ДЕПАРТАМЕНТ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1 СВЧ-ТЕХНИКА

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

Выпуск	3(5	10)
--------	-----	-----

2011

Издается с 1950 г.

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

Редакционная коллегия:

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

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

© Федеральное государственное унитарное предприятие «НПП «Исток», 2011 г.

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1

«СВЧ-ТЕХНИКА»

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

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

Подписано к печати	Усл. п. л. 11	Формат 60×88 ^{1/8}
8.07.2011 г.	Учизд. л. 11,5	Тираж 500
Заказ № 192	Индекс 36292	12 статей

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

СОДЕРЖАНИЕ

011

Материалы научно-технической конференции молодых ученых и специалистов (12-13 октября 2010 г., ФГУП «НПП «Исток»)

<i>Жерновенков В.А.</i> — Алгоритмы и программное обеспечение стендов для измере- ния СВЧ-параметров модулей АФАР	6
Капралова А.А., Трегубов В.Б. — Мощный внутрисогласованный транзистор Х-ди- апазона для передающего канала АФАР	14
<i>Корчагин И.П.</i> – Разработка и поставка усилителей мощности <i>X</i> - и <i>Ки</i> -диапазона	23
<i>Лебедева О.В.</i> — Конструкция и технология изготовления СВЧ-усилителей мощ- ности <i>Х</i> -диапазона для АФАР	27
<i>Чухарев И.В.</i> — Результаты разработки и выпуска партии двухканальных СВЧ при- емных модулей	29
Шалин Т.И. – Модуль делителя мощности на три для диапазона частот 418 ГГц	34
Воробьев А.А., Воробьева Е.В., Галдецкий А.В. – Моделирование теплового режима мощных транзисторов и МИС и новый метод монтажа кристаллов	37
Твердотельная электроника	
Воробьев А.А., Галдецкий А.В. – О возможности создания эффективного теплоот-	

вода мощного СВЧ-транзистора с помощью структуры со стоп-слоем	42
Буторин В.М. – Фазовращатель миллиметрового диапазона длин волн на двух полу-	
проводниковых варакторах	55

.

Электровакуумные приборы

Каневский Е.Н., Лещенко М.П., Мазеев В.А., Мешков В.А., Пименов А.В., Плешанов С.А., Харченко Л.А., Чугунов В.В. — Цезиевая атомно-лучевая трубка с лазерной накач- кой	66
<i>Муллин В.В.</i> — Факторы, ограничивающие коммутационный ресурс двухступенча- того вакуумного выключателя	73

Технология

Ратникова А.К. – Теплоотводящие подложки на основе поликристаллического	
СVD-алмаза	76

ELEKTRONNAYA TEKHNIKA

(Electronic Engineering)

SERIES 1

SVCH-TEKHNIKA

(Microwave Engineering)

COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES

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

CONTENTS

Issue 3(510)	2011	Founded in 1950

Materials of scientific and technical conference of young scientists and specialists (October 12-13, 2010, FSUE «RPC «Istok»)

<i>Zhernovenkov V.A.</i> – Algorithms and software for benches measuring microwave parameters of active phased array modules	6
<i>Kapralova A.A., Tregubov V.B. – X</i> -range power intra-coupled transistor for transmitting module of an active phased array	14
Korchagin I.P. $-X$ - and Ku-band power amplifiers development and delivery	23
<i>Lebedeva O.V.</i> – The design and technology of manufacturing of <i>X</i> -band microwave power amplifiers for active phased arrays	27
<i>Chukharev I.V.</i> – The results of development and production of a batch of two-channel microwave receiving modules	29
Shalin T.I. – The module of power divider by three for 418 GHz frequency range	34
<i>Vorobyov A.A., Vorobyova E.V., Galdetsky A.V.</i> – Simulation of thermal modes for power transistors and MICs and a new method of chip mounting	37

Solid-state electronics

<i>Vorobyov A.A., Galdetsky A.V.</i> – On the possibility of creating an effective heat sink for power microwave transistor using stop-layer structure	
Butorin V.M. – Mm wavelength phase shifter on two semiconductor varactors	55

Electrovacuum devices

Kanevsky E.N., Leschenko M.P., Mazeyev V.A., Meshkov V.A., Pimenov A.V., Plesha- nov S.A., Kharchenko L.A., Chugunov V.V. – Cesium atomic-beam tube with laser pumping	66
Mullin V.V. – Factors restricting the switching life of a two-break vacuum circuit breaker	73

Technology

Ratnikova A.K. – Heat-sinking substrates based on polycrystal CVD diamond	6
---	---

Материалы научно-технической конференции молодых ученых и специалистов (12-13 октября 2010 г., ФГУП «НПП «Исток») УДК 621.3.06:621.317

АЛГОРИТМЫ И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СТЕНДОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СВЧ-ПАРАМЕТРОВ МОДУЛЕЙ АФАР

В. А. Жерновенков

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Рассказывается об алгоритмах и программном обеспечении для стендов по измерению амплитуды и фазы коэффициента передачи, выходной импульсной мощности и коэффициента шума. Разработанное программное обеспечение позволило значительно сократить время на измерение параметров модулей, а следовательно, и увеличить производительность.

КС: алгоритм, программное обеспечение, стенд, измерение параметров, модуль АФАР

Algorithms and software for benches measuring amplitude and phase of transmission gain, output pulse power and noise figure are presented. The developed software allowed to decrease significantly the time for measuring the module parameters and therefore to increase the productivity.

Keywords: <u>algorithm</u>, <u>software</u>, <u>bench</u>, <u>parameters measuring</u>, <u>active phased array module</u>

1. ВВЕДЕНИЕ

При проверке модулей АФАР требуется измерить много электрических параметров, таких, как токи потребления, коэффициент передачи (амплитуда и фаза), выходная импульсная мощность, коэффициент шума и др. Для измерения этих параметров были собраны стенды на базе серийного оборудования фирмы Agilent Technologies. Если с одного модуля нужно снять порядка 200 параметров, то при измерении вручную на это уходит от 1-го до 1,5 ч, не говоря уже о нескольких тысячах выпускаемых модулей при серийном производстве. Чтобы сократить время проверки модуля, на основе опыта проведения ручных измерений были разработаны алгоритмы, а затем написано программное обеспечение для автоматизации процесса измерения. В данной статье будут рассмотрены алгоритмы и принципы работы программ для автоматического измерения CBЧ и электрических параметров.

Программное обеспечение написано в среде графического программирования LabView [1, 2]. На настоящее время автоматизированы 3 вида стендов, каждый из которых измеряет свои параметры: *1* – стенд для измерения амплитуды и фазы коэффициента передачи; *2* – стенд для измерения выходной импульсной мощности; *3* – стенд для измерения коэффициента шума. Рассмотрим подробнее каждый из стендов.

2. СТЕНД ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ АМПЛИТУДЫ И ФАЗЫ КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ

Структурная схема стенда приведена на рис. 1. В состав его оборудования входят: векторный анализатор PNA E8362B, два программируемых источника питания N6700b, пульт



Рис. 1. Структурная схема стенда для измерения амплитуды и фазы коэффициента передачи

автоматического управления каналами «ПАУК», зондовое устройство и персональный компьютер с установленным программным обеспечением.

Рассмотрим алгоритм выполнения программы, который изображен на рис. 2. Сперва производится проверка соединения между приборами и выставляются начальные установки измерений. Передняя панель программы измерения амплитуды и фазы представлена на рис. 3. Затем с помощью кнопок «Питание», «-5ПРД», «+8ПРД» подается питание на субмодуль, причем кнопка «+8ПРД» блокируется до тех пор, пока по цепи питания «-5ПРД» ток не превысит 0,005 А. С помощью переключателя «ПРМ/ПРД» выбирается соответствующий канал. При нажатии на кнопку «Нач. измерение» производится измерение СВЧ-параметров при нулевых значениях фазы и амплитуды, а при нажатии на кнопку «Измерение» – измерение СВЧ-параметров при различных значениях фазы и амплитуды; кроме того, автоматически производится обработка результатов: подсчет среднеквадратичной ошибки, модуляций фазы и амплитуды и неравномерности коэффициента передачи.



Рис. 2. Алгоритм выполнения программы измерения амплитуды и фазы

Расчет неравномерности коэффициента усиления (дБ) субмодуля в рабочем диапазоне частот осуществляют по формуле

$$\Delta K_{\rm y} = K_{\rm y\,max} - K_{\rm y\,min}.\tag{1}$$

Среднеквадратичную ошибку изменения фазы по фазовращателю (ΦB) определяют из соотношения

$$\Delta m_{\varphi 0} = \sqrt{1/n \sum_{i=1}^{n} (m_{\varphi 0i} - m_{\varphi ij})^2},$$
(2)

7



Рис. 3. Передняя панель программы измерения амплитуды и фазы

где $m_{q_{0i}}$ — номинальное значение фазы *i*-го разряда; $m_{q_{ij}}$ — значение фазы *i*-го разряда на *j*-й частоте.

Для расчета среднеквадратичной ошибки установки дискрета затухания по аттенюатору (ATT) используют выражение

$$\Delta m_{\alpha 0} = \sqrt{1/n \sum_{i=1}^{n} (m_{\alpha 0 j} - m_{\alpha i j})^2},$$
(3)

где $m_{\alpha_{ij}}$ – номинальное значение ослабления АТТ *i*-го разряда; $m_{\alpha_{ij}}$ – значение ослабления АТТ *i*-го разряда на *j*-й частоте.

Максимальное изменение коэффициента усиления канала субмодуля ΔK_y при изменении дискрета фазы ФВ определяют как

$$\Delta K_{\mathbf{y},\phi} = K_{\mathbf{y},\phi} \max_{i} - K_{\mathbf{y}i},\tag{4}$$

$$\Delta K_{\mathrm{y},\phi} = K_{\mathrm{y}\,i} - K_{\mathrm{y},\phi\,\min\,i},\tag{5}$$

где $K_{y, \phi \max i}$ – максимальный коэффициент усиления при установлении *i*-го разряда ФВ; $K_{y, \phi \min i}$ – минимальный коэффициент усиления при установлении *i*-го разряда ФВ; $K_{y,i}$ – значение коэффициента усиления при нулевой фазе.

Расчет максимального изменения фазы субмодуля δm_{ϕ} при изменении дискретов затухания АТТ проводят по формуле

$$\delta m_{\varphi} = \delta m_{\varphi \max i} - \delta m_{\varphi \min i}, \tag{6}$$

где $\delta m_{\phi \max i}$ — максимальное изменение фазы *i*-го разряда АТТ, а $\delta m_{\phi \min i}$ — минимальное изменение фазы *i*-го разряда АТТ.

С помощью кнопок «Сохранить» и «Печать» можно соответственно сохранить результаты измерений в формате .txt или распечатать отчет, который представлен на рис. 4.

