационарного режима может быть записано в виде

$$\underline{Y}_{\text{КС}} + \underline{Y}_{\text{вх}} = 0, \quad (1)$$

где $\underline{Y}_{\text{КС}} = G_{\text{КС}} + jB_{\text{КС}}$ и $\underline{Y}_{\text{вх}} = G_{\text{вх}} + jB_{\text{вх}}$ – проводимость колебательной системы и входная проводимость транзистора соответственно. Проводимость колебательной системы при небольшом отклонении генерируемой частоты f от резонансной f_p определяется соотношением [6]

$$\underline{Y}_{\text{КС}} = G_{\text{КС}} + j2QG_{\text{КС}}(f/f_p - 1), \quad (2)$$

где Q – добротность этой системы. Входная проводимость транзистора рассчитывается с использованием его нелинейной модели и является функцией проводимости нагрузки на выходе прибора $\underline{Y}_n = G_n + jB_n$. Следовательно, изменение проводимости нагрузки на выходе транзистора сопровождается изменением параметров электрического режима его работы, а значит, его входной проводимости. Для обеспечения условия (1) при этом должна изменяться реактивная проводимость колебательной системы, что достигается изменением генерируемой частоты.

Задача анализа генератора решается после решения задачи его синтеза, в результате которого определяются требуемые значения параметров электрического режима работы транзистора, а также проводимостей колебательной системы и цепи на выходе прибора. Значения этих параметров входят в состав исходных данных при решении задачи анализа. При анализе влияния нагрузки на выходе генератора на его работу в состав исходных данных также вводятся значения параметров, характеризующих выходной трансформатор связи и саму нагрузку.

Если анализ влияния нагрузки на работу генератора проводится с использованием методики последовательных приближений, то значения параметров этой нагрузки, при которых определяются выходные параметры устройства, в том числе и генерируемая частота, считаются задаваемыми. Однако, поскольку работа СВЧ транзисторных генераторов очень критична к параметрам нагрузки, далеко не всегда при задаваемых значениях этих параметров можно получить режим, при котором возможна работа генератора. Следствием этого являются большие затраты времени на поиск такого режима при анализе зависимости работы генератора от параметров нагрузки с использованием методики последовательных приближений. Время получе-

ния данных для анализа влияния нагрузки на работу генератора уменьшается при использовании методики, когда в состав исходных данных вводится значение генерируемой частоты, а определяются значения параметров нагрузки, при которых генератор работает на задаваемой частоте. Одновременно определяются и другие выходные параметры генератора. При этом величина генерируемой частоты, согласно соотношению (2), задается с учетом выбранного значения добротности колебательной системы.

С использованием предлагаемой методики проведено исследование зависимости работы СВЧ-генератора с внутренней обратной связью на биполярном транзисторе типа КТ919А от параметров нагрузки. Полагается, что транзистор работает в недонапряженном режиме с отсечкой тока класса «С», а расчет его электрических характеристик в этом режиме проводится на базе кусочно-квазилинейной модели [6]. Значения параметров генератора при его работе в номинальном режиме на частоте 1 ГГц приведены в таблице. Выходной трансформатор связи выполнен в виде однородного отрезка микрополосковой линии с волновой проводимостью 0,696 См. Электрическая длина этого отрезка на частоте 1 ГГц составляет $-\arctg 0,245$ град. Такая топология выходного трансформатора связи обеспечивает согласование выхода генератора, работающего в номинальном режиме, с выходным трактом при его волновой проводимости 0,02 См на частоте 1 ГГц.

Параметр	Значение
Напряжение коллекторного питания, В	21,4
Напряжение источника в эмиттерной цепи постоянного тока, В	3,49
Сопротивление резистора в этой цепи, Ом	5
Проводимость нагрузки на выходе транзистора, См	$0,021 - j 9,17$
Проводимость колебательной системы, См	$0,027 + j 0,175$

Ниже результаты расчета представляются в виде зависимостей от амплитуды напряжения открытого эмиттерного перехода транзистора $U_{от}$, являющегося параметром электрического режима прибора в кусочно-квазилинейной модели.

На рис. 1 приведены результаты расчета компонент проводимости нагрузки на выходе генератора и его выходной мощности, при которых обеспечивается работоспособность устройства, в зависимости от амплитуды открытого эмиттерного перехода транзистора для ряда значений генерируемой частоты и реактивной проводимости колебательной системы (при ее добротности 185). Значения проводимостей на рис. 1, а, б отнесены к значению проводимости ВЧ-тракта на выходе генератора (0,02 См).

3. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТА

Данные рис. 1 отражают возможные комбинации значений компонент проводимости нагрузки на выходе генератора и его выходной мощности, соответствующие фиксированной амплитуде напряжения открытого эмиттерного перехода транзистора, при которой обеспечивается работа устройства. Конкретная комбинация значений этих параметров, как иллю-

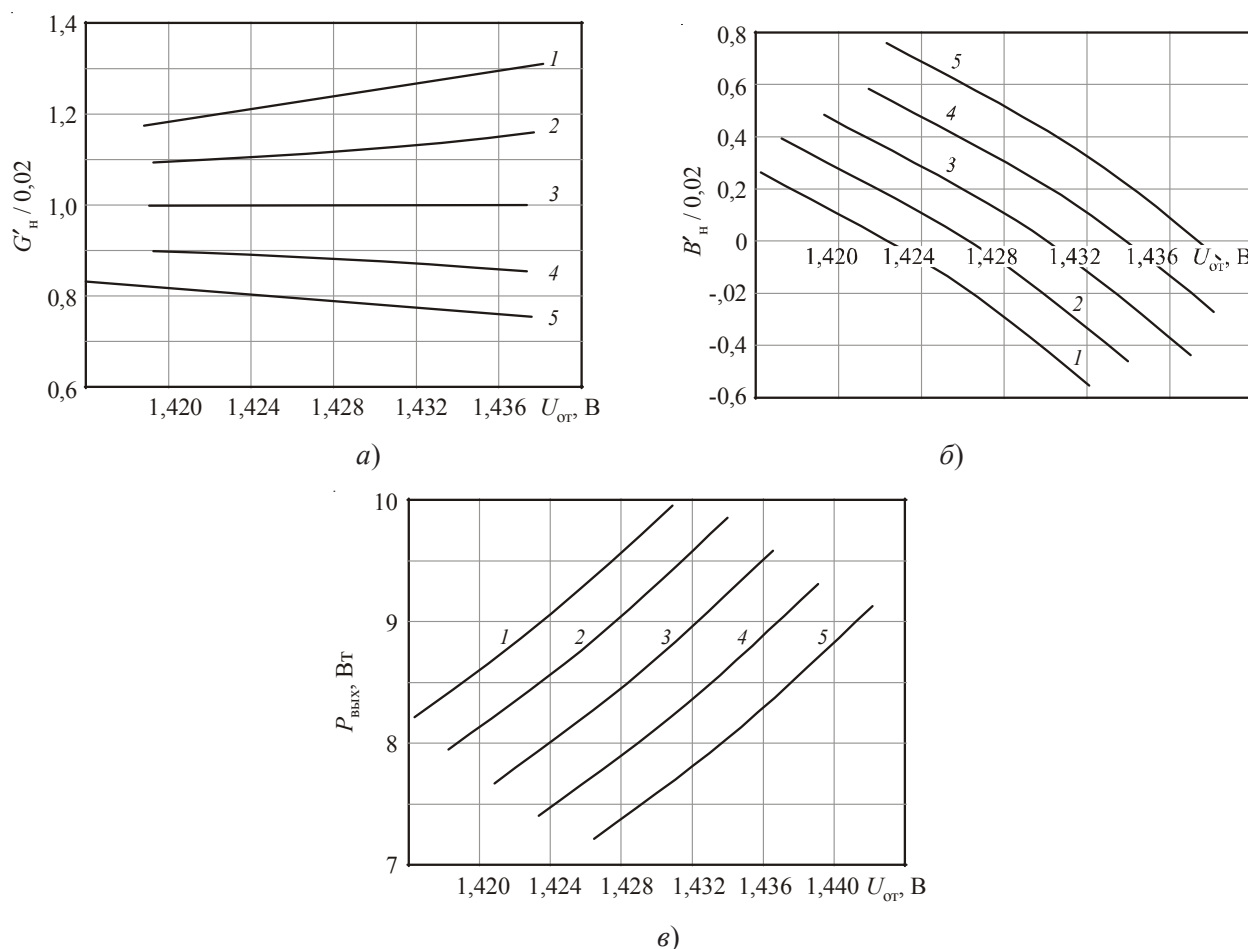


Рис. 1. Расчетные зависимости активной (а) и реактивной (б) составляющих проводимости нагрузки на выходе генератора, а также его выходной мощности (в), при которых обеспечивается работа устройства, от амплитуды напряжения открытого эмиттерного перехода транзистора для ряда значений генерируемой частоты: 1 – $f = 0,996$ ГГц; 2 – $0,998$ ГГц; 3 – $1,0$ ГГц; 4 – $1,002$ ГГц; 5 – $1,004$ ГГц

стрируется построениями на рис. 2, зависит от величины коэффициента отражения нагрузки на выходе генератора, которой определяется значение проводимости этой нагрузки:

$$\underline{Y}'_H = Y_0 \frac{(1 - \Gamma^2) - j2\Gamma \sin \varphi_H}{(1 + \Gamma \cos \varphi_H)^2 + \Gamma^2 \sin^2 \varphi_H}, \quad (3)$$

где Y_0 – волновая проводимость выходного тракта; Γ – модуль коэффициента отражения нагрузки; φ_H – фаза этого коэффициента.

На рис. 3 представлены расчетные зависимости модуля коэффициента отражения нагрузки от амплитуды напряжения открытого эмиттерного перехода транзистора, при которых осуществляется работа генератора на ряде фиксированных частот. Кривые этих зависимостей имеют вид параболы, в минимальной точке которой, как следует из рис. 1, б, фаза коэффициента отражения равна либо нулю, либо 180 град, что соответствует нулевому значению реактивной

проводимости нагрузки. Минимальное значение модуля коэффициента отражения, равное нулю, соответствует частоте 1 ГГц, поскольку на этой частоте выходной трансформатор связи обеспечивает отсутствие отражения на выходе генератора при согласованной нагрузке. При удалении от частоты 1 ГГц минимальное значение модуля коэффициента отражения увеличивается.

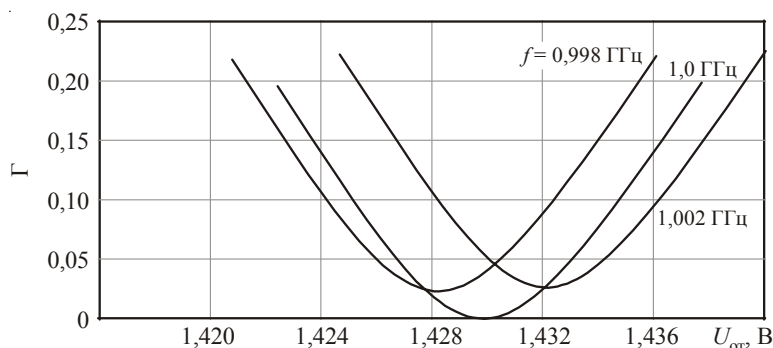


Рис. 2. Расчетные зависимости модуля коэффициента отражения нагрузки, при котором может работать генератор на фиксированных частотах, от амплитуды напряжения открытого эмиттерного перехода транзистора при добротности колебательной системы 92,5

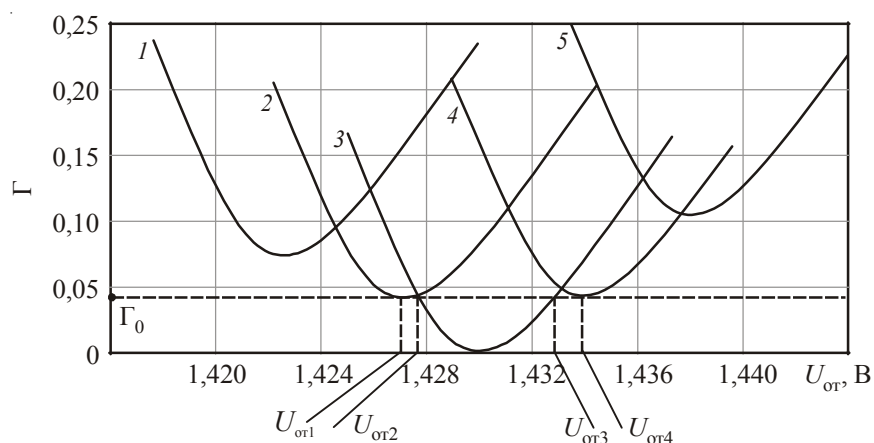


Рис. 3. Расчетные зависимости модуля коэффициента отражения нагрузки на выходе генератора от амплитуды напряжения открытого эмиттерного перехода транзистора для ряда значений генерируемой частоты:

1 – $f = 0,996$ ГГц; 2 – $0,998$ ГГц; 3 – $1,0$ ГГц; 4 – $1,002$ ГГц; 5 – $1,004$ ГГц

Горизонтальная пунктирная линия на рис. 3 соответствует фиксированной величине модуля коэффициента отражения Γ_0 . Из-за параболического характера зависимости модуля коэффициента отражения нагрузки от амплитуды напряжения открытого эмиттерного перехода транзистора возможны три случая: когда линия, соответствующая фиксированному значению модуля отражения, пересекает параболу в двух точках (для частоты 1 ГГц на рис. 3), когда она касается с параболой в точке с минимальным значением модуля Γ (для частот 0,998 и 1,002 ГГц) и когда отсутствует их пересечение (0,996 и 1,004 ГГц). На частоте 1 ГГц генератор может работать при двух значениях амплитуды напряжения открытого эмиттерного перехода,

$U_{от2}$ и $U_{от3}$, а следовательно, при двух величинах фазы коэффициента отражения с модулем Γ_0 . Электрические режимы работы генератора при этих фазах будут отличаться величиной выходной мощности. На частотах 0,998 и 1,002 ГГц генератор работает при значениях амплитуды напряжения открытого эмиттерного перехода $U_{от1}$ и $U_{от4}$ соответственно. На частотах 0,996 и 1,004 ГГц при модуле коэффициента отражения Γ_0 работа генератора не возможна.