26	- Блокнот										×
Файл	Правка Формат В	∂ид ⊆правка									
ПРМ Токи Нера	Модулы№26 потребления:- 9.5ггц 9.8 10.58 1 вномерность Ку	16.02.2 0.001 –0. ГГЦ 10ГГ 0.40 1.82	011 002 0.043 ц 10.2ггц 10.97 1	10.6ггц 0.96	9.5r 12.22	гц 9.8ггц –14.7	10ггц -101.6	10.2ггц 10.6 —161.4	бГГЦ —222.2	-345.3	~
Знач.	_Ампл ́					Модул	яция				
0.5 1 2 4 8 MO	0.44 1.34 2.09 3.76 7.57 7.57	0.51 1.42 2.15 3.87 7.91	0.56 1.48 2.25 4.04 8.34	0.49 1.35 2.08 3.84 8.16	0.51 1.35 2.08 4.06 8.67	1.1 0.9 0.7 1.0 1.7 3Hay J	1.1 0.7 0.8 0.5 0.9 Фазы	1.9 0.3 0.5 2.0 3.3	2.2 0.7 0.9 2.2 4.7	2.8 1.3 1.2 2.8 7.7	
11.5 5.6 180 90 45 22.5 Makc	0.60 0.49 0.03 0.79 0.31 0.47 _модуляция_фаз	0.67 0.57 0.18 0.52 0.20 0.38 ы. 7.73	0.81 0.63 0.72 0.44 0.60 0.48	0.69 0.52 0.16 0.18 0.61 0.36 Makc_	0.67 0.44 1.13 1.04 1.17 0.43 модуляция_амп	10.2 5.1 -179.9 92.6 39.6 18.3 л 1.17	9.7 4.3 -177.4 95.6 41.3 17.6	8.9 3.4 -182.2 94.5 42.6 17.8	7.9 2.7 -182.3 91.3 41.5 17.1	7.2 2.1 -181.3 93.5 44.6 18.6	
CKO_	0.27	0.21	0.29	0.19	0.34	3.04	Ο_ΦΒ 3.63	3.25	3.37	3.09	
прд Токи Нера	Модуль№26 потребления:- 9.5ггц 9.8 28.35 3 вномерность Ку	16.02.2 0.002 –0. ГГЦ 10ГГ 0.57 : 7.37	011 002 0.112 ц 10.2ггц 27.25 2	0.021 10.6ггц 3.20	0.267 9.5r 25.42	гц 9.8ггц 86.1	10ггц -18.0	10.2ггц 10.6 -107.2	бггц —145.7	-246.7	
Знач	_АМПЛ	0.65	A 54	0.54	0.77	Модул	яция	A 1	~ 7		
0.5 1 2 4 8	0.42 1.05 1.73 3.59 6.81	0.65 1.35 2.34 4.80 8.60	0.56 1.34 2.32 4.43 7.74	0.54 1.07 1.91 3.83 6.97	0.62 1.06 2.01 4.14 7.33	0.6 3.0 5.0 4.3 1.1	1.4 4.7 8.4 9.0 3.5	0.1 1.7 3.0 0.1 7.4	0.7 2.0 4.2 3.2 1.5	1.1 3.7 7.0 7.3 4.2	
MO,	дуляция	0 01	0.02	0.07	0 02	3Hay_	Фазы	0 6	7 4	0 5	
11.5 5.6 180 90 45 22.5 Макс	0.00 0.88 0.30 0.08 _модуляция_фаз	0.01 0.13 0.24 0.20 0.16 ы. 9.04	0.03 0.17 0.29 0.16 0.08	0.02 0.04 0.35 0.04 0.05 0.02 Makc_	0.03 0.23 0.28 0.16 0.04 модуляция_амп	7.6 179.6 93.5 42.7 20.3 л 0.88	7.9 186.2 104.9 48.1 22.3	7.5 172.6 97.3 45.4 20.5	6.1 162.4 84.7 40.4 17.3	6.3 6.3 186.6 100.2 49.3 22.4	
CRU_	0.58	0.50	0.31	0.47	0.31	2.57	6.84	4.51	8.19	5.39	
<										5	

Рис. 4. Результаты измерения амплитуды и фазы

3. СТЕНД ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ВЫХОДНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ МОЩНОСТИ

Структурная схема стенда приведена на рис. 5. В его состав входят: два программируемых источника питания N6700b, CBЧ-генератор E8257D, импульсный генератор 81110A, измеритель мощности E4418B, пульт автоматического управления каналами «ПАУК», зондовое устройство и персональный компьютер с установленным программным обеспечением.

Алгоритм выполнения и передняя панель программы измерения импульсной мощности представлены на рис. 6 и 7 соответственно. Как и в вышерассмотренной программе, сначала производится проверка соединения и установка начальных параметров. С помощью кнопки «Измерение» осуществляются измерение выходной импульсной мощности, вычисление КПД, изменения мощности при изменении фазы, изменения мощности в диапазоне частот и других параметров.



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



Рис. 6. Алгоритм исполнения программы измерения выходной импульсной мощности

Перепад выходной импульсной мощности $\Delta P_{\text{вых ПК}}$ (дБ) рассчитывают по формуле

$$\Delta P_{\text{BMX }\Pi \text{K}} = 10 \, \text{lg} \left(P_{\text{BMX }\Pi \text{K} \max} / P_{\text{BMX }\Pi \text{K} \min} \right), \tag{7}$$

где *P*_{вых ПК max} и *P*_{вых ПК min} – соответственно максимальное и минимальное измеренные значения выходной мощности передающего канала.

КПД (%) выходного усилителя мощности канала ПРД вычисляют из выражения

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{U_1 I_1} \cdot 100\%,\tag{8}$$

где U_1 и I_1 – соответственно напряжение питания ПРД (В) и ток по цепи (А) при 8,0 В; $P_{\text{вых}}$ – выходная мощность, Вт (по результатам измерения).

10

Алгоритмы и программное обеспечение стендов для измерения СВЧ-параметров модулей АФАР

DRN Measure vi Front Danel	
File Edit View Project Operate Tools Window Help	
-5ДРВ +5ДРВ +5ПРД -5ПРД +8ПРД 0 0 0 0 0	Модуль№
180 90 22,5 45 11,25 5,65 45 22,5 Мощность на 9 ГГц Генерация Значения мощности 0 0 0 0 0 0 0 0	Питание -5ПРД +8ПРД
9.0 ГГц 9.4 ГГц 9.5 ГГц 9.6 ГГц 10 ГГц Мощность(mW) 0 0 0 0 0 Изменение Р в диапазоне частот 0 кпд Изменение Р при изм. фазы 0	Измерение Установка мощности 5,9 4,500 6
Результат	Проверка генерации Оом/огн
	Сохранить Выход Повторное измерение 0 Сохранить Печать Сохранить

Рис. 7. Передняя панель программы измерения выходной импульсной мощности

Также в программе реализована функция проверки паразитной генерации (возбуждения), т. е. наличия мощности на выходе канала без подачи сигнала с СВЧ-генератора. Включается эта функция путем установки флажка в соответствующем поле.

Результаты измерения выходной импульсной мощности показаны на рис. 8.

	-5ДРВ	3 +5	ДРВ	+5NF	рд -	5ПРД	+8	прд
I(mA)	11,96	3,	15	87,51	2	0,72	291,	18
P(mW	1) 330	44	2	427	413	320)	
Измен КПД н	нение на 9.5Г	Рв, Гц 1	диал 8.35	азоне 	част	от(дБ)	1,41	
Измен	нение	Рпр	и из	M. das	вы(дБ	0,01		
	400	90	22.5	45	11,5	5,65	45	22.5
	100	20						
Ген:	Нет	Нет	Нет	Нет	Нет	Нет	Нет	Нет

Рис. 8. Результаты измерения выходной импульсной мощности

4. СТЕНД ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА

Структурная схема стенда приведена на рис. 9. В его состав входят: программируемый источник питания N6700b, измеритель шума N8975A, зондовое устройство и персональный компьютер с установленным программным обеспечением.

Алгоритм выполнения и передняя панель программы представлены на рис. 10 и 11. При нажатии на кнопку «Измерение» измеряются коэффициент шума и коэффициент передачи при начальных положениях фазовращателей и аттенюаторов. При установке флажка «Проверка фазы и амплитуды» измеряется коэффициент шума при различных значениях фазы и амплитуды. Измеренные значения отображаются на вкладке «Таблицы значений», на вкладке «График» можно построить график зависимости коэффициента шума от частоты.



Рис. 9. Структурная схема стенда для измерения коэффициента шума



Рис. 10. Алгоритм исполнения программы измерения шума

Ей Улем Project Operate Tools Window Help Улем Project Operate Tools Window Help Измерение шума Таблицы значений График Значение шума (дБ) 30 ггц 3.4fгц 3.5fгц 3.6fгц 10fгц Переключение каналов (F1) 30 0 0 0 0 0 0 0 0 Коэффициент передачи (дБ) 0 0 0 0 0 0 0 0 Максимальные значения шума при изменении амплитуды(дБ) Проверка фазы и амплитуды Печать (F3) О 0 0 0 0 Результат Печать (F9) Экох График	oise_measure.vi Front Panel		
У О П Зак Акриказион Гонх У Пак Кончани С У Пак Кончани С У Пак Кончани С У Пак Кончани С Сончани С	Edit View Project Operate Tools Win	idow Help	
Измерение шума Таблицы значений График Значение шума (дБ) 	다 🕑 🕑 🔲 🔢 13pt Application Fon		3
Значение шума (дБ) 9,0 ГГц 9,4 ГГц 9,5 ГГц 10 ГГц 0	Измерение шума	Таблицы значений	График
Коэффициент передачи (дБ) ПРМ2 Максимальные значения шума при изменении фазы(дБ) Проверка фазы Максимальные значения шума при изменении амплитуды(дБ) Проверка фазы Максимальные значения шума при изменении амплитуды(дБ) Проверка фазы Фезультат Печать (F9) (F12) Выход	Значение шума (дБ) 9,0 ггц 9,4ггц 0 0	4 9,5174 9,6174 10174 0 0 0	Переключение каналов (F1) Блокировка
Питание (F2) 0 0 Максимальные значения шума при изменении фазы(дБ) 0 0 Максимальные значения шума при изменении амплитуды(дБ) 0 0	Коэффициент передачи ()	дБ)	
Максимальные значения шума при изменении фазы(дБ) Максимальные значения шума при изменении амплитуды(дБ) ФРЕЗУЛЬТАТ Результат Печать (F9) (F12) Выход	0 0	0 0 0	Питание (F2)
Максимальные значения шума при изменении фазы(дБ) Максимальные значения шума при изменении амплитуды(дБ) 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0			
Результат Печать (F9) (F12) Выход	Максимальные значения в о о Максимальные значения в о о	иума при изменении фазы(дБ) о о о о иума при изменении амплитуды(дБ) о о о	Проверка фазы и амплитуды огг/ом Измерение (F3)
(F12) Выход	Результат		Печать (Е9)
(F12) Выход			
(F12) Выход			
			(F12) Выход

Рис. 11. Передняя панель программы измерения шума

5. ВЫВОДЫ

Разработано программное обеспечение для измерительных стендов, позволяющее производить измерения всех требуемых параметров и сократить время проверки одного модуля до 20...30 с, тем самым повысив производительность примерно в 120 раз.