Согласно соотношению (3), при нулевой фазе коэффициента отражения значение активной компоненты нагрузки больше, чем при фазе коэффициента отражения 180 град. Как видно из рис. 1,а, для работы генератора на частоте 0,998 ГГц активная проводимость нагрузки должна быть больше, чем на частоте 1,002 ГГц. Следовательно, работа генератора на частоте 0,998 ГГц происходит при нулевой фазе коэффициента отражения нагрузки и модуле этого коэффициента Γ_0 , а на частоте 1,002 ГГц – при фазе коэффициента отражения 180 град. Таким образом, при фиксированном значении модуля коэффициента отражения работа генератора возможна в двух интервалах значений фазы этого коэффициента. Такими интервалами изменения фазы для рассматриваемого случая являются $0 - \varphi_{н2}$ и $\varphi_{н3} - 180$, где величины фазы $\varphi_{н2}$ и $\varphi_{н3}$ соответствуют значениям амплитуды открытого эмиттерного перехода транзистора $U_{от2}$ и $U_{от3}$. При изменении фазы коэффициента отражения в первом интервале генерируемая частота изменяется от 0,998 до 1 ГГц, а во втором – от 1 до 1,002 ГГц. Величины фазы на границах этих интервалов определяются по рис. 1,б. По рис. 1,в можно определить изменение выходной мощности при изменении фазы коэффициента отражения.

На основании построений, аналогичных построениям на рис. 3, и данных рис. 1 можно заключить, что при увеличении модуля коэффициента отражения нагрузки увеличивается ширина интервалов фазы этого коэффициента, в которых работает генератор, а также увеличиваются уходы генерируемой частоты при изменении фазы коэффициента отражения. Однако ширина интервалов фазы крайне мала. Так, в соответствии с данными рис. 1,а,б и 2, если при модуле коэффициента отражения 0,05 интервалы фазы, в которых работает генератор, составляют $0...8,5$ и $170...180$ град, то при модуле коэффициента отражения 0,15 ширина этих интервалов следующая: $0...12,5$ и $155...180$ град.

На рис. 2 приведены расчетные зависимости модуля коэффициента отражения нагрузки от амплитуды напряжения открытого эмиттерного перехода транзистора для трех значений генерируемой частоты и добротности колебательной системы 92,5. Как видно из рис. 2 и 3, при уменьшении добротности колебательной системы уменьшается разница между величинами амплитуды напряжения открытого эмиттерного перехода в минимуме модуля коэффициента отражения, соответствующими двум одинаковым генерируемым частотам. Кроме того, на этих частотах происходит уменьшение минимального значения модуля коэффициента отражения. Из последнего следует, что при фиксированном модуле коэффициента отражения нагрузки уменьшение добротности колебательной системы приводит к увеличению интервала изменения генерируемой частоты при изменении фазы этого коэффициента. При этом ширина интервалов изменения фазы, в которых сохраняется работоспособность генератора, не зависит от добротности колебательной системы.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Реализован предложенный подход к самосогласованному решению задачи анализа СВЧ транзисторного генератора с внутренней обратной связью, исключающий применение метода последовательных приближений. Эффективность его использования показана на примере анализа работы такого генератора, построенного на базе биполярного транзистора, при изменении параметров нагрузки. Применение этого подхода позволяет весьма оперативно определить границы интервалов значений этих параметров, где возможна работа генератора, а также значения генерируемой частоты и выходной мощности. Показано, что при фиксированном значении модуля коэффициента отражения нагрузки работоспособность генератора достигается лишь в двух весьма узких интервалах значений фазы этого коэффициента.

Рассмотрен случай, когда в номинальном режиме работы обеспечивается согласование на выходе генератора. Однако с помощью предложенного подхода могут быть проанализированы случаи, когда это условие не выполняется.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Grebennikov A.* RF and microwave transistor oscillator design. – John Wiley and Sons, Ltd, 2007. – 437 p.
2. *Grebennikov A. V.* Microwave transistor oscillator an analytic approach to simplify computer-aided // *Microwave Journal*. – 1999. – Vol. 42, No 5. – P. 292–300.
3. *Фартушинов С.А., Фурсаев М.А.* Обеспечение устойчивости стационарного режима СВЧ-генератора с внутренней обратной связью на биполярном транзисторе // *Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника*. – 2001. – Вып. 1. – С. 9–13.
4. *Горбачев Д.М., Фурсаев М.А.* Алгоритм проектирования СВЧ транзисторного генератора с внутренней обратной связью // *Вестник Саратовского государственного технического университета*. – 2006. – Вып. 4. – С. 59–63.
5. *Мазеев Е.В., Сивяков Б.К., Фурсаев М.А.* Анализ работы СВЧ транзисторного генератора при изменении питающего напряжения // *Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника*. – 2011. – Вып. 2(509). – С. 18–21.
6. *Лебедев И.В.* Приборы и техника СВЧ. Т. 2. – М.: Высшая школа, 1972. – 616 с.
7. *Горбачев Д.М., Фурсаев М.А.* Развитие кусочно-квазилинейной модели биполярного транзистора // *Вестник Саратовского государственного технического университета*. – 2008. – Вып. 1. – С. 74–80.

Статья поступила 4 октября 2011 г.

УДК 621.3.049.774

КАЛИБРОВКА ПАРАМЕТРОВ РАСЧЕТНЫХ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И ОПТИМИЗАЦИИ НАНОГЕТЕРОСТРУКТУР НА ОСНОВЕ GaAs

Е. Ю. Днестранская, А. Ю. Городецкий, А. М. Емельянов,
К. В. Дудинов, В. Г. Тихомиров

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Описана методика калибровки параметров расчетных моделей для проектирования наногетероструктур на основе GaAs к применяемому технологическому оборудованию и технологическим процессам производства МИС СВЧ на ФГУП «НПП «Исток». Определены технологические нормы изготовления наногетероструктур при допустимом разбросе параметров изготовленного на их основе транзистора 10 %.

КС: моделирование, СВЧ-транзистор, технологические нормы, наногетероструктура, GaAs

A method of calibrating the parameters of computational models for designing nanoheterostructures based on GaAs to applied technological equipment and processes for production MMIC is described in the article. Technological standards of manufacturing nanoheterostructures were determined at 10% permissible spread in the transistor parameters.

Keywords: modeling, microwave transistor, technology standards, nanoheterostructure, GaAs

Псевдоморфные РНЕМТ-наногетероструктуры на основе GaAs сегодня продолжают занимать лидирующее положение в СВЧ-электронике. Благодаря им и МИС на их основе, радиолокационная техника получила новое развитие. На РНЕМТ-наногетероструктурах на основе GaAs разработаны и серийно выпускаются активные фазированные антенные решетки. Хотя такие наногетероструктуры несколько и уступают по величинам подвижности и диапазону концентрации двумерного электронного газа метаморфным наногетероструктурам, а по высоковольтным характеристикам GaN-наногетероструктурам, но благодаря отработанным технологиям и более низким ценам подложек из GaAs они сегодня занимают лидирующее положение в производстве СВЧ МИС.

Разработка и получение оптимальной и высокого качества наногетероструктуры является важной задачей. Эмпирический подход к выбору условий процесса эпитаксии и конструкции эпитаксиальной наногетероструктуры не оправдан с точки зрения временных и денежных затрат. В связи с этим становится актуальным моделирование эпитаксиальной наногетероструктуры с целью ее оптимизации и разработки новых наногетероструктур, обеспечивающих требуемые параметры изготовленных на их базе приборов. Актуально также определение влияния погрешностей изготовления эпитаксиальной наногетероструктуры и транзистора на характеристики прибора. Данные таких расчетов позволяют определить требования к производителю наногетероструктуры и допустимый разброс параметров, таких, как концентрация легирования и толщина слоев.

При расчете и оптимизации наногетероструктур наиболее важной задачей является калибровка параметров расчетных моделей к применяемому технологическому оборудованию и технологическим процессам при выращивании слоев наногетероструктуры и изготовлении СВЧ монолитных интегральных схем.

Целью данной статьи является разработка методов калибровки и проведение расчетов и анализа наногетероструктур на GaAs, используемых при производстве МИС СВЧ. В работе для моделирования эпитаксиальной наногетероструктуры использованы средства программного обеспечения Silvaco. Разработка велась в сотрудничестве с ЛЭТИ. Выполнено моделирование СВЧ-транзистора (MESFET) на основе эпитаксиальной наногетероструктуры GaAs и мощного СВЧ-транзистора (DPHEMT) на основе двусторонне легированной PHEMT-наногетероструктуры AlGaAs/InGaAs/AlGaAs/GaAs.

Для моделирования СВЧ-транзистора (MESFET) на основе GaAs (рис. 1) использовалась наногетероструктура со слоями, приведенными в табл. 1.

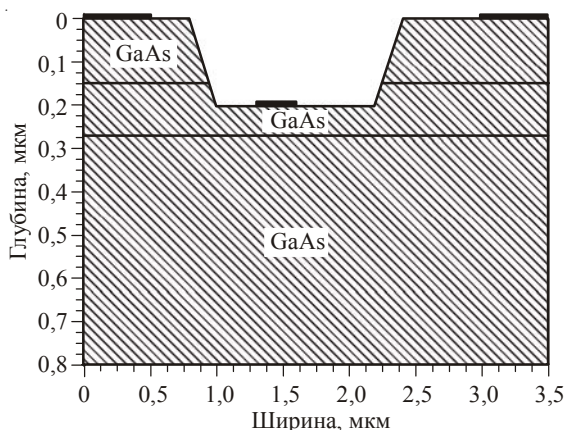


Рис. 1. Структура MESFET

Таблица 1

Слой	Толщина, мкм	Концентрация легирования, см ⁻³
Контактный	0,15	$1,0 \cdot 10^{+18}$
Легированный	0,12	$4,5 \cdot 10^{+17}$
Нелегированный	450	$1,0 \cdot 10^{+14}$

Топологические характеристики моделируемого транзистора в области канала следующие: длина затвора – 0,3 мкм, ширина затвора – 100 мкм, длина канала – 1 мкм.

Процесс моделирования состоял из этапов:

- 1) определение геометрических и электрофизических параметров транзисторной наногетероструктуры;
- 2) генерация расчетной сетки для последующего решения электрофизических уравнений;
- 3) приборно-технологическое моделирование, расчет ВАХ и других параметров;
- 4) корректировка параметров модели;
- 5) визуализация графиков и параметров.

Для решения электрофизических уравнений в узлах расчетной сетки и получения ВАХ СВЧ-транзистора использовалось приложение Atlas программного обеспечения Silvaco.

Расчеты производились с применением физических моделей, необходимых при моделировании приборов на гетеропереходах типа НЕМТ, таких, как затвор Шотки (высота барьера Шотки – 0,8 эВ); модель термоионной и полевой эмиссии; модель распределения Больцмана; модель

ударной ионизации Шелбенгера; модель рекомбинации Шокли-Рид-Холла; модель для расчета подвижности электронов, учитывающая зависимость от концентрации примеси, от проводимости и от напряженности электрического поля; поверхностная плотность заряда $-2 \cdot 10^{12} \text{ эВ/см}^2$ ($\text{Si}_3\text{N}_4/\text{GaAs}$).

Верификация моделей осуществлялась по смоделированным вольт-амперным характеристикам наногетероструктуры MESFET и сверке их с экспериментальными данными. На первом этапе верификации моделировался транзистор без затвора с шириной затворной области 100 мкм после травления канала, полученные ток и напряжение насыщения сверялись с полученными экспериментально. Таким образом, настраивались параметры материалов и моделей расчета подвижности электронов по слоям. На втором этапе верификации моделировался транзистор с шириной затвора 100 мкм и сверялись ток и напряжение насыщения с полученными экспериментально для транзистора с затвором. Таким образом, настраивались модели программного обеспечения Silvaco, связанные с затвором.

Проводилось исследование зависимости вольт-амперных характеристик от толщины легированного слоя (толщина легированного слоя подзатворной области A менялась от 0,05 до 0,12 мкм при концентрации примеси в нем $N = 4,5 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$). Полученные зависимости напряжения отсечки и тока стока от толщины легированного слоя подзатворной области приведены на рис. 2 и 3.

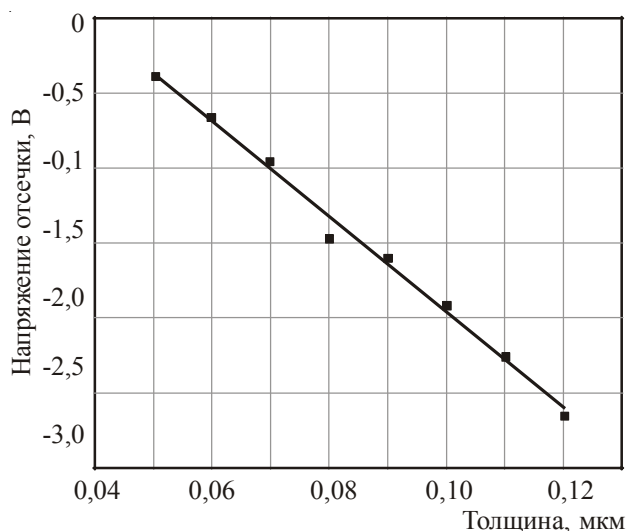


Рис. 2. Зависимость напряжения отсечки от толщины легированного слоя

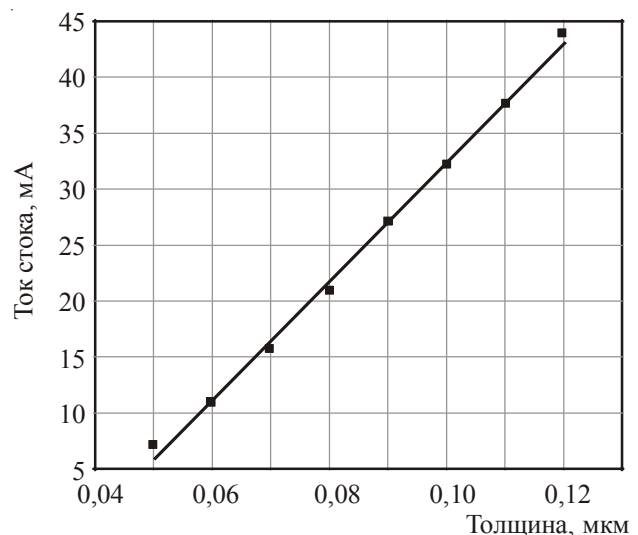


Рис. 3. Зависимость тока стока от толщины легированного слоя

В результате исследования выявлено, что для стандартного образца ($N = 4,5 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$; $A = 0,07 \text{ мкм}$) изменение толщины легированного слоя на $\pm 3 \%$ приводит к изменению тока стока данного прибора на $\pm 7 \%$, а изменение толщины на $\pm 10 \%$ – к изменению тока стока на $\pm 22 \%$. Из чего можно сделать вывод: при производстве наногетероструктуры недопустимо отклонение толщины слоя от технологических норм изготовления более чем на $4,5 \%$ (что составит для данного образца $\pm 3 \text{ нм}$).

Также проводилось исследование зависимости вольт-амперных характеристик от концентрации примеси в легированном слое (концентрация примеси N менялась от $1 \cdot 10^{17}$ до $6 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$,

толщина слоя $A = 0,07$ мкм). Зависимости напряжения отсечки и тока стока от концентрации примеси показаны на рис. 4 и 5.

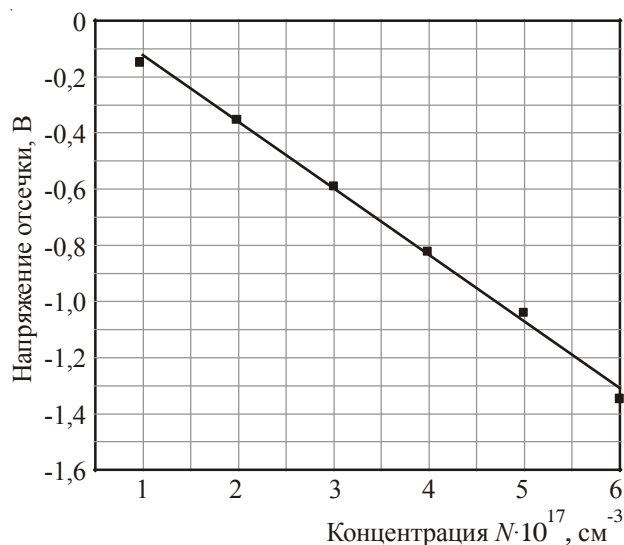


Рис. 4. Зависимость напряжения отсечки от концентрации легированного слоя

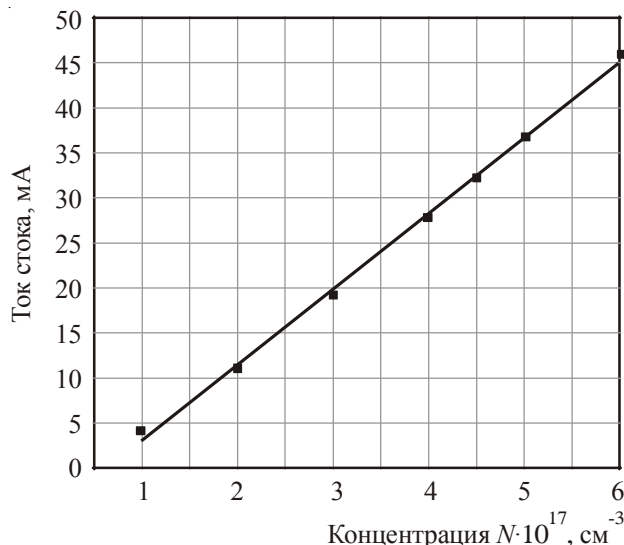


Рис. 5. Зависимость тока стока от концентрации легированного слоя

Из рисунков видно, что изменение концентрации примеси в легированном слое на ± 3 % приводит к изменению тока стока данного прибора на ± 3 %, а изменение концентрации на ± 10 % – к изменению тока стока на ± 12 %. Значит, при производстве наногетероструктуры недопустимо отклонение концентрации легирования слоя от технологических норм изготовления более чем на 8 % (что составит для данного образца $\pm 4 \cdot 10^{16} \text{см}^{-3}$).

Исследовалась зависимость напряжения пробоя от длины канала эпитаксиальной наногетероструктуры. Расстояние от затвора до края канала со стороны стока менялось от 0,3 до 1,3 мкм. На основе сверки полученного напряжения пробоя с экспериментальными данными произведена верификация параметров модели ударной ионизации Шелбенгера, используемой в приложении Atlas программного обеспечения Silvaco для моделирования пробоя. Рассчитанное напряжение пробоя для транзистора с длиной канала 0,9 мкм составило 7 В, а для транзистора с длиной канала 1,9 мкм – 14 В.

Для моделирования мощного СВЧ-транзистора (DPHEMT) (рис. 6) использовалась наногетероструктура со слоями, описанными в табл. 2 [4].

Топологические характеристики DPHEMT (в области канала): длина затвора – 0,3 мкм, ширина затвора – 150 мкм, длина канала – 1,4 мкм.

Для моделирования данной эпитаксиальной наногетероструктуры были выполнены расчеты зависимости подвижности и скорости электронов от напряженности электрического поля методом Монте Карло для $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$, $\text{In}_y\text{Ga}_{1-y}\text{As}$, GaAs при различной концентрации легирования.

Расчеты производились с использованием тех же физических моделей, что и при расчете MESFET, параметры моделей настраивались дополнительно для слоев AlGaAs и InGaAs.

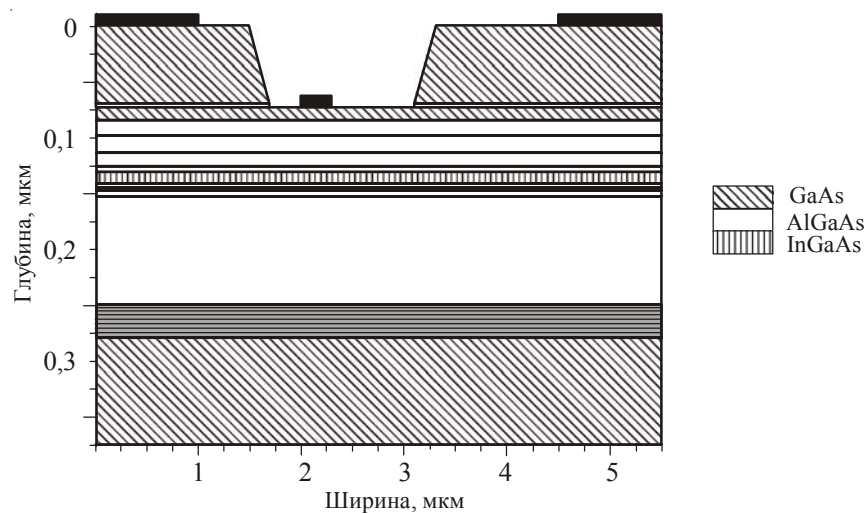


Рис. 6. Наногетероструктура DPHEMT

Таблица 2

Материал	Толщина, нм
GaAs (контактный слой)	50 – 80
AlGaAs (стоп-слой)	30 – 50
GaAs (барьерный слой)	
AlGaAs (барьерный слой)	
AlGaAs (сильнолегированный слой)	2 – 4
AlGaAs	
GaAs	1 – 2
InGaAs (канал)	11 – 15
GaAs	2 – 4
AlGaAs	2 – 4
AlGaAs (сильнолегированный слой)	100
AlGaAs	
AlGaAs/GaAs (сверхрешетка 7×7)	
GaAs	400
GaAs (подложка (100) 50,8 мм)	4500

Верификация расчетных моделей проводилась аналогично процессу верификации моделей для MESFET. На первом этапе настраивались параметры слоев и материалов по току и напряжению насыщения, полученным экспериментально для DPHEMT без затвора после травления канала. На втором этапе моделировался DPHEMT с затвором и также проводилась верификация модели по току и напряжению насыщения, полученным экспериментально.

Результат моделирования DPHEMT с затвором представлен на рис. 7...9. Видно хорошее совпадение теоретических и экспериментальных данных.

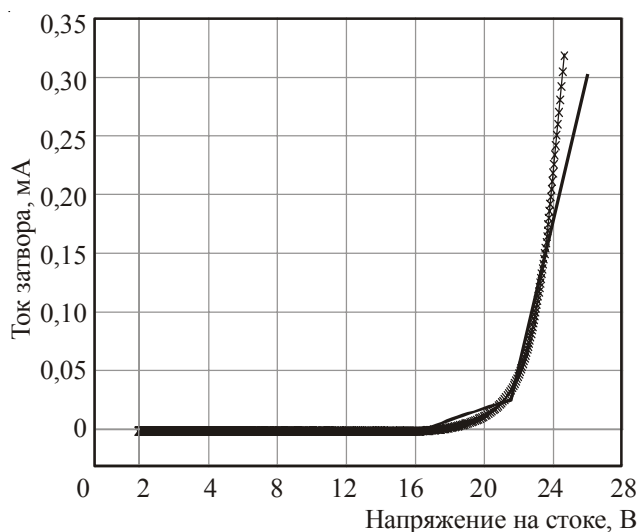


Рис. 7. Зависимость тока затвора от напряжения на стоке:
— расчет; $\times \times \times$ эксперимент

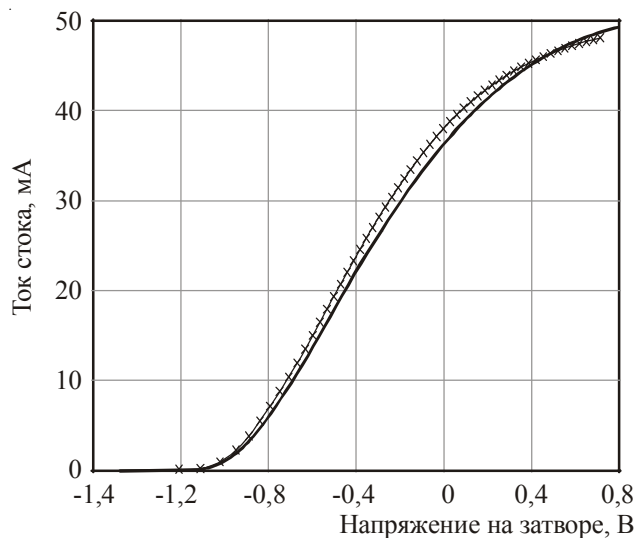


Рис. 8. Зависимость тока стока от напряжения на затворе:
— расчет; $\times \times \times$ эксперимент

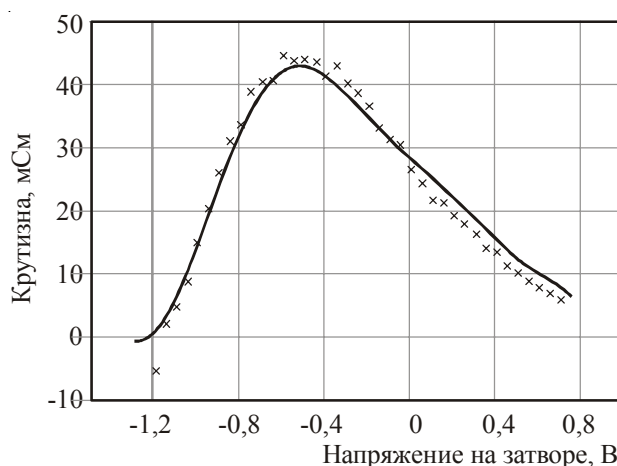


Рис. 9. Зависимость крутизны от напряжения на затворе:
— расчет; $\times \times \times$ эксперимент

Исследовалось влияние изменения концентрации легированных слоев эпитаксиальной наногетероструктуры на вольт-амперные характеристики транзистора. В табл. 3 показан отклик параметров транзистора на 10 %-ное изменение концентрации легированных слоев транзисторной эпитаксиальной наногетероструктуры.