На сегодняшний день разрабатывается программа для стенда с 4-портовым векторным анализатором PNA-X. Установленные в нем опции позволяют измерять все параметры модуля на одном стенде, что еще больше сократит время проверки работоспособности модуля АФАР.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дж. Тревис. LabView для всех. – ДМК Пресс, 2005.

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

Статья поступила 14 апреля 2011 г.

УДК 621.382.3

МОЩНЫЙ ВНУТРИСОГЛАСОВАННЫЙ ТРАНЗИСТОР *Х*-ДИАПАЗОНА ДЛЯ ПЕРЕДАЮЩЕГО КАНАЛА АФАР

А. А. Капралова, В. Б. Трегубов

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Разработан мощный внутрисогласованный транзистор для передающего канала АФАР. Проведены моделирование транзистора, расчет согласующих цепей и экспериментальная доработка схемы. Предложена простая методика, позволяющая уменьшить погрешность контактирования при восстановлении эквивалентных схем мощных полевых транзисторов.

КС: мощный транзистор, согласующая цепь, передающее устройство, АФАР

The power intra-coupled transistor for transmitting module of an active phased array is developed. The results of transistor modeling, design of matching circuits are demonstrated. Experimental results are presented. A simple method for reducing errors at restoration of equivalent circuits of power field-effect transistors is offered.

Keywords: power transistor, matching circuits, transmitting devices, active phased arrays

1. ВВЕДЕНИЕ

Транзисторные усилители мощности — устройства очень востребованные, их широко используют в гражданской продукции и в приборах специального назначения. Однако это — очень сложные изделия, как в разработке, так и в производстве. Именно поэтому даже на западе рынок промышленных усилителей в гибридном и монолитном исполнениях представлен всего несколькими ведущими фирмами, в частности Toshiba, TriQuint, M/A Com, Fujitsu. В России основными предприятиями, выпускающими мощные усилители, являются ФГУП «НПП «Исток», который производит приборы *X*-диапазона мощностью более 10 Вт, и ЗАО «Микроволновые системы», где делают широкополосные усилители мощностью до 8 Вт.

Цель этой работы — разработка мощного внутрисогласованного транзистора (ВСТ) для передающего канала АФАР.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Теоретическая часть

Первым этапом проектирования мощного ВСТ является построение нелинейной модели транзистора [1–3]. Для этого измеряют его СВЧ-характеристики.

Измерение СВЧ-характеристик мощного транзистора является достаточно сложной задачей. Дело в том, что мощные полевые транзисторы склонны к генерации. Кроме того,

они обычно оказываются гораздо шире 50-омной линии, что ведет к необходимости достаточно сложной разварки. В идеале необходимо проводить зондовые измерения специальной тестовой ячейки или группы ячеек с периферией, существенно меньшей, чем общая ширина отдельной рабочей ячейки прибора. Такие измерения имеют ряд преимуществ, а именно:

1) при измерениях в транзисторе не возникает генерация;

2) производятся непосредственно измерения *S*-параметров самого транзистора, без индуктивностей разварки и погрешностей монтажа.

Однако для мощных транзисторов это во многих случаях связано с определенными трудностями или просто невозможно (например, тестовые ячейки просто не производят при изготовлении транзистора или партия транзисторов закуплена на предприятии, их не предоставляющем). И в большинстве случаев измерения осуществляют в различных оправках, а транзистор или отдельную ячейку транзистора разваривают проволочками соответствующего сечения на 50-омную линию. Затем оправку с транзистором ставят в контактное устройство, где к 50-омным линиям тем или иным способом присоединяют два контакта. Далее контактное устройство подключают к измерительной установке, с помощью которой и производят измерение *S*-параметров транзистора. При этом возникают еще две проблемы.

1. Обычно мощный транзистор состоит из нескольких соединенных между собой ячеек, но даже одна отдельно взятая ячейка обычно плохо согласуется с 50-омной линией, что существенно сказывается на точности измерений *S*-параметров.

2. Плохое согласование приводит к тому, что в общие *S*-параметры транзистора, проволочек разварки и подводящих линий существенную погрешность вносит точность контактирования.

Для решения проблемы согласования предлагается оригинальная методика измерений. Суть ее заключается в следующем.

Вместо обычных отрезков 50-омных линий транзистор распаивают в схему (рис. 1, *a*). При этом вначале согласующие элементы к 50-омной линии не подключают. Проводят стандартные измерения *S*-параметров транзистора в 50-омной линии с линиями точно известных размеров. Затем 50-мкм зазоры между схемой согласования и 50-омной линией замыкают индием (см. рис. 1, δ) и вновь измеряют *S*-параметры. При этом, в отличие от стандартного метода слепков [4], размеры и форма согласующих цепей хорошо известны и их импеданс может быть достаточно точно рассчитан, а неоднородности, вносимые в данном случае при замыкании индием, достаточно малы и могут быть без большой погрешности внесены в электродинамический расчет. Таким образом, один и тот же транзистор с абсолютно теми же особенностями монтажа измеряется двумя способами: в 50-омных линиях и резонансной цепи. Такие измерения имеют несколько преимуществ.

Во-первых, резонансные измерения позволяют гораздо точнее судить о параметрах эквивалентной схемы транзистора, которые из обычных измерений достаточно плохо определяются (например, сопротивление затвора и сопротивление канала, а также время пролета электронов под затвором). Кроме того, такой набор измерений дает возможность учесть погрешность контактирования. Дело в том, что если просто подставить результаты измерения *S*-параметров в 50-омных линиях в расчетную резонансную схему и провести сравнение с экспериментом, то можно наблюдать достаточно существенное различие (рис. 2).













Простейший и физически наглядный способ моделирования погрешности контактирования — это изменение длин 50-омных линий (естественно, никто не мешает использовать более сложную структуру поправок). При этом крайне удачным оказалось раздельное влияние изменения длин на S-параметры. Дело в том, что изменение длин 50-омных линий в схеме с S-параметрами, измеренными без согласующих цепей, ведет к резкому изменению местоположения резонанса, а изменение длин 50-омных линий в расчетной резонансной схеме — к резкому изменению фазы. Надо отметить, что изменение длины обычно не превышает 100 мкм, что хорошо согласуется с возможной не совсем точной установкой прижимных контактов. Такое разделение позволяет достаточно просто вычленять погрешности контактирования. После этого результаты расчетов (*S*-параметры в 50-омных линиях подставлены в расчетную согласующую схему) и эксперимента совпадают заметно лучше (рис. 3).





Исключение погрешности контактирования позволяет разделить индуктивность проволочек разварки и собственную индуктивность транзистора (проволочки измеряют, моделируют и включают в расчет параметров эквивалентной схемы). При этом величина собственной индуктивности транзистора оказывается достаточно существенной и хорошо повторяется при вычленении из *S*-параметров в различных режимах работы транзистора.

Оптимизация параметров эквивалентной схемы транзистора проходит как по *S*-параметрам, измеренным в 50-омных линиях, так и по *S*-параметрам, измеренным в резонансной схеме. На рис. 4 показаны для сравнения измеренные и рассчитанные по нелинейной модели *S*-параметры для транзистора TGF2021-04 с учетом поправок контактирования. Специально выбран пример с наихудшим совпадением.

Как видно из рис. 4, оптимизация параметров эквивалентной схемы транзистора по *S*-параметрам, измеренным как в нерезонансной схеме, так и в резонансной схеме, позволяет получать их с большей точностью.

Следует отметить, что применение данной процедуры повысило точность расчета центральной частоты ВСТ. Для некоторых схем коррекция этой частоты составила примерно 500 МГц, что очень существенно для узкополосных приборов.

По результатам измерений предложенным методом в различных режимах была построена нелинейная модель транзистора.

На основе полученной модели спроектированы согласующие цепи ВСТ и получена топология, представленная на рис. 5.







Рис. 5. Топология ВСТ: 1 – согласующая цепь на входе ВСТ (делитель); 2 – согласующая цепь на выходе ВСТ (сумматор);

3 – керамика с высоким є; *4* – транзистор

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 3(510), 2011

В схеме (см. рис. 5) основное согласование транзисторов выполняет керамика *3* с высоким ε, а сумматоры *1* и делители *2* выступают в роли дополнительных элементов согласования.

Следует отметить, что мощность в узкополосной схеме очень чувствительна к изменению любых параметров. К примеру, изменение длины керамики всего на 10 % приводило в расчетах к изменению мощности в 1,5 раза. Кроме того, в данной работе транзисторы работают при напряжении на стоке 11 В, а их модель была ориентирована на 8 В, так как она предназначалась для нескольких разработок усилителей мощности. Эти обстоятельства привели к необходимости корректировки топологии ВСТ.

Результаты эксперимента

Даже при идеальном расчете гибридная схема требует подстройки. На рис. 6 приведена группа 3-ваттных усилителей, которые при внешней простоте имеют иногда совершенно разные подстройки. В данном же усилителе суммируется мощность уже четырех транзисторов. Поэтому были предприняты все меры для уменьшения погрешностей сборки. Требовалось, чтобы все платы были посажены как можно ровнее, плотнее и без смещения.



Рис. 6. Группа 3-ваттных усилителей с различными подстройками

Первый образец после подстроек показал характеристики (рис. 7), требуемые в ТЗ: 10...11 Вт в полосе 9...10 ГГц, при расчетном значении выходной мощности 11...13 Вт.

Учитывая, что рекламируемая мощность одного 4-секционного кристалла TGF2021-04 составляет 4 Вт, ВСТ мог дать большую мощность, чем была получена при первом эксперименте. Однако дальнейший расчет с использованием разработанной ранее нелинейной



Рис. 7. Зависимость выходной мощности ВСТ от частоты: — — – расчет, × – эксперимент

модели транзистора был малоперспективным, так как модель была недостаточно доработана. Это связано с отсутствием в то время односекционного транзистора TGF2021-01 и детального обследования его характеристик в режиме большого сигнала.

В данном случае надо было или улучшать методику построения нелинейной модели широкого транзистора, что очень долго и трудоемко, или использовать другие, дополнительные приемы.

Были проведены дополнительные измерения импеданса стока в режиме большого сигнала методом «слепков» [4]. С учётом этих измерений и полученных *S*-параметров всего транзистора проведен новый расчёт топологии сумматора (рис. 8) и собрана новая схема, которая позволила получить выходную мощность уже 14...15 Вт (рис. 9).



Рис. 8. Топология ВСТ после доработки: 1 – согласующая цепь на входе ВСТ (прежняя); 2 – согласующая цепь на выходе ВСТ (доработанная); 3 – керамика с высоким є; 4 – транзистор



Рис. 9. Выходная мощность экспериментально доработанного ВСТ: — расчет; ×, о, ◊, – эксперимент

Надо отметить, что изменение размеров согласующей вставки на подложке с $\varepsilon = 80$ всего лишь на 10 % (50 мкм) приводило к увеличению $P_{_{\rm Bblx}}$ на 3...4 Вт.