Проведенное исследование позволяет сделать вывод, что изменение концентрации легирования в сильнолегированном слое, расположенном между затвором и каналом, наиболее сильно влияет на вольт-амперные характеристики транзистора. Так, изменение концентрации примеси в данном слое на $\pm 10\%$ приводит к изменению тока насыщения данного прибора на $\pm 9\%$, крутизны на $\pm 5,5\%$, напряжения отсечки на $\pm 13\%$, а пробивного напряжения на $\pm 10,5\%$. Следовательно, при производстве наногетероструктуры недопустимо отклоне-

Таблица 3

Материал	$\Delta I_{\max}/I_{\max},$ %	$\Delta G_m/G_m,$ %	$\Delta V_p/V_p,$ %	$\Delta V_{bd}/V_{bd},$ %
GaAs (контактный слой)	$\pm 0,2$	$\pm 0,2$	$\pm 0,1$	± 1
AlGaAs (стоп-слой)	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$
GaAs (барьерный слой)	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$
AlGaAs (барьерный слой)	$\pm 0,2$	$\pm 0,1$	$\pm 0,3$	$\pm 0,3$
AlGaAs (сильнолегированный слой над каналом)	± 9	$\pm 5,5$	± 13	$\pm 10,5$
AlGaAs (сильнолегированный слой под каналом)	± 2	$\pm 0,5$	± 2	± 1

Примечание. $I_{\max}$ – максимально возможный ток стока; G_m – крутизна; V_p – напряжение отсечки; V_{bd} – пробивное напряжение.

ние концентрации легирования данного слоя от технологических норм изготовления более чем на 7 %, чтобы обеспечить разброс вольт-амперных характеристик не более чем на ± 10 % от требуемого значения.

Также исследовалось влияние изменения толщины слоев эпитаксиальной наногетероструктуры на вольт-амперные характеристики DPHEMT. В табл. 4 показан отклик параметров транзистора на 10 %-ное изменение толщины слоев транзисторной эпитаксиальной наногетероструктуры.

Таблица 4

Материал	$\Delta I_{\max}/I_{\max},$ %	$\Delta G_m/G_m,$ %	$\Delta V_p/V_p,$ %	$\Delta V_{bd}/V_{bd},$ %
GaAs (контактный слой)	$\pm 0,6$	$\pm 1,5$	$\pm 0,1$	$\pm 4,4$
AlGaAs (стоп-слой)	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	$\pm 0,4$
GaAs (барьерный слой)	$\pm 1,8$	$\pm 0,1$	$\pm 4,5$	± 3
AlGaAs	± 3	$\pm 0,2$	$\pm 5,2$	$\pm 4,3$
AlGaAs (сильнолегированный слой)	$\pm 8,5$	$\pm 3,2$	± 15	± 9
AlGaAs	$\pm 0,4$	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	± 1
GaAs	$\pm 0,3$	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	$\pm 0,5$
InGaAs (канал)	± 1	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	± 1
GaAs	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$
AlGaAs	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$
AlGaAs (сильнолегированный слой)	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$
AlGaAs	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$	$\pm 0,1$

Из таблицы видно, что изменение толщины слоев, расположенных между затвором и канальным слоем, наиболее сильно влияет на вольт-амперные характеристики транзистора. Основное влияние на характеристики оказывает сильнолегированный δ -слой AlGaAs. Изменение толщины в данном слое на $\pm 10\%$ приводит к изменению тока насыщения прибора на $8,5\%$, крутизны на 3% , напряжения отсечки на 15% , а пробивного напряжения на 9% . Следовательно, при производстве наногетероструктуры недопустимо отклонение толщины данного слоя от технологических норм более чем на 6% (что составит для данного слоя менее 1 нм), чтобы обеспечить разброс вольт-амперных характеристик не более чем на $\pm 10\%$ от требуемого значения.

Таким образом, авторами данной статьи разработана методика калибровки параметров расчетных моделей к применяемому технологическому оборудованию и технологическим процессам как для эпитаксиального выращивания слоев на GaAs, так и для производства МИС СВЧ на ФГУП «НПП «Исток».

В статье представлены результаты моделирования СВЧ-транзистора (MESFET) на основе эпитаксиальной наногетероструктуры GaAs и мощного СВЧ-транзистора (DPHEMT) на основе двусторонне легированной PHEMT-наногетероструктуры AlGaAs/InGaAs/AlGaAs/GaAs, алгоритм создания модели эпитаксиальной наногетероструктуры заданных параметров, проведен анализ чувствительности параметров слоев к технологическим разбросам изготовления гетероструктур, а также определены технологические нормы изготовления эпитаксиальных наногетероструктур при допустимом разбросе параметров транзистора 10% .

ЛИТЕРАТУРА

1. Mocasim users manual. – SILVACO International, 2002.
2. Atlas users manual. – SILVACO International, 2002.
3. Adachi S. Physical properties of III–V semiconductor compounds InP, InAs, GaAs, GaP, $\text{In}_y\text{Ga}_{1-y}\text{As}$ and InGaAsP. – John Wiley & Sons, 1992.
4. Разработка технологии изготовления псевдоморфных гетероструктур для предварительных и выходных усилителей мощности / А.Ю. Егоров, Ю.В. Соловьев, А.Г. Гладышев и др. – 2009.

Статья поступила 25 ноября 2011 г.

УДК 621.3.049.774

ОСОБЕННОСТИ РАЗВИТИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО МЕЖОПЕРАЦИОННОГО КОНТРОЛЯ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ МИС СВЧ НА ОСНОВЕ НАНОГЕТЕРОСТРУКТУР

А. М. Емельянов, Е. Ю. Днестранская, А. Ю. Городецкий, К. В. Дудинов

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Описаны особенности развития автоматизированного межоперационного контроля при производстве МИС СВЧ. Указаны этапы проведения контроля параметров тестовых элементов. Приведены результаты измерений и статистической обработки.

КС: сверхвысокочастотная монолитная интегральная схема, межоперационный контроль, тестовый элемент, наногетероструктура, автоматизация измерений

The peculiarities of automated inter-op control development in MMIC manufacturing are described in the article. Milestones of the test element parameters control are given. Measurements and statistical processing results are presented.

Keywords: *monolithic microwave integrated circuit (MMIC), inter-op control, test element, nano-heterostructure, measurements automation*

1. ВВЕДЕНИЕ

Контроль технологических процессов необходим для организации экономически эффективного производства высококачественных сверхвысокочастотных монолитных интегральных схем (СВЧ МИС). Высокий выход годных, воспроизводимость технологии [1], большая производительность [2] являются теми производственными задачами при проведении технологических операций, которые оправдывают высокую стоимость чистых комнат и оборудования. К факторам, влияющим на выход годных, относятся площадь МИС СВЧ (плотность упаковки элементов), число фотолитографических операций, наличие индивидуального или только автоматизированного контроля пластин при проведении технологических операций, а также уровень загрязнений, вносимых при обработках.

Выигрыш от контроля технологических операций состоит в увеличении выхода годных, в возможности быстро перенастроить производство, в выявлении на ранних стадиях проблем, связанных с технологией или материалами. При этом причины возникновения дефектов могут быть сведены к отдельным вопросам, касающимся технологического оборудования, материалов или устройства чистых комнат, которые можно разрешить до того, как они станут причиной постоянного снижения выхода годных. Контроль обеспечивается встроенными в производственную линию системой мониторинга климатического состояния чистых комнат, станциями автоматизированного межоперационного контроля и входным контролем качества посту-

пающих материалов и сопутствующих реактивов. При производстве МИС СВЧ преследуются три основные цели [3]:

1. Высокая производительность при минимальной стоимости.
2. Высокий выход годной продукции с размерами критических элементов и параметрами МИС, лежащими в пределах допустимого разброса и отклонения.
3. Совмещение слоев монокристаллической схемы с точностью до четверти критической ширины линии.

Цель данной статьи – представить особенности развития межоперационного контроля при производстве МИС СВЧ на основе автоматизированных станций измерения параметров элементов МИС СВЧ на ФГУП «НПП «Исток».

2. МЕЖОПЕРАЦИОННЫЙ КОНТРОЛЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ МИС СВЧ

Межоперационный контроль на основе автоматизированной станции (рис. 1) при изготовлении МИС СВЧ подразумевает контроль низкочастотных параметров элементов МИС СВЧ (резисторов, конденсаторов, диодов, транзисторов) и контроль технологических параметров: слоевых сопротивлений металлизации, переходных сопротивлений между слоями, сопротивлений омических контактов и т. п.

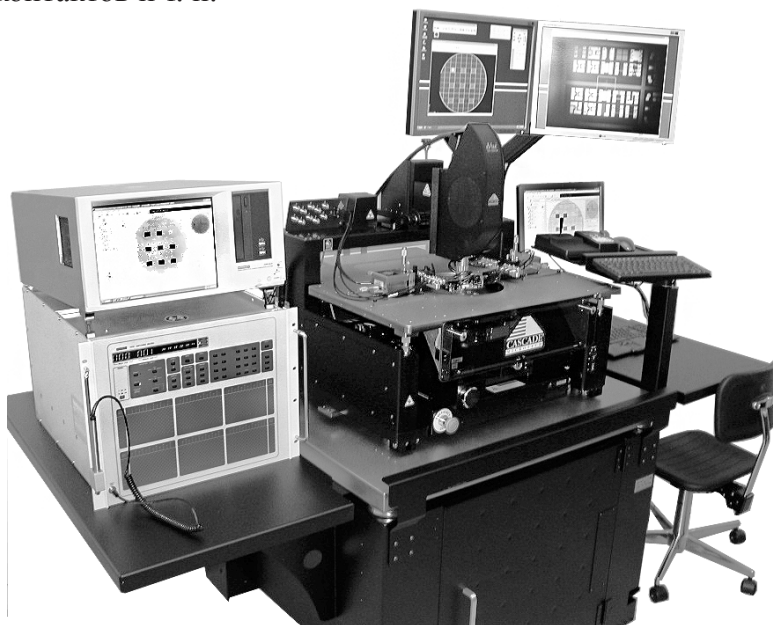


Рис. 1. Станция межоперационного контроля низкочастотных параметров

Отличительной особенностью процесса изготовления МИС СВЧ является необходимость проведения контроля СВЧ-параметров активных элементов сразу же после их формирования на пластине. Поэтому при производстве МИС СВЧ после окончания операции формирования транзисторов применяется станция автоматизированного межоперационного контроля СВЧ-параметров.

По мере развития технологии МИС СВЧ количество элементов и число параметров, которые необходимо контролировать в процессе технологии, непрерывно растет. В настоящее время используется более 40 тестовых элементов, что требует выделения достаточно большой площади на пластине, и использование их на каждой МИС СВЧ экономически не оправдано. Поэтому на пластине выделяются специальные места в количестве от 5 до 10, в зависимости от диаметра пластины для тестового модуля (рис. 2), размеры которого кратны размерам основного кристалла МИС СВЧ. Кроме тестовых элементов модуль может включать в себя дополнительные элементы: вспомогательные тесты, части основной схемы, наборы элементов, необходимых для моделирования.