Таким образом, были изготовлены ВСТ с характеристиками, представленными в таблице.

Номер	$P_{\scriptscriptstyle m Bbl}$	_х , Вт, при <i>F</i> , I	Τц	<i>I</i> _c , А, при <i>F</i> , ГГц			
BCT	9,0	9,5	10,0	9,0	9,5	10,0	
1	14,2	15,6	14,2	3,2	3,5	4,5	
2	13,0	15,5	14,2	3,2	3,6	4,3	
3	15,0	16,0	14,0	3,0	3,2	3,5	
4	14,1	15,6	15,3	3,5	2,9	3,5	
5	14,0	15,8	15,4	3,2	2,8	4,0	
6	15,1	15,6	15,0	3,0	2,9	4,0	

Также необходимо отметить, что при разработке корпуса не применялись термокомпенсаторы, входящие в конструкцию корпуса ВСТ, представленную в работе [5]. Отсутствие термокомпенсаторов дало ряд преимуществ: упрощение сборки, уменьшение глубины зазоров между кристаллом и основанием корпуса и, как следствие, улучшение электрических характеристик ВСТ. Прибор оказался устойчивым и не требовал специальных мер по устранению самовозбуждения. Транзистор помещен в герметичный металлокерамический корпус с размерами 13,8×10,7×4,5 мм (рис. 10). Вносимые потери корпуса составили не более 0,4 дБ (или менее 0,2 дБ на один ввод/вывод), а КСВН микрополоскового ввода — не более 1,2.

Конструкция корпуса выдерживает:

- вибрационные нагрузки частотой 1...500 Гц с амплитудой ускорения 3g;

– механические удары: типовое ударное ускорение – 15*g*, длительность – 2...20 мс, количество ударов – 6000;

- термоциклы: от -60 до +150 °C, количество циклов - 5;

- климатические воздействия: повышенная влажность - 98 % при +35 °C в течение 8 сут;



Рис. 10. ВСТ на 10 Вт в металлокерамическом корпусе

 воздействие повторных нагревов до 310 °С в защитной среде, имитирующих пайку кристаллов и плат в корпус низкотемпературными припоями.

Отличительная особенность данной схемы — простота настройки. При этом были использованы генератор, технологический усилитель и измеритель мощности. Вначале ВСТ настраивали на максимальную выходную мощность в центре полосы, затем проводили коррекцию по краям полосы. Время настройки обычно не превышало нескольких минут.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представлены результаты разработки мощного ВСТ. По специальной методике измерены *S*-параметры транзистора и построена его нелинейная модель. Проведен расчет топологий ВСТ с применением различных методов расчета. Разработанный ВСТ помещен в корпус 3-ваттного ВСТ [5]. Поставлено более 600 ВСТ с выходной мощностью более 14 Вт в полосе частот 9...10 ГГц, КПД не менее 30 % и коэффициентом усиления не менее 8 дБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Кищинский А.А., Надеждин Б.Б., Свистов Е.А., Шульга Н.В.* Метод автоматизированного определения параметров линейной модели СВЧ полевого транзистора // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: Материалы 10 Международной конференции. — Севастополь, 2000. — С. 56–58.

2. Дмитриенко К.С., Бабак Л.И. Построение табличной нелинейной модели РНЕМТ-транзистора // СВЧтехника и телекоммуникационные технологии: Материалы 19 Международной конференции. — Севастополь, 2009. — С. 119—120.

3. Сравнение нелинейных моделей для транзисторов с субмикронным затвором / А.В. Климова, А.Н. Королев, В.М. Красник, Л.В. Манченко, В.А. Пчелин // Радиотехника. – 2006. – № 3. – С. 72–77.

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

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

Статья поступила 14 апреля 2011 г.

УДК 621.375.4

РАЗРАБОТКА И ПОСТАВКА УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ *X*- И *Ки*-ДИАПАЗОНА

И. П. Корчагин

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Представлены результаты разработки усилителей мощности с использованием транзисторов с большой шириной затвора. Описаны особенности конструкции усилителей и характеристики транзисторов, работающих в режиме большого сигнала. Приведены расчетные и экспериментальные данные усилителей различных диапазонов частот.

КС: <u>гетероструктурный транзистор</u>, <u>СВЧ-усилитель мощности</u>, <u>мощный внутрисогласованный</u> транзистор, <u>АФАР</u>

The results of the development of power amplifiers using transistors with a large gate width are given. The peculiarities of the amplifiers design and characteristics of transistors working in the mode of a large signal are described. The calculated and experimental data of the amplifiers of different frequency ranges are presented.

Keywords: <u>heterostructure transistor, microwave power amplifier, power intra-coupled transistor, active phased array</u>

Современная элементная база, используемая для создания передающих каналов АФАР, систем связи, аппаратуры специального назначения, предполагает применение МИС, обладающих рядом преимуществ по сравнению с ГИС [1]. Такие параметры, как выходная мощность, полоса рабочих частот, КПД, габаритные размеры, у этих схем значительно лучше, чем у гибридно-интегральных. Однако к настоящему времени серийный выпуск отечественных МИС отсутствует. При этом потребность в малогабаритных усилителях мощности, особенно для АФАР, велика.

Разработан макет 2-каскадного внутрисогласованного транзистора (ВСТ) в герметичном металлокерамическом корпусе с выходной мощностью не менее 10 Вт для верхней части *Х*-диапазона, с габаритами и электрическими характеристиками, приемлемыми для АФАР. В выходном каскаде ВСТ использованы четыре транзистора с шириной затвора 4,8 мм, во входном – двухсекционный транзистор с шириной затвора 3,36 мм. Все транзисторы разработаны на ФГУП «НПП «Исток». Расчет схемы усилителя основывался на измерении электрических характеристик одной секции транзистора. Были определены *S*-параметры секции и топология, обеспечивающая получение максимальной выходной мощности 1 Вт с одной секции (рис. 1).

По методике [2] были определены входные и выходные импедансы секции и рассчитана топология всего усилителя. Топология усилителя показана на рис. 2.

Так как согласование каждой секции невозможно из-за очень больших размеров цепей (см. рис. 1), а согласование на сосредоточенных элементах (подобно МИС) невозможно вследствие значительных реактивностей монтажа емкостей, резисторов и других элемен-



Рис. 1. Одна секция транзистора. Резонансная схема



Рис. 2. Топология 2-каскадного ВСТ

тов, то роль согласователя выполняла линия на керамике (БСТ) с $\varepsilon = 80$, толщина керамики — 0,25 мм. Нужно иметь в виду, что согласование на распределенных элементах значительно сокращает полосу рабочих частот по сравнению с МИС. Внешний вид передающего канала, включающего в себя ВСТ, *X*-циркулятор, МШУ и цепи питания, показан на рис. 3.

Было изготовлено 16 макетов передающих каналов с выходной мощностью не менее 10 Вт. Однако на верхней границе рабочего диапазона *P*_{вых} оказалась меньше заданной изза недостаточной точности учета паразитных составляющих элементов монтажа и вносимых потерь *X*-циркулятора.

Разработка и поставка усилителей моши



Рис. 3. Передающий канал

Четырехсекци ___ра 6,72 мм производства ФГУП «НПП щах импульсного усилителя мощности, обеспе-«Исток» нашли пр чивающего Р_{вых} ≥ астот 15,9...16,4 ГГц. По модели большого сигналачитана топология предвыходного и выходного каскадов. секции транзистор Принцип построен ла схем согласования, деления и суммирования такой же, как и в работе [3], за исключением входных и выходных мостов Ланге. Мосты Ланге были введены для увеличения полосы рабочих частот. Схема с мостами Ланге действительно обеспечивала большую полосу усилителя в режиме малого сигнала, но выходная мощность была меньше заданной ($P_{\rm вых} = 6...7$ Вт). Это, вероятно, связано с большими потерями в мостах Ланге, работающих в Ки-диапазоне. Вместо мостов Ланге были введены симметричные делители и сумматоры Вилкинсона (рис. 4), при этом выходная мощность увеличилась до 8,5...9,5 Вт. Проведены периодические испытания, усилители поставлены заказчику.



Рис. 4. Предвыходной (а) и выходной (б) каскады

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 3(510), 2011

б)

В субмодулях для АФАР *X*-диапазона с $P_{\text{вых}} = 3$ Вт были применены транзисторы с шириной затвора 1,2 мм также производства ФГУП «НПП «Исток». Одна секция транзистора обеспечивала $P_{\text{вых}} = 0,9...1$ Вт. Расчет топологии проводился по методикам, приведенным в работе [4]. Для снятия самовозбуждения между согласующими цепями на керамике БСТ нанесены тонкопленочные резисторы. Внешний вид ВСТ представлен на рис. 5.



Рис. 5. Внешний вид ВСТ

Основные меры, повышающие устойчивость усилителей, заключались в выравнивании поперечных потенциалов транзисторов и, по возможности, введении в схему полосовых фильтров.

В диапазоне частот 9,0...10,0 ГГц выходная мощность ВСТ составляла 2,7...3,3 Вт и КПД – не менее 28 %. Всего было поставлено заказчику около 4500 субмодулей.

Таким образом, применение транзисторов производства ФГУП «НПП «Исток» позволило разработать и поставить ряд усилителей и субмодулей, приемлемых по тактико-техническим характеристикам для АФАР и аппаратуры специального назначения. Применяемые меры по повышению устойчивости работы транзисторов, методики измерения и расчета усилительных схем обеспечили внедрение транзисторов в производство.

Автор благодарит Манченко Л.В., Пашковского А.Б за проведение расчетных работ и Пчелина В.А. за помощь в оформлении статьи.

ЛИТЕРАТУРА

1. 8W 2-8 Ghz solid state amplifier for fhased array / R. *Diciomma* et al. // Proceedings of the 5th European Microwave Integrated Circuits Conference. -2010. - P.401-403.

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

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

4. Сравнение нелинейных моделей для транзисторов с субмикронным затвором / А.В. Климова, А.Н. Королев, В.М. Красник, Л.В. Манченко, В.А. Пчелин // Радиотехника. — 2006. — № 3. — С. 72—77.

Статья поступила 14 апреля 2011 г.

УДК 621.375.4.029.64

КОНСТРУКЦИЯ И ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ СВЧ-УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ *Х*-ДИАПАЗОНА ДЛЯ АФАР

О.В.Лебедева

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Разработаны технологические процессы сборки CBЧ-усилителей с применением бескорпусных GaAs-транзисторов и керамики с высокой **ɛ**. Показано, что прочность паяных соединений на срез припоем AuSn составляет в среднем не менее 49 МПа.

КС: <u>СВЧ-усилитель, поликоровая плата, внутрисогласованный транзистор, бескорпусной GaAs-</u> <u>транзистор, пайка, припой AuSn, герметизация</u>

Technological processes of assembling microwave amplifiers using bare GaAs transistors and ceramics with high ε were developed. It was shown that the sharing strength of AuSn soldered joints on the average is not less than 49 MPa.