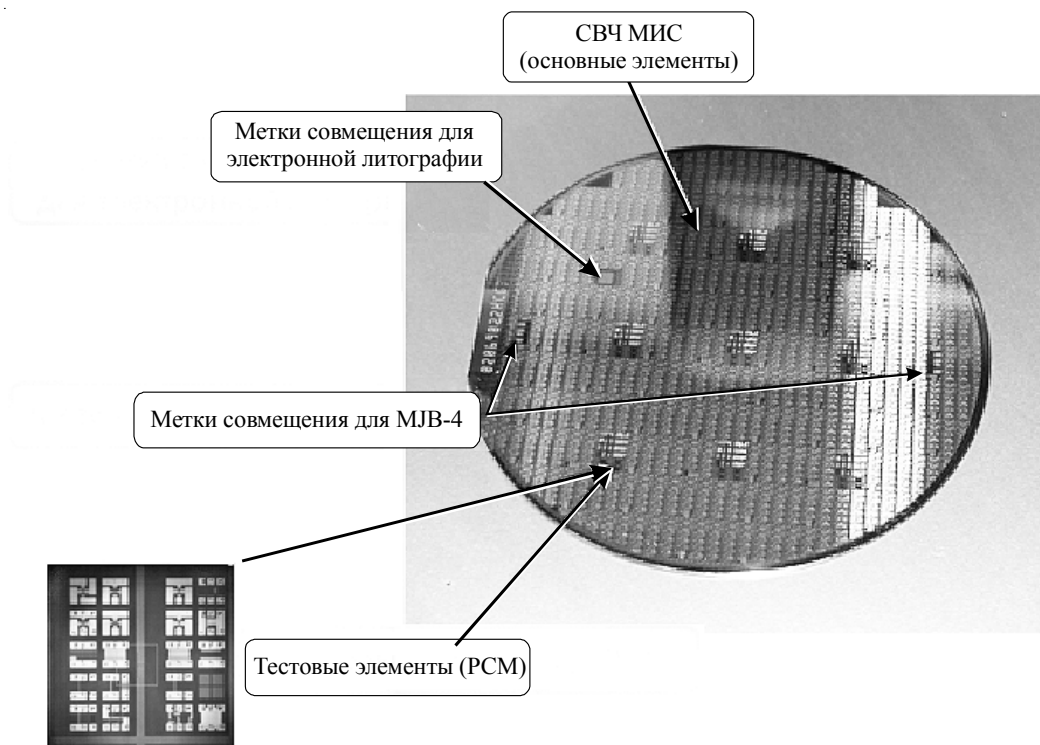


Рис. 2. Размещение МИС СВЧ и тестовых модулей на пластине GaAs

Основные этапы межоперационного контроля:

- после формирования омических контактов проводится проверка свойств эпитаксиальных наногетероструктур и качества омических контактов на станции низкочастотных параметров;
- после формирования затворов осуществляется проверка работоспособности активных элементов на станции низкочастотных параметров;
- после завершения процессов на лицевой стороне пластины проводится проверка работоспособности активных элементов на станциях низкочастотных параметров и СВЧ-параметров;
- после завершения процессов на обратной стороне пластины проводится проверка на изоляцию МИС СВЧ на станции низкочастотных параметров.

На этих этапах осуществляются измерение электрических параметров тестовых элементов и сравнение полученных значений с установленными нормами. На основе измерений специалистами выносится решение о годности или негодности пластины. В случае негодности плас-

тины результаты измерений вносятся в протокол коррекции технологических процессов, а затем проводятся действия по коррекции технологического процесса или отдельных операций [4].

Тестовый модуль проектируется под каждый новый проект МИС СВЧ. К набору основных тестов добавляются вспомогательные тесты. Если какие-либо операции не задействованы, то соответствующие тесты удаляются из тестового модуля. Для каждого проекта МИС СВЧ необходимо программировать карту пластины для обеих станций: положение модулей на пластине, размеры модуля, расположение ячеек внутри модуля, назначение тестов и т. д.

Для низкочастотной станции основной алгоритм измерений создается в программе автоматизации измерений ACS, установленной на низкочастотном анализаторе Keithley 4200-SCS [5]. Там прописывается информация о пластине, о расположении тестовых элементов и программируются сами тесты с помощью встроенных функций или с использованием языка программирования Python. Для СВЧ-станции была создана программа, содержащая весь алгоритм измерений. При этом информация о каждой пластине (размер модуля, расположение тестовых элементов) формируется и сохраняется в программе управления зондовой станцией Nucleus [6, 7].

Результаты измерений вносятся в протокол измерений, из которого можно получить информацию о всех проведенных тестах.

3. ПРИМЕНЕНИЕ СТАНЦИЙ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО МЕЖОПЕРАЦИОННОГО КОНТРОЛЯ

Для обработки результатов измерений отдельных пластин была разработана программа, основная задача которой – сравнение измеренных параметров с нормами и выдача графической информации о годных и бракованных тестовых модулях на пластине (зеленый и красный цвет заливки соответственно). Также имеется возможность вывода гистограммы распределения любого параметра и визуализации результатов измерений с помощью 3-мерных графиков, где уровень зависит от величины параметра (рис. 3).

На рис. 4 и 5 приведены результаты измерений удельного сопротивления омических контактов. В первом случае (рис. 4) формирование омических контактов проводилось на оборудовании УВН-71, вакуумное осаждение металлов осуществлялось из молибденовых лодочек с расстояния 175 мм до пластины. Во втором случае (рис. 5) омические контакты были получены на новом оборудовании, распыление металлов проводилось с помощью электронного луча, при этом пластина находилась на расстоянии более 50 см от мишени.

Из рисунков видно, что на новом оборудовании можно достичь более плотного распределения параметров по пластине (разброс измеренных значений для омических контактов, сформированных на новом оборудовании, в три раза меньше, чем разброс значений для омических контактов, изготовленных на старом оборудовании). Кроме того, среднее значение омических контактов меньше, а значит, качество омических контактов, полученных на новом оборудовании, также выше.

Результаты измерений каждой пластины сводятся в единую базу данных. Это позволяет специалистам-технологам иметь доступ к результатам измерений любой пластины или получать статистическую информацию о партии пластин, о всех пластинах за какой-либо период времени, статистические графики для каждого критического процесса. Наблюдая за изменением параметра от пластины к пластине, можно выявить тенденцию этого изменения и заранее скорректировать технологический процесс, не дожидаясь, когда он выйдет за рамки норм (рис. 6).

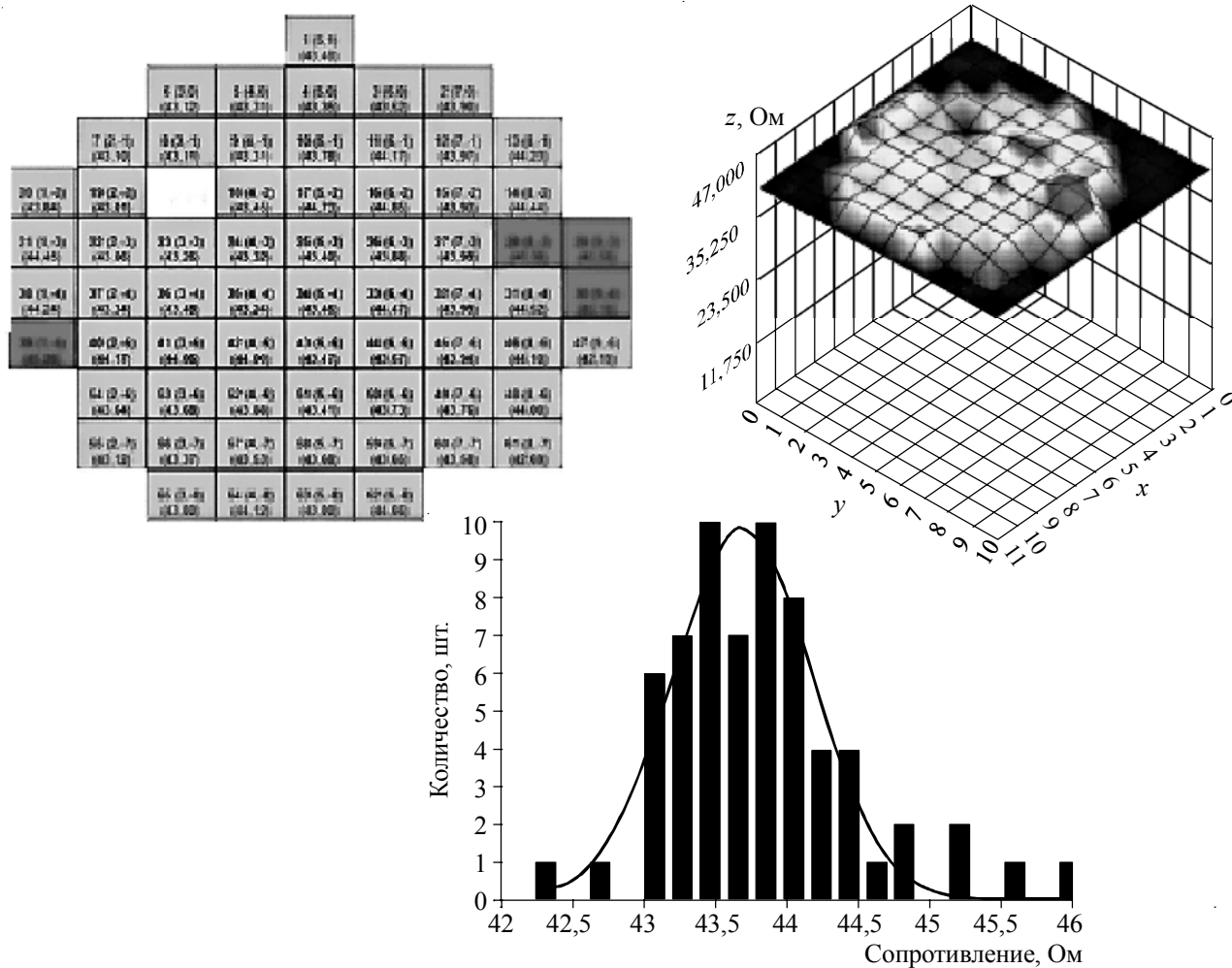


Рис. 3. Пример отображения информации об измеренной пластине

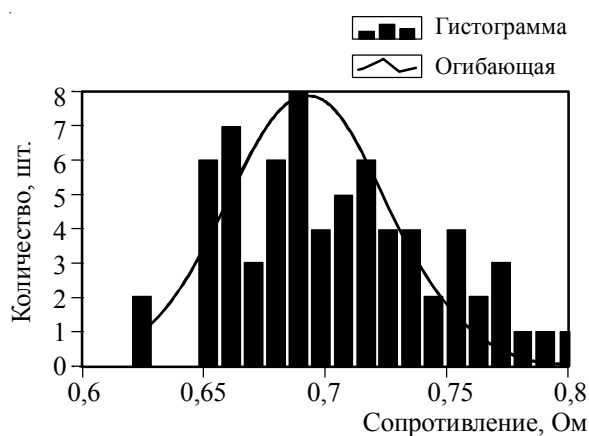


Рис. 4. Результат измерений пластины, изготовленной на старом оборудовании

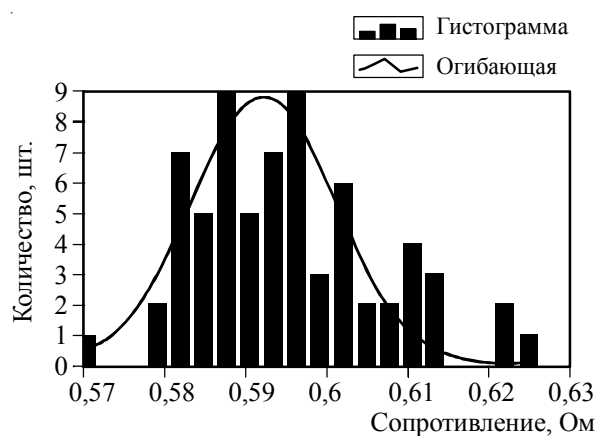


Рис. 5. Результат измерений пластины, изготовленной на новом оборудовании

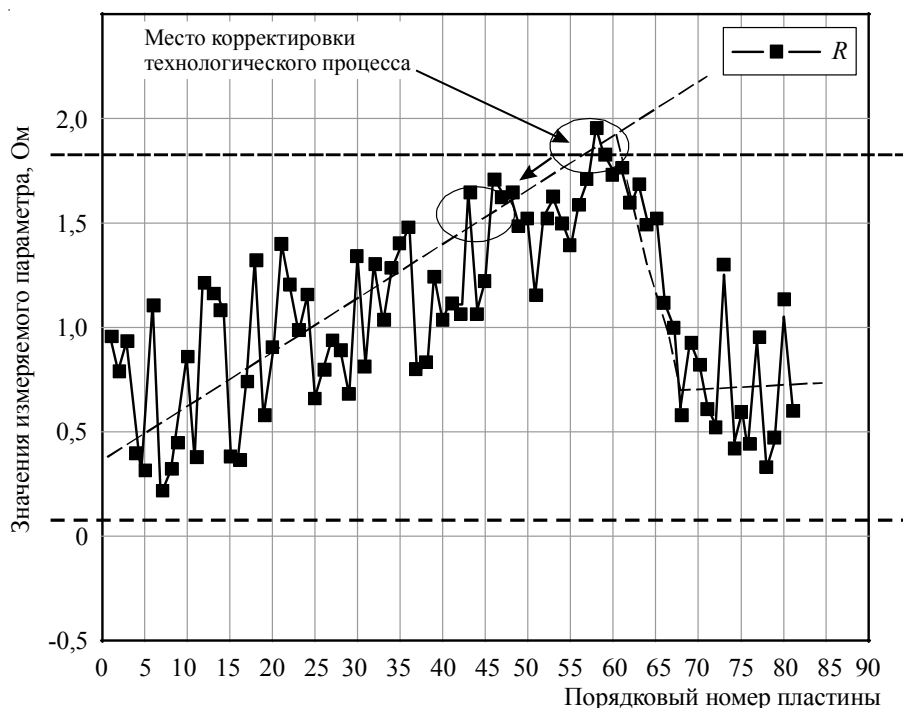


Рис. 6. Пример статистического графика измерений

Вместе с данными климатических параметров, фактическими данными процессов и визуальной проверкой это дает высокую стабильность технологического процесса и раннее предупреждение отклонения от норм.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, на сегодняшний день видны преимущества введения автоматизированного межоперационного контроля и пути его дальнейшего развития.

Межоперационный контроль и сопровождение технологии в целом – необходимые звенья для массового производства. Выгоды от их использования очевидны: существенное уменьшение времени и повышение точности измерений, ведение протокола измерений, анализ и визуализация данных измерений, обратная связь с технологическим процессом, разработка и измерение элементов для создания и редактирования библиотек элементов, используемых при проектировании.

ЛИТЕРАТУРА

1. Hzyhorenko E. // Kodak Microelectronics Seminar proc. October 25-26, 1979, New Orleans. – 1980. – Vol. 6-102, 18.
2. Solvandy G. Handbook of industrial engineering. – New York: Wiley, 1982. – Section 8.3.5.
3. Moreau W.M. Semiconductor lithography. – New York: Plenum Press, 1988. – Section 15.1.
4. Федоров В. К., Сергеев Н. П., Кондрашин Л. А. Контроль и испытание в проектировании и производстве радиоэлектронных средств. – М.: Техносфера, 2005. – С 56–62.
5. Model 4200-SCS semiconductor characterization system reference manual. – PN 4200-901-01, Revision K, 2009.
6. Nucleus 3.3 User's Guide. – PN 139-058, Revision E, 2008.
7. Nucleus 3.3 Communications Guide. – PN 139-059, Revision E, 2008.

Статья поступила 25 ноября 2011 г.

УДК 621.382.3

ПРИНЦИП СОЗДАНИЯ МАСШТАБИРУЕМЫХ МОДЕЛЕЙ ТРАНЗИСТОРОВ НА ОСНОВЕ НАНОГЕТЕРОСТРУКТУР

А. Ю. Городецкий, К. В. Дудинов, А. М. Емельянов, Е. Ю. Днестранская

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Рассмотрен принцип создания масштабируемых моделей транзисторов и отработана методика их получения. Предложен способ выбора среднестатистического транзистора для моделирования. Разработана программа для расчета и произведен расчет паразитных и малосигнальных параметров транзисторов. Выполнено моделирование масштабируемой модели транзистора и проведен сравнительный анализ полученных результатов с измеренными данными.

КС: нелинейная масштабируемая модель, паразитный параметр, линейная модель, полевой транзистор, СВЧ, наногетероструктура, библиотека элементов, САПР

The article discusses the principle of creating scalable models of transistors, the technique of receiving them was worked out. A method for selecting the average transistor modeling was proposed. A program for calculating transistor parasitic and small signal parameters was developed. The modeling of transistor scalable model and the comparative analysis of the obtained results and measured data were made.

Keywords: nonlinear scalable model, parasitic parameter, linear model, field effect transistor, microwave, nanoheterostructure, design kit, CAD

1. ВВЕДЕНИЕ

При разработке СВЧ МИС и ГМИС (MESFET, NEMT, PHEMT) наряду с современными САПР необходимы актуальные и точные модели транзисторов.

До недавнего времени в качестве модели активного элемента использовали модели Матерки [1], Ангелова [2] и др. Задача получения их параметров решалась следующим образом.

1. Выбирают один или несколько образцов транзисторов из партии с приемлемыми параметрами.
2. Монтируют транзистор на основание вместе с микрополосковыми линиями (рис. 1)
3. Измеряют ВАХ и S -параметры в различных режимах по питанию.
4. Методами оптимизации в AWR Microwave Office получают параметры модели транзистора, как правило, в ограниченном диапазоне частот.

Существующий метод получения нелинейных моделей обладает рядом существенных недостатков.

Во-первых, применение методов оптимизации для систем с несколькими десятками параметров (например, модель Ангелова второго поколения имеет более 60 параметров) ведет к увеличению времени моделирования и, следовательно, росту трудозатрат.

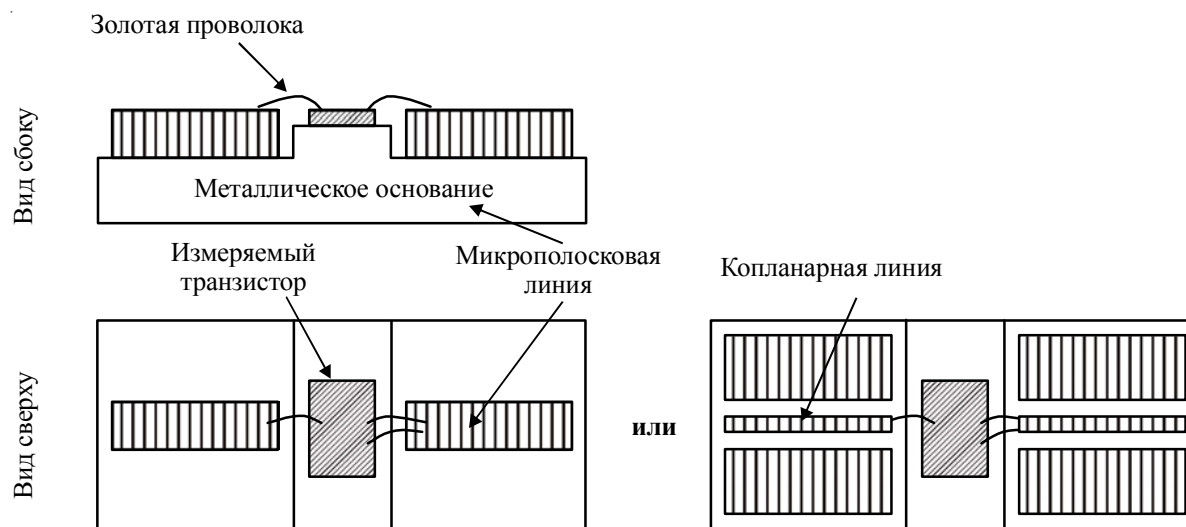


Рис. 1. Конструкция тестового элемента для измерений

Во-вторых, в топологии транзистора при измерениях присутствуют дополнительные элементы, искажающие характеристики транзистора (см. рис.1). Ручное размещение транзистора и микрополосковых линий на основании не гарантирует повторяемость позиционирования. Это делает невозможным полный учет вносимых изменений дополнительными элементами в измерениях.

В-третьих, выбор транзистора для моделирования осуществляется интуитивно, и нет достаточной уверенности, что его параметры являются средними.

В данной работе предлагается методология моделирования транзисторов на наногетероструктурах GaAs, нацеленная на создание масштабируемых моделей транзисторов. Исходными данными являются низкочастотные и высокочастотные зондовые измерения тестовых транзисторов непосредственно на пластине. Тестовые транзисторы объединены в группы, которые размещены равномерно по пластине. В каждой группе присутствуют несколько тестовых транзисторов с различной шириной и количеством затворов. Методы определения параметров модели для каждого тестового транзистора описаны в работах [3-6], опробованы и модифицированы с учетом имеющихся на предприятии технологий производства. Каждую полученную модель транзистора включаем в библиотеку моделей САПР с подключением масштабируемой топологии.

Преимущества предлагаемого метода:

1. Топология транзистора при измерениях максимально приближена к топологии транзистора, используемой в МИС. Дополнительными элементами являются только контактные площадки для измерительных зондов, которые одинаковы для каждого тестового транзистора.
2. Равномерное расположение тестовых транзисторов позволяет произвести анализ повторяемости их параметров по пластине и выбрать среднестатистический транзистор, т. е. с наиболее повторяемыми параметрами.
3. Измерения транзисторов с разной шириной затвора позволяют создать масштабируемую модель и решить проблемы, связанные с возбуждением транзистора при измерениях, а также смоделировать влияние саморазогрева.

4. Метод автоматизирован, так как основан на прямой экстракции параметров модели из измерений по принципу частотной независимости определяемых параметров.

5. В качестве нелинейной модели используется модель, написанная на нашем предприятии на универсальном языке программирования компонентов Verilog-A, которая может быть использована в разных пакетах САПР (ADS, Cadence).

Наличие библиотек САПР масштабируемых моделей транзисторов в совокупности с моделями пассивных элементов у проектировщиков МИС позволит:

- сократить время проектирования МИС;
- снизить вероятность возникновения ошибки в топологии;
- сократить количество итераций изготовления опытных образцов;
- унифицировать процесс разработки.

Предлагаемый метод получения нелинейной модели транзистора разбит на этапы:

1. Измерение низкочастотных (НЧ) и высокочастотных (ВЧ) параметров тестовых транзисторов на автоматизированной измерительной установке.
2. Выбор среднестатистического транзистора для моделирования.
3. Определение паразитных параметров.
4. Вычитание паразитных параметров из высокочастотных измерений.
5. Определение параметров линейной модели для каждой точки смещения.
6. Определение параметров нелинейной модели.

2. ВЫБОР ТРАНЗИСТОРА ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Выбор транзистора для получения модели является наиважнейшим шагом во всем процессе моделирования. Основное требование заключается в том, чтобы параметры транзистора были типичными. Сложность в выборе обуславливается тем, что нельзя измерить все транзисторы, усреднить параметры и по усредненным параметрам получить модель, так как это приведет к нарушению корреляции параметров. Для решения задачи выбора «среднего» транзистора предлагаем метод, который основан на математической оценке различия между транзисторами.

Очевидно, что сравнивать параметры транзистора необходимо одновременно по НЧ- и ВЧ-параметрам, поэтому в качестве характеризующих параметров рекомендуем следующие:

- Максимальная крутизна (См/мм) при $V_{с.и} = 2$ В.
- Напряжение отсечки V_t (В) при $I_{с.и} = 1$ мА/мм и $V_{с.и} = 1$ В.
- Максимальный ток стока $I_{с.и}^{\max}$ (А/мм) при $V_{з.и} = 0,7$ В и $V_{с.и} = 1,5$ В.
- Максимальное напряжение сток-исток (В) при $I_{с.и} < I_{с.и}^{\max}/5$, $V_{з.и} = V_t$ и $I_3 < 1$ мА/мм.
- Максимум предельной частоты усиления по току $F_{т.маx}$ (ГГц) при $V_c = 2$ В.
- Оптимальное напряжение затвор-сток (В) при $F_{т.маx}$ (ГГц).
- Максимальное устойчивое усиление (дБ) при 30 ГГц.

Набор параметров транзистора, указанный выше, назовем характеризующей матрицей A . Параметры определяются для каждого тестового транзистора из каждой группы на пластине, затем усредняются, т. е. получается средняя характеризующая матрица $\bar{A}$.

Далее для каждого типа транзисторов вычисляется отклонение от средней характеризующей матрицы по следующей формуле:

$$Er_i = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \frac{|A_{i,j} - \bar{A}_j|}{A_{i,j}},$$

где i – порядковый номер тестовой группы; j – порядковый номер параметра, характеризующего транзистор.

Затем отбрасывается группа, для которой ошибка принимает максимальное значение, снова вычисляется средняя характеризующая матрица и определяется группа тестовых транзисторов с максимальной ошибкой. И так до тех пор, пока не останется только одна тестовая группа, которая и будет считаться средней.

Отметим, что совпадение средних тестовых групп для каждого типоразмера транзистора не обязательно.

На рис. 2 приведена упрощенная схема алгоритма поиска среднего транзистора. Данный алгоритм необходимо применить для каждого типоразмера транзистора.

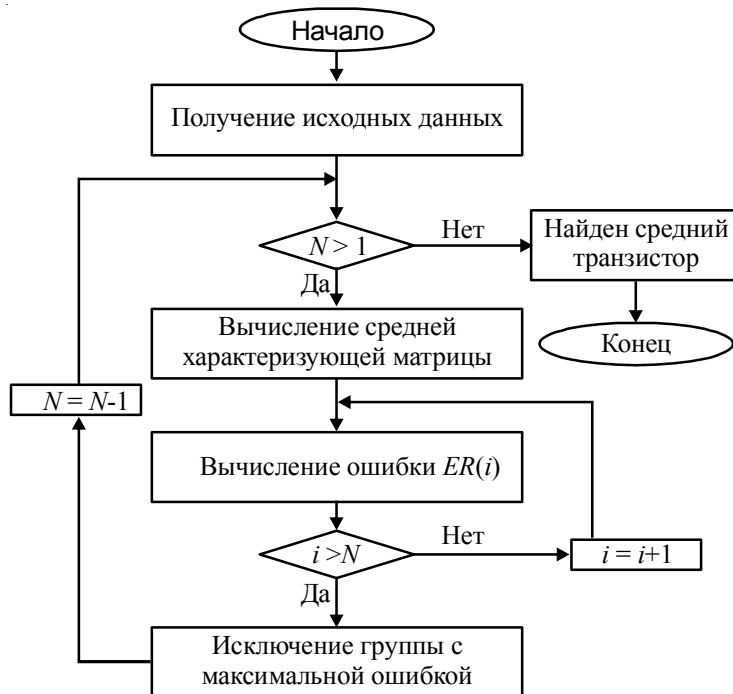


Рис. 2. Упрощенная схема алгоритма поиска среднего транзистора (N – количество тестовых групп)

3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАЗИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ

Точность определения паразитных параметров транзистора влияет на дальнейшие этапы моделирования.