Keywords: <u>microwave amplifier, polycore plate, intra-coupled transistor, bare GaAs transistor, AuSn solder,</u> <u>sealing</u>

В выходных каналах РЛС, АФАР, аппаратуре специального назначения используются СВЧ-усилители с большой выходной мощностью.

В настоящее время на ФГУП «НПП «Исток» разработаны усилители мощности для АФАР *X*-диапазона с выходной мощностью 3 и 10 Вт, основным элементом которых является внутрисогласованный транзистор (ВСТ) [1].

Конструктивно ВСТ представляет собой герметичный металлокерамический корпус, состоящий из медных основания и рамки и керамических СВЧ-выводов, в который впаяны микрополосковые поликоровые платы и платы согласования из керамики с высокой є. На пьедесталы в корпусе припаяны транзисторы: один — для 3-ваттных СВЧ-усилителей и пять — для 10-ваттных. В данных ВСТ использован бескорпусной GaAs-транзистор с размерами 1,79×0,52×0,5 мм (половина толщины транзистора приходится на экранное золотое покрытие) производства ФГУП «НПП «Исток». Разварка внутрисхемных соединений выполнена золотой проволокой.

Разработана технология групповой пайки плат в корпус на припой системы Au—Sn в формиргазе. Для этой цели была разработана и изготовлена специальная оснастка.

В процессе работы была решена одна из основных проблем при сборке СВЧ-усилителей — монтаж тонких транзисторов, до четырех штук в один ряд.

Традиционные способы монтажа оказались непригодными для транзисторов такого типа. В связи с этим разработан способ пайки, основанный на разнице сил поверхностного натяжения припоя Au—Sn и изгибающих напряжений, возникающих за счет разницы ТКЛР GaAs и золота, а также разработана и изготовлена специальная оснастка.

При отработке технологии пайки кристаллов транзисторов было установлено влияние технологических режимов на качество присоединения кристаллов. Так, максимальная прочность паяного соединения на срез достигается при усилии сжатия 3 г и составляет 49,8 МПа. Также показано, что пайка кристаллов на воздухе приводит к потере прочности в среднем на 50 %.

Конечная операция изготовления ВСТ — герметизация — также осуществляется методом пайки в защитной атмосфере с предварительным обезгаживанием внутреннего объема корпуса. Положительный эффект достигается за счет быстрого разогрева паяемых поверхностей (скорость подъема температуры — до 30 К/с).

К особенностям технологии сборки и герметизации ВСТ для АФАР следует отнести полное отсутствие флюсов.

Разработанные процессы нашли практическое применение и с успехом используются при сборке СВЧ-усилителей. Было изготовлено и поставлено заказчику более пяти тысяч 3-ваттных СВЧ-усилителей и более тысячи 10-ваттных. В настоящее время АФАР, в состав которых входят СВЧ-усилители мощности, проходят испытания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лебедева О.В., Трегубов В.Б. Конструкция, технология изготовления и параметры внутрисогласованных корпусированных СВЧ-транзисторов *S*-, *C*-, *X*- и *Ки*-диапазонов длин волн // Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА: Тез. VIII научно-технологической конференции, 21-23 октября 2009. – Дубна, 2009. – С. 16–18.

Статья поступила 14 апреля 2011 г.

УДК 621.396.62

РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ И ВЫПУСКА ПАРТИИ ДВУХКАНАЛЬНЫХ СВЧ ПРИЕМНЫХ МОДУЛЕЙ

И.В.Чухарев

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Приводятся результаты разработки и выпуска партии приемных модулей, предназначенных для работы в составе двухканальных приемных устройств. Описаны конструкция, основные параметры, используемые активные элементы. Проанализированы результаты приемочных испытаний ОКР и испытаний на наличие конструктивно-технологических запасов.

КС: приемный модуль, бортовая РЛС, ГИС

The results of development and production of a batch of receiving modules designed for operation in two-channel receiving devices are given. The design, main parameters, the used active elements are described. The results of the acceptance tests on design and development works and tests for availability of design-technological possibilities were analyzed.

Keywords: receiving module, on-board radar, HIC

1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОПИСАНИЕ МОДУЛЯ

СВЧ приемный модуль предназначен для работы в составе двухканального приемного устройства. Модуль имеет два идентичных канала, обеспечивает усиление входного сигнала и преобразование его частоты на промежуточную. Модуль выполнен в герметичном корпусе, в гибридно-интегральном исполнении. Вводы и выводы сигналов коаксиальные. Питание модуля осуществляется через фильтр питания. Общий вид модуля представлен на рис. 1.

2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Ниже представлены значения основных параметров модуля по технической документации.

Диапазон рабочих частот	2 см
Промежуточная частота	24 МГц
Коэффициент шума	не более 6 дБ
Коэффициент передачи	27 — 33 дБ
Разность коэффициентов передачи каналов	не более 3 дБ



ВГЛАХ		не менее -60 дБ Вт
Подавление зеркального		не менее 15 дБ
Развязка между каналами		не менее 20 дБ
Подавление сигнала при отс	от рабочей частоты	не менее 25 дБ
Ток потребления		не более 300 мА
Габаритные размеры		не более 85×58×15 мм
Macca		не более 130

3. ОПИСАНИЕ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ И УЗЛОВ

Структурная схема модуля (рис. 2) включает в себя в каждом канале следующие узлы: малошумящий транзисторный усилитель СВЧ 1, полосно-пропускающий СВЧ-фильтр



Рис. 2. Структурная схема модуля

(ППФ) *3*, транзисторный усилитель мощности СВЧ *8*, смеситель с подавлением зеркального канала приема *5*, транзисторный усилитель промежуточной частоты *7*. Кроме того, есть общие для обоих каналов узлы: двухкаскадный балансный транзисторный усилитель гетеродинного сигнала *4*, трехдецибельный делитель мощности Уилкинсона *6*, линейный стабилизатор напряжения питания *2*.

Используемый в модуле ППФ изготовлен на диэлектрических резонаторах, т. к. интегральный фильтр не обеспечивает требуемой прямоугольности АЧХ. Транзисторный усилитель мощности СВЧ выполнен по балансной схеме. Из-за низкого значения промежуточной частоты в смесителе применен фазовый метод подавления зеркального канала.

4. АКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Модуль выполнен полностью на отечественной элементной базе. Некоторые компоненты изображены на рис. 3. В качестве активных элементов СВЧ-усилителей использованы бескорпусные полевые транзисторы с барьером Шотки, выпускаемые на ФГУП «НПП «Исток».



Рис. 3. Компоненты модуля

5. КОНСТРУКЦИЯ МОДУЛЯ

Единый двухканальный корпус модуля, в котором количество межсхемных переходов минимально и одинаковы изменения параметров при воздействии дестабилизирующих факторов, наиболее просто обеспечивает идентичность параметров каналов. Общая цепь гетеродина также снижает неидентичность параметров каналов. Для достижения необходимой развязки между каналами узлы каналов разделены стенкой, а развязка каналов по

цепи гетеродина обеспечена за счет применения делителя типа Уилкинсона. Для улучшения характеристик фильтров они изготовлены с дополнительными крышками.

С целью минимизации габаритных размеров корпус выполнен 2-этажным. На одной стороне монтируются СВЧ ГИС, а на обратной стороне закреплены двухканальный УПЧ и стабилизатор напряжения, а также проводники, подводящие на узлы напряжение. Сумматор квадратурных сигналов ПЧ смесителя включен в состав УПЧ, который выполнен на общей подложке из стеклотекстолита. Все СВЧ-узлы изготовлены в виде ГИС на поликоровых подложках.

Узлы модуля крепятся в корпус винтами, что обеспечивает ремонтопригодность и технологичность производства модулей с большим набором контролируемых параметров [1].

В соответствии с требованиями по стыковке с аппаратурой, модуль имеет определенное расположение входов, выходов и ввода сигнала гетеродина.

Параметр	Норма по ТЗ	Результат испытаний
Коэффициент передачи, дБ	27 - 33	29
Коэффициент шума, дБ, не более	6	5
Разность коэффициентов передачи, дБ, не более	3	2,4
ВГЛАХ, дБ Вт, не менее	-60	-60
Избирательность по ЗК, дБ, не менее	15	16
Развязка между каналами, дБ, не менее	20	33

6. ПАРАМЕТРЫ ОПЫТНЫХ ОБРАЗЦОВ

В таблице представлены худшие значения параметров в партии модулей.

На рис. 4 представлены гистограммы, показывающие статистическое распределение значений основных параметров для 28 опытных образцов. Видно, что модули имеют большой запас по коэффициенту шума, разности коэффициентов передачи и достаточный запас по подавлению зеркального канала.

7. КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ЗАПАСЫ

В процессе испытаний опытных образцов была произведена оценка конструктивнотехнологических запасов прочности (КТЗП) к воздействию механического удара одиночного действия и синусоидальной вибрации. Образцы имеют КТЗП к воздействию механического удара одиночного действия до значений пикового ударного ускорения 500g во всех положениях. КТЗП к воздействию синусоидальной вибрации – до значения амплитуды ускорения не менее 20g.



Рис. 4. Гистограммы распределения значений параметров

ЛИТЕРАТУРА

1. *Джуринский К.Б., Лисицын А.А*. Конструктивные и технологические особенности модулей СВЧ // Современная электроника. – 2008. – № 1. – С. 22–25.

Статья поступила 14 апреля 2011 г.

УДК 621.372.832

МОДУЛЬ ДЕЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НА ТРИ ДЛЯ ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ 4...18 ГГЦ

Т. И. Шалин

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Представлены результаты моделирования двух вариантов микрополоскового делителя мощности на три для диапазона частот 4...18 ГГц с требуемым затуханием 15 дБ и КСВН входа/выхода менее 2.

КС: <u>бинарный делитель, кольцевой делитель, делитель мощности на три, диапазон 4...18 ГГц,</u> <u>лучевой делитель, каскадный делитель мощности</u>

The results of modeling two versions of microstrip power divider by three for 4...18 GHz frequency range with the required attenuation 15 dB and input/output VSWR less than 2 are presented.

Keywords: binary divider, ring divider, power divider by three, 4...18 GHz range, beam divider, cascade power divider

Цель работы — разработка устройства диапазона частот 4...18 ГГц, которое должно делить поступающую на вход мощность на три равные части и распределять по каналам 4...8, 8...12 и 12...18 ГГц соответственно. Развязка между выходными каналами с учетом ослабления должна быть не менее 30 дБ, ослабление в каждом канале — в пределах 14...16 дБ, КСВН входа/выхода — не более 2.

Схему можно спроектировать следующим образом. На входе установить делитель мощности на три, а для обеспечения нужного затухания на выходе каждого из каналов поместить резистивный аттенюатор. Были рассмотрены следующие схемы делителей: на направленных ответвителях (рис. 1, *a*), лучевая схема (рис. 1, *б*), на полосковых тройниках (рис. 1, *в*), на неоднородной линии с распределенным нагрузочным сопротивлением (рис. 1, *г*), схема бинарного делителя на трех одинаковых кольцевых делителях (рис. 2, *а*). Выбор схемы производился по следующим критериям. Она должна обеспечивать равномерность деления между каналами в рабочем диапазоне, уровень развязки с запасом между выходными плечами должен быть более 15 дБ, КСВН входа/выхода в каждом из плеч – менее 2.

Все рассмотренные схемы при делении на три обеспечивают затухание порядка 6 дБ. Схема делителя на направленных ответвителях имеет сложную топологию, большую частотную зависимость, а наличие дополнительных балластных сопротивлений также усложняет схему. Схема лучевого делителя мощности из-за резистора между первым и третьим плечом сложная в планарном изготовлении, при исключении же резистора имеет недостаточную развязку. Делитель на полосковых тройниках не обеспечивает развязку между плечами. Схема делителя на неоднородной линии с распределенным нагрузочным сопротивлением сложная в расчете. Бинарный делитель, построенный на одинаковых кольцевых делителях, имеет развязку более 20 дБ, низкий КСВН по входу и выходу и не имеет


Рис. 1. Схемы делителей

трудностей в расчете и изготовлении. Поэтому оптимальным вариантом была признана схема с использованием именно этого типа делителя. При этом применяли микрополос-ковые резистивные аттенюаторы П-типа.

Исходный вариант схемы модуля условно приведен на (рис. 2, б) и представляет собой бинарный делитель, состоящий из трех трехступенчатых кольцевых делителей мощности



Рис. 2. Схема бинарного делителя на трех одинаковых кольцевых делителях (*a*) и исходный вариант схемы модуля (*б*): 1, 2, 3 – трехступенчатые делители

с включенными резистивными аттенюаторами на выходах и между каскадами кольцевых делителей. Выход номер *1* нагружен согласованной нагрузкой. Аттенюаторы между кольцевыми делителями позволяют улучшить согласование каскадов, увеличить развязку между каналами, дополнительно подстраивать коэффициент ослабления.

Эксперимент показал, что канал диапазона 12...18 ГГц имеет плохое согласование, без настройки КСВН выхода этого канала равен 4, настройка канала трудоемкая. Поэтому для уменьшения потерь, упрощения настройки и улучшения согласования принято решение исключить кольцевой делитель из канала 12...18 ГГц.

Второй вариант модуля разработан на базе двух трехступенчатых кольцевых делителей (рис. 3). Измерения показали меньшую начальную изрезанность АЧХ канала, улучшение согласования канала (КСВН входа/выхода перед настройкой не превышал 2,7). Такое упрощение топологии, в свою очередь, не повлияло на развязку.



Рис. 3. Второй вариант модуля

В итоге в состав модуля вошли два трехступенчатых кольцевых делителя на два, рассчитанных на диапазон 4...18 ГГц, и четыре резистивных аттенюатора. Получены следующие параметры: коэффициент ослабления — 14,5...15,5 дБ на канал, КСВН входа/выхода менее 2. Развязка между каналами с учетом затухания — более 35 дБ.

Расчет модуля и всех узлов производился в программе Ansoft Serenade 8,5. Начальные параметры оптимизации взяты с учетом потерь в межсхемных соединениях, 0,2 дБ на каждое, и 0,7...0,8 дБ на потери в полосках.

Конструкция выполнена в корпусе, платы изготовлены на подложке из поликора толщиной 0,5 мм, межсхемные соединения разварены золотой фольгой, входы/выходы имеют разъемы 3,5/1,52 мм. Габаритные размеры модуля: 43×49×10 мм.

Таким образом, построены делители на три канала в диапазоне частот 4...18 ГГц, обеспечивающие развязку не менее 30 дБ, КСВН менее 2, требуемое по ТЗ затухание в пределах 14...16 дБ. При этом схема, построенная с использованием двух кольцевых делителей (см. рис. 3), проще в настройке, чем выполненная на основе трех делителей (см. рис. 2, *б*).

ЛИТЕРАТУРА

1. *Малорацкий Л.Г.* Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. – М.: Сов. радио, 1976. – 216 с. 2. Справочник по элементам полосковой техники / А.Л. Фельдштейн, О.И. Мазепова, В.П. Мещанов, *Н.И. Прохорова, Л.Р. Явич.* – М.: Связь, 1979. – 336 с.

Статья поступила 14 апреля 2011 г.

ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.382.3

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА МОЩНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ И МИС И НОВЫЙ МЕТОД МОНТАЖА КРИСТАЛЛОВ

А. А. Воробьев, Е. В. Воробьева, А. В. Галдецкий

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Предложены новые конструкция и технология монтажа транзистора. Проведено аналитическое рассмотрение и численное моделирование теплового режима традиционной и новой конструкций транзистора и показана эффективность предлагаемой конструкции.

КС: численное моделирование, тепловое сопротивление, теплоотвод

Transistor new design and mounting technology are suggested. Analytical consideration and numerical simulation of the thermal modes for traditional and new transistor designs were conducted and the efficiency of the suggested design is shown.

Keywords: numerical simulation, thermal resistance, heat sink

1. ВВЕДЕНИЕ

При разработке мощных транзисторов и МИС СВЧ важной частью работы является создание системы теплоотвода. Тепловая проблема диктует не только материалы и конструкцию многослойной системы отвода тепла от кристалла транзистора (припой, компенсатор, основание), но и выбор толщины кристалла, а также плотность расположения «пальцев» транзистора. Кроме того, материалы и конструкция системы теплоотвода должны выдерживать механические напряжения, которые возникают в структуре во время пайки кристалла, когда его температура достигает 320 °C. В данной работе проведен анализ стационарного и нестационарного режимов работы мощного транзистора.

2. АНАЛИТИЧЕСКОЕ РАССМОТРЕНИЕ СТАЦИОНАРНОГО ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРА

В силу того что мощный транзистор состоит из большого числа «пальцев» (рис. 1), а толщина подложки (30...100 мкм) много меньше общей ширины транзисторной структуры (1...3 мм), влияние боковых границ структуры на температурный режим центральной ячейки (где следует ожидать максимальной температуры) пренебрежимо мало. Поэтому без большой ошибки можно считать систему бесконечной в поперечном направлении и



Рис. 1. Внешний вид мощного СВЧ-транзистора, выпускаемого на ФГУП «НПП «Исток»

периодической и ограничиться рассмотрением одной элементарной ячейки с соответствующими граничными условиями, а благодаря плоскостям симметрии ячейки — четвертью элементарной ячейки (рис. 2).



Рис. 2. Модель для аналитического рассмотрения с учетом периодичности и симметрии при различной теплопроводности слоев (GaAs, золото, припой, медь)

Система состоит из N слоев. Обозначим: $A \times B$ — размеры области анализа; $a \times b$ — размеры области тепловыделения; λ_s — теплопроводность s-го слоя; z_s — координата границы слоев s и s+1. Температура нижней границы системы z_N равна T_0 . Распределение плотности тепловыделения на верхней грани P(x, y) будем считать ступенчатой функцией, равной P_0 в области тепловыделения и нулю на остальной поверхности кристалла. Решим стационарную задачу теплопроводности, описываемую уравнением Лапласа и граничными условиями [1]:

$$\Delta T = \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} = 0,$$
(1)

$$T\Big|_{z=z_{N}} = T_{0} \qquad \qquad \frac{\partial T}{\partial x}\Big|_{x=0} = \frac{\partial T}{\partial x}\Big|_{x=A} = 0, \qquad T\Big|_{z=z_{s}=0} = T\Big|_{z=z_{s}=0}, \qquad P(x,y) = -\lambda_{1}\frac{\partial T}{\partial z}\Big|_{z=0}, \qquad \frac{\partial T}{\partial y}\Big|_{y=0} = \frac{\partial T}{\partial y}\Big|_{y=B} = 0, \qquad \lambda_{s}\frac{\partial T}{\partial z}\Big|_{z=z_{s}=0} = \lambda_{s+1}\frac{\partial T}{\partial z}\Big|_{z=z_{s}=0}, \qquad s = \overline{1, N-1}.$$
(2)

Аналитическое решение для температуры в *s*-м слое (выкладки не приводятся из-за громоздкости) имеет вид:

$$T_{s}(x, y, z) = C_{s} + D_{s}z + \frac{2^{s+1}P_{0}}{AB\lambda_{1}\lambda_{s}} \prod_{m=1}^{s} \lambda_{m}(A_{1,s}(x, y, z) + A_{2,s}(x, y, z) + A_{3,s}(x, y, z)),$$
(3)

где

$$C_{s} = T_{0} + \frac{abP_{0}}{AB} \left[\sum_{t=s}^{N} \frac{z_{t} - z_{t-1}}{\lambda_{t}} + \frac{z_{s-1}}{\lambda_{s}} \right], \quad D_{s} = \frac{-abP_{0}}{\lambda_{s}AB},$$
(4)

$$A_{1,s}(x,y,z) = \sum_{j=1}^{\infty} \left[\cos(kx_j x) \frac{\sin(kx_j a)}{kx_j} \sum_{l=1}^{\infty} \cos(ky_l y) \frac{\sin(ky_l b)}{ky_l} (A_{s,j,l} e^{k_{j,l} z} + B_{s,j,l} e^{-k_{j,l} z})\right],$$
(5)

$$A_{2,s}(x, y, z) = \frac{a}{2} \sum_{l=1}^{\infty} \left[\cos(ky_l y) \frac{\sin(ky_l b)}{ky_l k_{0,l}} (A_{s,0,l} e^{k_{0,l} z} + B_{s,0,l} e^{-k_{0,l} z}) \right], \tag{6}$$

$$A_{3,s}(x,y,z) = \frac{b}{2} \sum_{j=1}^{\infty} \left[\cos(kx_j x) \frac{\sin(kx_j a)}{kx_j k_{j,0}} (A_{s,j,0} e^{k_{j,0} z} + B_{s,j,0} e^{-k_{j,0} z}) \right], \tag{7}$$

$$\begin{pmatrix} A_{j,l} \\ B_{j,l} \end{pmatrix}_{s} = \frac{\begin{pmatrix} e^{-2k_{j,l}z_{s}} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \prod_{m=s}^{N-2} W_{m} Q_{m,j,l} W_{N-1} \begin{pmatrix} -e^{2k_{j,l}(z_{N-1}-z_{N})} \\ 1 \end{pmatrix}}{(-1 & 1) \begin{pmatrix} e^{-2k_{j,l}z_{1}} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \prod_{m=1}^{N-2} W_{m} Q_{m,j,l} W_{N-1} \begin{pmatrix} -e^{2k_{j,l}(z_{N-1}-z_{N})} \\ 1 \end{pmatrix}},$$
(8)

$$W_{s} = \begin{pmatrix} \lambda_{s} + \lambda_{s+1} & \lambda_{s} - \lambda_{s+1} \\ \lambda_{s} - \lambda_{s+1} & \lambda_{s} + \lambda_{s+1} \end{pmatrix}; \quad Q_{s,j,l} = \begin{pmatrix} e^{2k_{j,l}(z_{s} - z_{s+1})} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}; \quad kx_{j} = \frac{\pi j}{A}; \quad ky_{l} = \frac{\pi l}{B}; \quad k_{j,l} = \sqrt{kx_{j}^{2} + ky_{l}^{2}}.$$
(9)

Были проведены расчеты для мощного GaAs CBЧ-транзистора, выпускаемого на ΦГУП «НПП «Исток» и имеющего 96 одинаковых ячеек с периодом 14 мкм и толщину кристалла GaAs 30 мкм. Размеры области тепловыделения — 70×0,5 мкм, мощность — 0,08 Вт на ячейку. В аналитическом рассмотрении теплопроводность GaAs была принята равной 30 Вт/(м·К). На рис. 3 показаны температурные распределения в кристалле транзистора. Для сравнения показаны результаты численного моделирования (см. разд. 4).