На рис. 3 представлены типичная топология для высокочастотных измерений транзисторов и соответствующая ей электрическая схема.

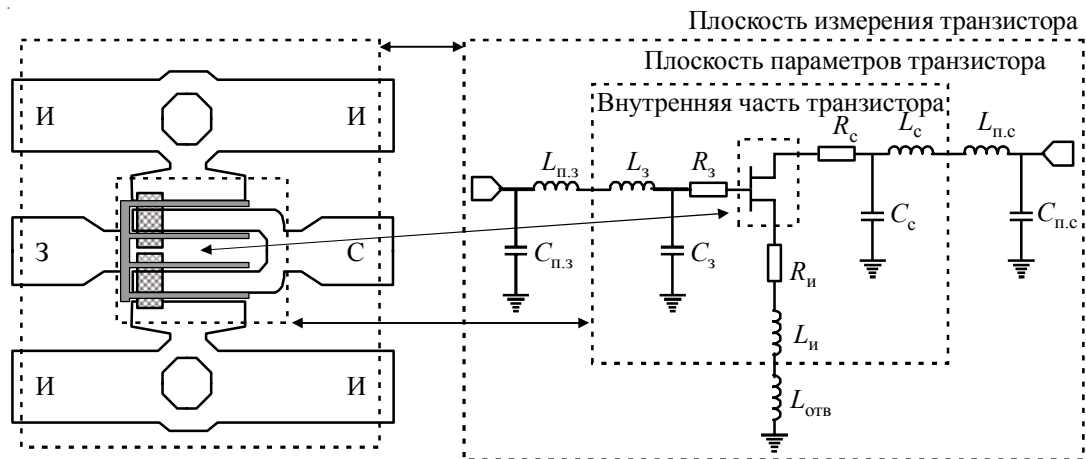


Рис. 3. Топология и эквивалентная схема транзистора

Паразитные параметры разделяются на внутренние ($L_з, L_с, L_и, R_з, R_с, R_и, C_з, C_с$) и внешние ($L_{п.з}, L_{п.с}, C_{п.з}, C_{п.с}$). Внешние параметры обусловлены топологией контактных площадок, геометрические размеры которых сопоставимы с габаритными размерами транзистора, и присутствуют только в тестовом элементе, а внутренние паразитные параметры определяются топологией транзистора и присутствуют как в тесте, так и в реальном элементе.

Особенность в том, что невозможно провести измерения транзистора без контактных площадок. Поэтому возникает проблема разделения паразитных параметров на внутренние и внешние, т. к. первые должны быть включены в модель транзистора, а вторые, напротив, исключены из модели. Решением данной проблемы является измерение набора транзисторов с различной шириной затвора, но с одинаковой топологией контактных площадок. Для каждого транзистора из набора определяются суммарные значения паразитных параметров методом экстракции из S -параметров, а затем, экстраполируя зависимости паразитных параметров от ширины затвора, определяются независимые составляющие, т. е. те, которые обусловлены контактными площадками.

В табл. 1 показаны частотные диапазоны и режимы транзистора для определения паразитных параметров.

Таблица 1

Паразитные параметры	Частотный диапазон, ГГц	Режим транзистора
$C_{п.з}, C_{п.с}, C_з, C_с$	< 5	Режим отсечки
$L_з, L_с, L_и, L_{п.з}, L_{п.с}, L_{отв}$	20–40	Режим отсечки, режим без смещения
$R_з, R_с, R_и$	5–20	Режим отсечки

Для выполнения расчетов, связанных с экстракцией паразитных параметров, была разработана программа, позволяющая значительно упростить и ускорить процесс экстракции.

А. Определение паразитных емкостей

Метод определения паразитных параметров полевых транзисторов предложен в статье [3]. Основывается он на измерениях транзисторов с различной шириной затвора в режиме отсечки.

В качестве примера приведем результаты, полученные на транзисторах, которые изготовлены на нашем предприятии. Согласно методике [3], с помощью программы собственной разработки были обработаны данные измерений S -параметров транзисторов с общей шириной затворов 4×15 , 4×25 и 4×50 мкм в режиме отсечки при напряжениях на затворе $U_3 = -1,4$ В и стоке $U_c = 0$. S -параметры были преобразованы в Y -параметры, а затем определены значения емкостей затвор-исток $C_{з.и}^{общ}$, сток-исток $C_{с.и}^{общ}$, и затвор-сток $C_{з.с}$ (табл. 2). После этого были определены постоянные составляющие $C_{п.з} = 20$ фФ и $C_{п.с} = 19,28$ фФ (рис. 4).

Таблица 2

Транзистор	Общая ширина затвора, мкм	$C_{з.и}^{общ}$, фФ	$C_{с.и}^{общ}$, фФ	$C_{з.с}$, фФ
FET	4×15	36,84	29,82	22,53
	4×25	48,38	37,82	32,27
	4×50	76,42	55,35	57,14
Постоянная составляющая емкости, фФ		20	19,28	—

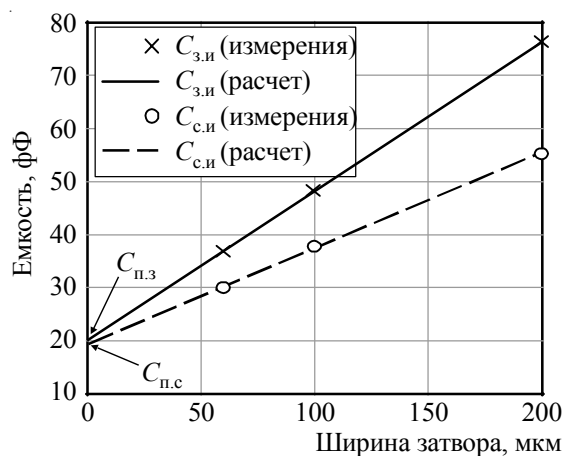


Рис. 4. Определение постоянных составляющих паразитных емкостей

Б. Определение паразитных индуктивностей

Для определения значений паразитных индуктивностей используются режим без смещения [4] и режим отсечки [3]. Параметры L_c и $L_{и}$ находятся из режима без смещения. Параметр L_3 определяется из режима отсечки.

Первым шагом при определении паразитных параметров является исключение емкостей контактных площадок $C_{п.з}$ и $C_{п.с}$, найденных ранее, из измерений S -параметров.

На рис. 5 приведен пример определения паразитных индуктивностей истока и стока для трех транзисторов с общей шириной затворов 4×15 , 4×25 и 4×50 мкм.

Полученные значения внешних паразитных индуктивностей $L_{п.с}$ и $L_{и}$ составляют 37,34 пГн и 5,42 пГн соответственно.

Параметр L_3 определяем из режима отсечки с помощью методики [3]. Полученное значение индуктивности контактной площадки $L_{п.з}$ составляет 18,61 пГн (рис. 6).

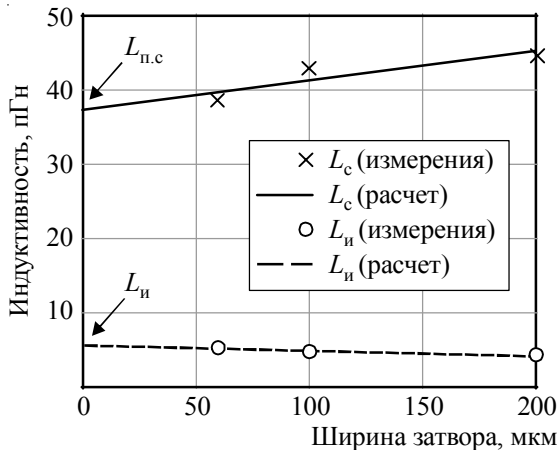


Рис. 5. Определение постоянных составляющих паразитных индуктивностей L_c и $L_{и}$

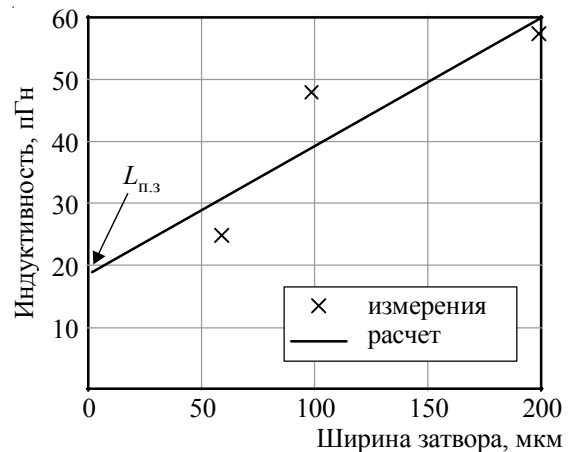


Рис. 6. Определение постоянной составляющей паразитной индуктивности L_3

В табл. 3 представлены результаты экстракции паразитных индуктивностей.

Таблица 3

Транзистор	Общая ширина затвора, мкм	L_3 , пГн	$L_{и}$, пГн	$L_{с}$, пГн
FET	4×15	36,84	29,82	22,53
	4×25	48,38	37,82	32,27
	4×50	76,42	55,35	57,14
Постоянная составляющая индуктивности, пГн		18,61	5,42	37,34

В. Определение паразитных сопротивлений

Самый сложный этап в определении паразитных параметров – это определение сопротивлений. Данный метод аналогичен предыдущим и основывается на измерениях транзистора в режимах отсечки [3].

На рис. 7 проиллюстрирован пример определения удельных паразитных сопротивлений.

В табл. 4 приведены результаты экстракции удельных паразитных сопротивлений.

В работе [4] описаны трудности экстракции паразитных параметров. Во-первых, предположение, что $R_{и}$ и $R_{с}$ не изменяются между несмещенным состоянием и режимом отсечки, не очевидно, как для R_3 . Потому что сопротивление затвора обусловлено сопротивлением металлизации и контактным сопротивлением, тем самым слабо зависит от напряжения смещения, в то время как $R_{и}$ и R_3 зависят от формы обедненной области в пределах активного канала, кото-

рая меняется в крайних состояниях. Во-вторых, значение сопротивления R_{ii} при отсечке будет сильно зависеть от того, насколько перекрыт канал. В результате это значение будет неточным или сложным для определения.

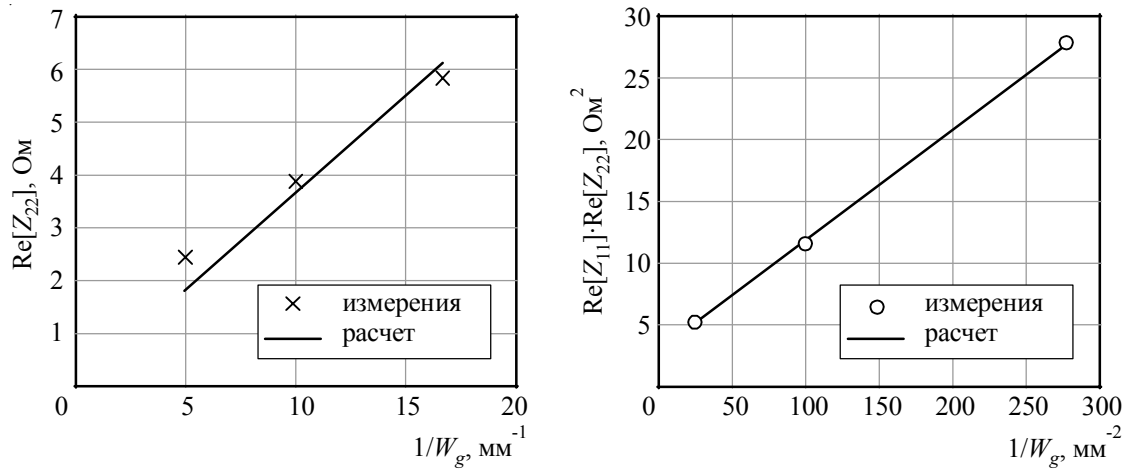


Рис. 7. Определение паразитных удельных значений паразитных сопротивлений

Таблица 4

R_{30} , Ом·мм	$R_{и0}$, Ом·мм	$R_{с0}$, Ом·мм
7,723	0,244	0,124

4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ

Малосигнальная модель полевого транзистора [5, 6] дополнена проводимостями затвористок $g_{з.и}$ и затвор-сток $g_{з.с}$ для более точного моделирования малосигнальных параметров при положительных напряжениях затвора (рис. 8).