Видно хорошее совпадение результатов, полученных с помощью численного моделирования и аналитических расчетов. Кроме того, видно, что основное падение температуры происходит в толще арсенида галлия, а нижележащие слои мало влияют на температуру поверхности кристалла.



Показаны результаты аналитического расчета и численного моделирования для различных толщин кристалла *d*, в предположении постоянной теплопроводности:

a — перпендикулярно «пальцу» затвора; δ — вдоль «пальца» затвора; s — в глубь транзистора

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 3(510), 2011

3. АНАЛИТИЧЕСКОЕ РАССМОТРЕНИЕ НЕСТАЦИОНАРНОГО ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА

Для анализа нестационарного температурного распределения в транзисторе, работающем в импульсном режиме, рассмотрим модель, аналогичную модели для стационарного теплового режима, однако имеющую только один слой. Решим систему уравнений и граничных условий [2]:

$$\begin{cases} c\rho T_t(x, y, z, t) = k\Delta T(x, y, z, t), & x \in (0, A), y \in (0, B), z \in (0, z_N), t > 0, \\ T(x, y, z, 0) = 0, \\ \frac{\partial T}{\partial x}\Big|_{x=0} = \frac{\partial T}{\partial x}\Big|_{x=A} = 0, & \frac{\partial T}{\partial y}\Big|_{y=0} = \frac{\partial T}{\partial y}\Big|_{y=B} = 0, \\ T(x, y, z_N, t) = 0, & \frac{\partial T(x, y, 0, t)}{\partial z} = P(x, y), \quad t \ge 0. \end{cases}$$
(10)

Здесь обозначения те же, что и в стационарном случае.

Решение ищем в виде суммы решения стационарной задачи W(x, y, z) и дополнительного слагаемого:

$$T(x, y, z, t) = V(x, y, z, t) + W(x, y, z).$$
(11)

Решение для W(x, y, z):

$$W(x, y, z) = \frac{P_{0}ab(z_{N} - z)}{kAB} + T_{0} + \frac{4P_{0}}{k\pi^{2}}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{\sin\frac{\pi na}{A}\sin\frac{\pi mb}{B}\cos\frac{\pi nx}{A}\cos\frac{\pi my}{B}}{nm\sqrt{(\frac{\pi n}{A})^{2} + (\frac{\pi m}{B})^{2}}} - \frac{sh\sqrt{(\frac{\pi n}{A})^{2} + (\frac{\pi m}{B})^{2}}(z_{N} - z)}{ch\sqrt{(\frac{\pi n}{A})^{2} + (\frac{\pi m}{B})^{2}}z_{N}} + \frac{2P_{0}bA}{kB}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{sin\frac{\pi na}{A}\cos\frac{\pi nx}{A}sh\frac{\pi n(z_{N} - z)}{A}}{n^{2}ch\frac{\pi nz_{N}}{A}} + \frac{2P_{1}aB}{kA}\sum_{m=1}^{\infty}\frac{sin\frac{\pi mb}{B}\cos\frac{\pi my}{B}sh\frac{\pi m(z_{N} - z)}{B}}{m^{2}ch\frac{\pi mz_{N}}{B}}.$$
 (12)

Решение для функции V(x, y, z, t) можно представить в виде разложения:

$$V(x, y, z, t) = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \varphi_{nmk} e^{-\frac{k}{c\rho} \lambda_{nmk} t} v_{nmk}(x, y, z),$$
(13)

где $\{v_{nmk}(x, y, z)\}_1^{\infty}$ и $\{\lambda_{nmk}\}_1^{\infty}$ – собственные функции и собственные значения соответствующей задачи Штурма-Лиувилля для оператора Лапласа;

$$\begin{split} \varphi_{nmk} &= \frac{1}{\|v_{nmk}\|^2} \int_{0}^{A} \int_{0}^{B} \int_{0}^{z_N} -W(x, y, z) v_{nmk}(x, y, z) dz dy dx, \\ v_{nmk}(x, y, z) &= \cos \frac{\pi n x}{A} \cos \frac{\pi m y}{B} \cos \frac{\pi (k + \frac{1}{2}) z}{z_N}, \\ \lambda_{nmk} &= (\frac{\pi n}{A})^2 + (\frac{\pi m}{B})^2 + [\frac{\pi}{z_N} (k + \frac{1}{2})]^2, \\ \|v_{nmk}\|^2 &= \frac{AB z_N}{8} (1 + \delta_{0n}) (1 + \delta_{0m}). \end{split}$$
(14)

Таким образом, выполнен численный анализ и аналитическое рассмотрение по формулам для транзистора с геометрией, описанной в разд. 2. Зависимость от времени температуры самой горячей точки затвора показана на рис. 4. Очевидно хорошее совпадение результатов, полученных с помощью численного моделирования и аналитических расчетов.



Рис. 4. Временные зависимости температуры самой горячей точки кристалла (геометрический центр затвора) при различной толщине кристалла *d*

Видно, что существенный нагрев (до 100 °C) происходит уже на первых микросекундах. На интервале от 0 до 30 мкс, когда прогревается окрестность области тепловыделения, временные зависимости для обеих толщин совпадают. Затем, когда ближайшая к затвору область полупроводника размером 30 мкм прогреется, в тонкой пластине начинается отвод тепла через нижнюю грань, что приводит к ограничению температуры лицевой стороны на уровне 140 °C и наступлению стационарного режима. В толстом кристалле прогрев толщи материала продолжается еще более 200 мкс (в меру большей теплоемкости области элементарной ячейки). При этом температура лицевой стороны достигает 200 °C. Отсюда можно заключить, что при импульсных измерениях транзисторов и МИС на пластине при длительности импульса менее 30 мкс отсутствие теплоотвода не сказывается и, хотя нагрев заметен, температура пластины остается в рамках допустимого диапазона.

Типичные распределения температуры для момента времени 80 мкс после начала импульса при толщине пластины 30 и 100 мкм показаны на рис. 5.



Рис. 5. Зависимости температуры кристалла для момента времени 80 мкс от координат. Показаны результаты аналитического расчета и численного моделирования при различной толщине кристалла *d*, в предположении постоянной теплопроводности или заданной реальной зависимостью от температуры:

а – перпендикулярно «пальцу» затвора; *б* – вдоль «пальца» затвора; *в* – в глубь кристалла транзистора

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 3(510), 2011

4. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Наряду с аналитическим рассмотрением, нами проведен также численный анализ методом конечных элементов. На рис. 6 показана рассмотренная модель мощного транзистора, расположенного на медном основании с пьедесталом. Как и в аналитическом рассмотрении, моделировалась только четверть элементарной ячейки (рис. 7).



Рис. 6. Модель транзистора традиционной конструкции, расположенного на металлическом теплоотводе с пьедесталом



Рис. 7. Область, использованная при численном моделировании, – четверть элементарной ячейки транзистора

Задавались те же мощность и конфигурация области тепловыделения, геометрия системы и температура нижней грани, что и при аналитическом расчете. Теплопроводность арсенида галлия задавали константой k = 30 Вт/(м⁻K).

Результаты моделирования показаны на рис. 3. Видно, что при рассмотренных значениях параметров и толщине кристалла 30 мкм температура самой горячей точки достигает 171 °C, что близко к предельно допустимой. При большей толщине (например, 100 мкм) температура выходит далеко за допустимый уровень. В то же время толщина кристалла транзистора 30 мкм чрезвычайно неудобна технологически: кристалл хрупок, деформируется при пайке.

Таким образом, очевидно, что у традиционной конструкции мощного транзистора есть существенные недостатки:

1. Низкая технологичность, вследствие маленькой (30 мкм) толщины кристалла.

2. Перепад температуры вдоль «пальца» составляет около 50 °C, что понижает его электрические характеристики и надежность. Примерно такой же величины достигает и перепад температуры между затвором и стоком.

3. При увеличении толщины (например, до 100 мкм) и неизменном периоде структуры температура достигает 234 °C. Этого можно избежать увеличением периода (а значит, и габаритов кристалла), что уменьшает съём годных кристаллов с пластины.

4. Температура рабочей области транзистора оказывается довольно высокой (171 °C), так как все тепло отводится через кристалл GaAs с низкой теплопроводностью* (~30 Bt/(м·K)), т. е. основное тепловое сопротивление находится в арсениде галлия. Остальные части структуры (золото, припой, основание) дают относительно небольшой вклад в тепловое сопротивление транзистора. Тепловое сопротивление традиционной конструкции транзистора составляет 19,5 K/Bt.

5. НОВАЯ КОНСТРУКЦИЯ ТРАНЗИСТОРА И МОНТАЖ МЕТОДОМ «FLIP-CHIP»

Предлагаем новый вариант конструкции транзистора и технологию монтажа кристалла методом «flip-chip», направленные на устранение указанных недостатков. В этой конструкции тепло отводится от кристалла с лицевой поверхности через высокие золотые столбики, выращенные на площадках истоков. Кристалл лицевой стороной при помощи теплопроводящего клея монтируют на медное основание. Проводники затвора и стока выводят на обратную сторону кристалла через металлизированные отверстия, выполненные по обычной технологии. Последовательность этапов изготовления транзистора показана на рис. 8. В процессе изготовления применяется полиимид в качестве материала, задающего форму гальванически выращиваемому золоту. При этом используются его светочувствительные и планаризующие свойства.

При этом поток тепла проходит не через кристалл, а по короткому пути, через толстые электроды истоков на лицевой стороне, являющиеся эффективными теплоотводами. Поэтому нет необходимости делать кристалл тонким. Возможность использовать кристаллы GaAs толщиной 100...500 мкм резко повышает технологичность конструкции транзистора. На рис. 9 показаны три способа монтажа кристалла (традиционный, обычный «flipchip» и предлагаемый «flip-chip»).