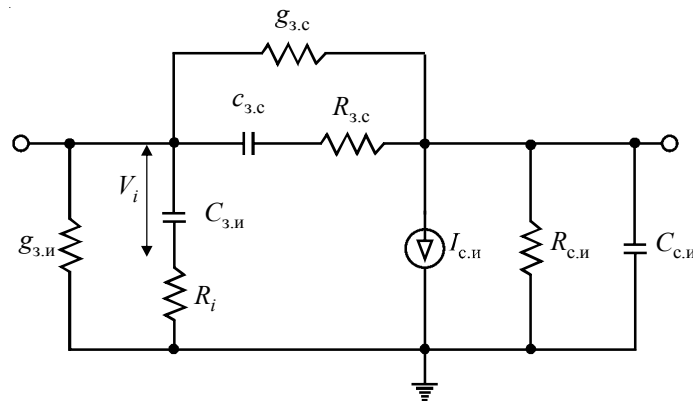


Рис. 8. Внутренняя часть малосигнальной модели PHEMT

Соотношения для у-параметров данной схемы изложены в работах [5] и [6].

Для выполнения расчетов малосигнальных параметров была разработана программа, которая позволяет обработать файлы измеренных S-параметров в автоматическом режиме. Скриншот и принципы работы с программой отображены на рис. 9.

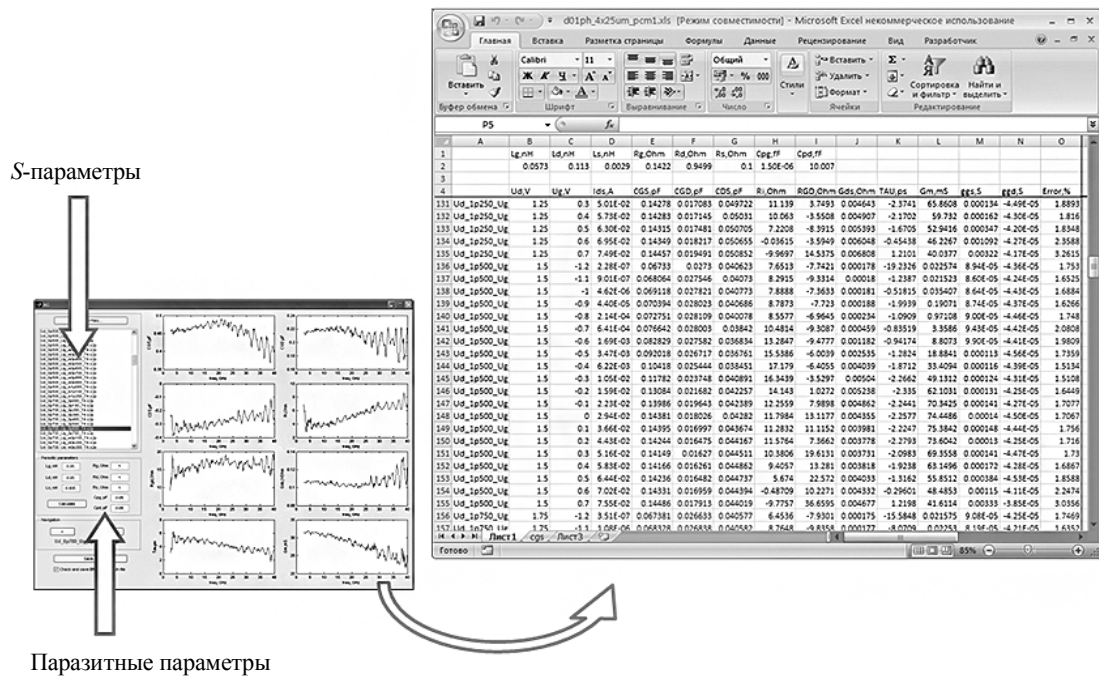


Рис. 9. Принцип работы с программой расчета параметров малосигнальной модели полевого транзистора

Входными данными для программы являются файлы S -параметров и значения паразитных параметров. Выходные данные (параметры малосигнальной модели для каждой точки смещения) записываются в файлы формата Excel.

На рис. 10 отображен график емкости затвор-исток, полученный по результатам работы программы.

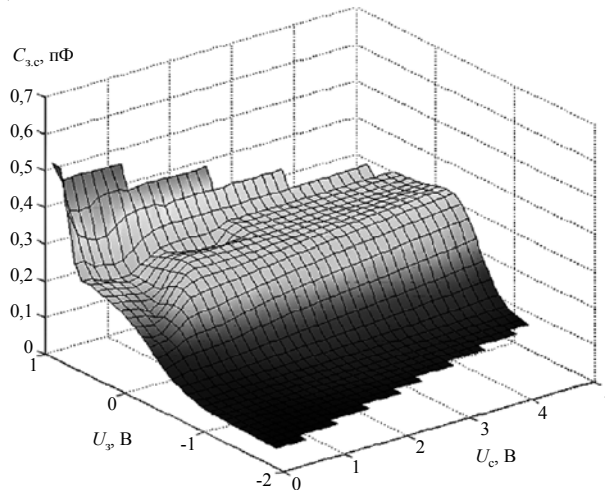


Рис. 10. График емкости затвор-исток, полученный по результатам работы

На рис. 11 приведен пример внутренних параметров транзисторов в зависимости от общей ширины затвора.

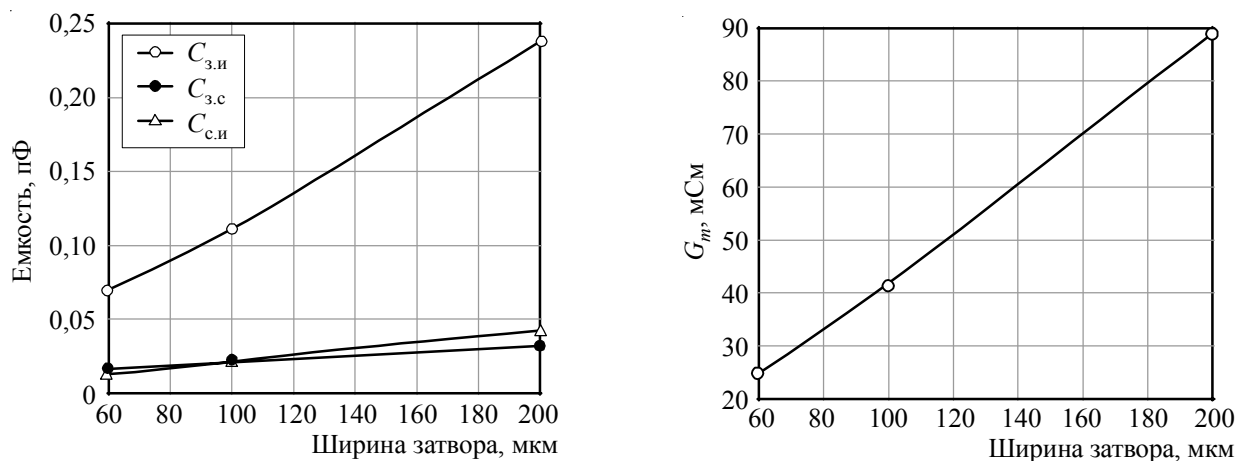


Рис. 11. Зависимость параметров малосигнальной схемы от общей ширины затвора транзистора.

Из графиков видно, что полученные внутренние параметры модели транзистора удовлетворяют линейной зависимости. Это говорит о том, что параметры определены корректно и возможно создание масштабируемых моделей.

На рис. 12 продемонстрированы S -параметры модели и измерений.

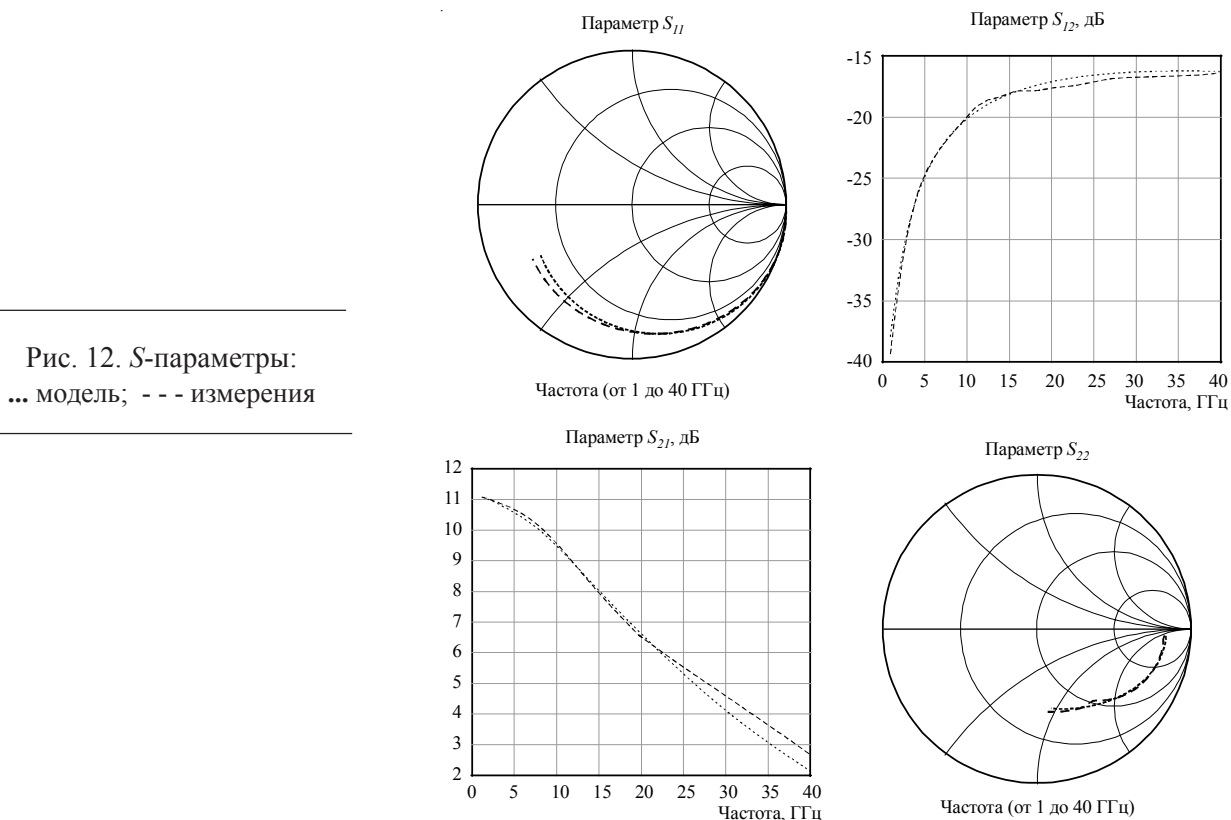


Рис. 12. S -параметры:
... модель; - - - измерения

Отметим, что средняя ошибка по S -параметрам в диапазоне до 18 ГГц составляет 1 %.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной статье рассмотрены принцип создания масштабируемых моделей транзисторов и методика их получения. Предложен способ выбора среднестатистического транзистора. Написана программа для автоматизированного расчета паразитных параметров транзистора с учетом их зависимости от ширины затвора и топологии контактных площадок. Произведен расчет паразитных параметров для транзисторов с разной шириной затвора. Создана программа экстракции малосигнальных параметров транзистора. Произведен расчет малосигнальных параметров транзисторов. Выполнено моделирование масштабируемой модели транзистора и проведен сравнительный анализ полученных результатов с измеренными данными.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Cappy A.* Noise modeling and measurement techniques // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1988. – Vol. 36, No 1. – P. 1–10.
2. *Angelov I, Bengtsson L., Garcia M.* Extensions of the chalmers nonlinear HEMT and MESFET model // IEEE MTT. – October 1996. – Vol. 44, No 10.
3. A new FET extrinsic parameter extraction method at pinch-off bias utilizing gate-width scaling property / *Dae-Hyun Kim, Sung-Gi Yang, Gi-Hyon Ryu and Kwanh-Seok Seo.* – Amsterdam, 1998.
4. *Cojocar V.I., Brazil T.J.* A large-signal model for GaAs MESFETs and HEMTs valid at multiple DC bias points // Gallium Arsenide Applications Symposium, 28-30 April 1994, Turin, Italy.
5. A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit / *G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore and E. Playez* // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – July 1988. – Vol. 36, No 7. – P. 1151–1159.
6. *Khalaf Y. A.* Systematic optimization technique for MESFET modeling. – Virginia, 2000.
7. *Bertho M. and Bosch R.* High-frequency equivalent circuit of GaAs FET's for large-signal applications // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1991. – Vol. 39. – P. 224.
8. A universal large-signal model for hetero field effect transistors / *I. Kallfass, C. Schick, H. Schumacher, T.J. Brazil* // 12-th GaAs Symposium. – 2004. – P. 55–58.

Статья поступила 25 ноября 2011 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 опубликования (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 – NewtonC и Symbol. Размер шрифта основного текста – 12 пунктов, примечаний и ссылок – 10 пунктов. Устанавливаемый размер бумаги – A4 (210 × 297 мм).

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

5. Иллюстрации к статье представляются в виде отдельных файлов.

Рисунки выполняются в соответствии со следующими требованиями:

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

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

На весь иллюстративный материал должны быть ссылки в тексте.

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

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

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

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

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

11. Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.

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

Электронная техника. Сер. 1, СВЧ-техника, 2012, вып. 1(512), с. 1-96