^{*}Для сравнения: теплопроводность меди – около 390 Вт/(м К),



Рис. 8. Последовательность изготовления транзистора с технологией «flip-chip»: $a - \cos (2\pi)$ создание стандартной топологии транзистора на толстой пластине GaAs; δ – нанесение слоя полиимида поверх; e – экспонирование и травление окон в полиимиде над истоками и сильноточными проводниками; e – заполнение полученных отверстий гальваническим золотом; ∂ – нанесение второго слоя полиимида; e – травление окна в области теплоотвода; m – заполнение окна в области теплоотвода гальваническим золотом, травление отверстий с обратной стороны к контактам стоков и затворов и заполнение отверстий золотом; 3 – напыление экрана; u – посадка на пьедестал методом «flip-chip» и разварка проволочек

На рис. 10 показана модель для численного анализа новой конструкции транзистора, изготовленного методом «flip-chip». Она представляет собой половину элементарной ячей-ки транзистора.



Рис. 9. Сравнение традиционного варианта монтажа кристалла (*a*), обычного «flip-chip» (*б*) и нового варианта «flip-chip» (*в*): *1* – площадки истоков; *2* – выводы затвора; *3* – выводы стока; *4* – поликор; *5* – теплопроводящий клей; *6* – отверстия; 7 – полиимид; *8* – GaAs

Результаты моделирования традиционной и новой конструкций (при одинаковых размерах области тепловыделения, мощности тепловыделения и температуре основания) показаны на рис. 11.

За счет кардинального изменения схемы теплоотвода существенно снизилось тепловое сопротивление транзистора, как следствие, понизилась максимальная температура рабочей области и сглажен перепад температуры в рабочей области. Пользуясь запасом по тепловому сопротивлению, при необходимости можно уменьшить расстояние между «пальцами» (а значит, и габариты транзистора).

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Основной вклад в тепловое сопротивление арсенидгаллиевого транзистора вносит подложка GaAs. Влияние материала основания и припоя (клея) оказывается существенно меньшим, поэтому совершенствование теплоотвода под кристаллом не имеет большого значения.



Рис. 10. Половина элементарной ячейки предлагаемого транзистора «flip-chip». Кристалл GaAs находится внизу, а тепло отводится на медное основание сверху



Рис. 11. Зависимости температуры кристалла от координат (d = 30 мкм)

2. Результаты аналитического рассмотрения традиционной конструкции транзистора хорошо совпадают с данными численного моделирования при фиксированной теплопроводности арсенида галлия, что говорит об адекватности аналитической модели.

3. Тепловое сопротивление новой конструкции составляет 8 К/Вт, что в 2,5 раза ниже, чем в традиционной схеме (19,5 К/Вт). Особенно важно это для транзисторов на GaN, которые создаются на сапфировой подложке с очень низкой теплопроводностью. Новая конструкция позволяет реализовать высокий потенциал транзисторов на GaN по средней мощности.

4. В новой конструкции перепад температуры по затвору составляет около 15 град, что гораздо меньше, чем в традиционной конструкции (около 60 град). Таким образом, различные части транзистора работают при близкой температуре, что повышает качество суммирования их сигналов, а значит, усиление транзистора.

5. Из рис. 3 видно, что при данной плотности упаковки «пальцев» увеличение толщины кристалла с 30 до 100 мкм приводит к повышению температуры со 171 до 235 °C. Таким образом, плотная упаковка «пальцев» с шагом 14 мкм, связанная со стремлением уменьшить габаритные размеры чипа транзистора, диктует необходимость малой толщины кристалла. Кристаллы толщиной 30 мкм обладают низкой технологичностью: очень хрупки и деформируются при пайке. Новая конструкция транзистора позволяет использовать толстый кристалл (100...400 мкм), что резко повышает его технологичность. При этом заметно снижается максимальная температура кристалла (до 80 °C).

6. В новой конструкции, пользуясь запасом по тепловому сопротивлению, можно уменьшить расстояние между «пальцами» (а значит, и размер транзистора) и увеличить удельную мощность транзистора без критического увеличения температуры.

7. Рассмотренная конструкция обеспечивает низкие индуктивность и сопротивление заземления.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Боголюбов А. Н., Кравцов В. В.* Задачи по математической физике. – Изд-во Московского университета, 1998. – С. 90–95.

2. *Боголюбов А. Н., Кравцов В. В.* Задачи по математической физике. – Изд-во Московского университета, 1998. – С. 157–169.

Статья поступила 3 мая 2011 г.

УДК 621.382.3

О ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ ЭФФЕКТИВНОГО ТЕПЛООТВОДА ДЛЯ МОЩНОГО СВЧ-ТРАНЗИСТОРА С ПОМОЩЬЮ СТРУКТУРЫ СО СТОП-СЛОЕМ

А. А. Воробьев, А. В. Галдецкий

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Предложена новая конструкция транзистора. Проведено численное моделирование теплового режима традиционной и новой конструкций транзистора и показана эффективность предлагаемой конструкции.

КС: теплоотводящий колодец, транзистор

A new transistor design is suggested. A numerical simulation of the thermal modes for traditional and new transistor designs was conducted and the efficiency of the suggested design is shown.

Keywords: heat sinking well, transistor

1. ВВЕДЕНИЕ

Одним из основных механизмов ограничения СВЧ-мощности полупроводниковых приборов на основе GaAs является их большое тепловое сопротивление. Основной вклад в сопротивление дает подложка GaAs из-за плохой теплопроводности [1]. Температура активной области растет при увеличении толщины подложки и уменьшении расстояния между «пальцами» транзистора. В применяемых в настоящее время конструкциях транзисторов часто используют плотную упаковку «пальцев» (что необходимо для уменьшения габаритов кристалла и увеличения съёма годных с пластины), изза чего приходится утонять кристалл до 25...30 мкм, а для сохранения механической прочности – наращивать снизу толстый слой золота (около 30 мкм) (рис. 1). Но даже в этом случае 3...4-ваттный кристалл имеет размер 1,5×0,5 мм.



Рис. 1. Используемая конструкция транзистора

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 3(510), 2011

2. НЕДОСТАТКИ ТРАДИЦИОННОЙ КОНСТРУКЦИИ ТРАНЗИСТОРА

Тонкий (30 мкм) кристалл имеет целый ряд недостатков:

- из-за малой толщины он нередко ломается при монтаже;

 разделять кристаллы приходится химическим травлением, а не стандартным разрезанием. При этом на краях образуется облой, который создает разброс размеров и затрудняет автоматизированный монтаж кристаллов в корпус;

 после химического разделения теряется информация, полученная при автоматизированной разбраковке кристаллов на пластине. Поэтому приходится полагаться на очень трудоемкий ручной отбор транзисторов;

 при пайке такой «биметаллический» кристалл толщиной 30+30 мкм сильно изгибается, что затрудняет монтаж, особенно если монтируется несколько кристаллов в один корпус.

Указанные недостатки еще более усугубляются при разработке МИС повышенной мощности (10 Вт и выше). С кристаллом размером 3...5 мм и толщиной 30 мкм практически невозможно работать. Поэтому обычно используют пластины толщиной 100 мкм и разреженное расположение «пальцев», что резко увеличивает габаритные размеры и стоимость кристалла.

3. ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ ПРОЦЕСС ИЗГОТОВЛЕНИЯ ПРЕДЛАГАЕМОГО ТРАНЗИСТОРА

Предлагаемая в данной статье конструкция базируется на новой полупроводниковой структуре, отличающейся от стандартной наличием толстого буфера (10 мкм), дополнительного стоп-слоя и *n*⁺-слоя под ним (рис. 2).



Рис. 2. Нанесение резистной маски

Технология дальнейшей размерной обработки в основном совпадает со стандартной. Вначале реализуется практически весь обычный технологический процесс по созданию



Рис. 3. Травление отверстий до *n*⁺-слоя

собственно топологии транзистора. Добавляются несколько завершающих операций. Лицевая сторона транзистора покрывается резистом, в котором вскрываются окна на месте будущих отверстий заземления (см. рис. 2).

Далее травятся углубления до *n*⁺-слоя для площадок заземления (рис. 3).

О возможности создания эффективного теплоотвода для мощного СВЧ-транзистора с помощью структуры

Удаляется резист, после чего формируется маска для нанесения заземляющих проводников и площадок (рис. 4). При этом площадки заземления на лицевой стороне электрически соединены с технологической сеткой, проходящей по границам чипов.

Затем напыляется золото и повторно «взрывается» резист (рис. 5 и 6).

На обратную сторону наносится резист и вскрываются окна для последующего травления (рис. 7).

Далее под всей активной областью (мезой) и площадками заземления транзистора травится отверстие до стоп-слоя (рис. 8).

После этого через ту же маску напыляется золото. Образуется контакт слоя золота внутри колодца с площадками заземления истоков (рис. 9).

Затем «взрывается» резист и колодец гальванически заполняется золотом с помощью токоподводящей технологической сетки на лицевой стороне (рис. 10).

На обратную сторону наносится тонкий слой золота и пластину отправляют на резку (рис. 11).

4. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ТРАДИЦИОННОЙ И НОВОЙ КОНСТРУКЦИЙ ТРАНЗИСТОРА

Было проведено численное моделирование транзистора предлагаемой конструкции (пластина толщиной 100 мкм) и двух вариантов конструкций, выполненных по стандартной технологии (пластина толщиной 100 мкм и пластина толщиной 30+30 мкм). Предполагалось, что кристаллы находятся на медном основании толщиной 500 мкм, нижняя грань которого имеет температуру 300 К. Длина «пальца» затвора — 70 мкм, расстояние между пальцами — 14 мкм. В силу симметрии моделировалась четверть элементарной ячейки транзистора размерами 7×250 мкм с областью тепловыделения 0,1×35 мкм [1, 2]. Мощность теп-





Рис. 9. Напыление золота на обратную сторону пластины



ловыделения принималась равной 0,08 Вт на 1 «палец» затвора, то есть 0,02 Вт на моделируемую четверть элементарной ячейки транзистора. Результаты моделирования представлены на рис. 12...14. Распределения температуры в глубь транзисторов показаны только до глубины 150 мкм, так как на участке от 150 мкм до самого конца медного основания температуры для всех трех моделируемых транзисторов выравниваются.





Рис. 14. Распределения температуры в глубь транзистора

Как видно из рисунков, температура активной области (под затвором) в гипотетическом кристалле толщиной 100 мкм достигает 236 °C, в используемой конструкции с кристаллом толщиной 30 мкм – 158 °C, а в новой конструкции толщиной 100 мкм – всего лишь 120 °C.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Из полученных после моделирования результатов можно сделать следующие выводы.

1. В новой конструкции толщиной 100 мкм (при использовании буфера толщиной 10 мкм) тепловое сопротивление транзистора снижается на 30 % по сравнению с традиционной конструкцией толщиной 30 мкам. При меньшей толщине буфера возможно дальнейшее снижение теплового сопротивления кристалла транзистора. Это дает возможность уменьшать линейные размеры транзистора, а значит, увеличивать выход годных транзисторов с пластины, снижая тем самым стоимость изготовления одного чипа.

2. Транзистор с толщиной кристалла 100 мкм (вместо используемых ранее 30 мкм) оказывается достаточно прочным и не деформируется при пайке.

3. Новая конструкция требует минимума изменений в технологии. При этом пластину толщиной 100 мкм можно разделять на кристаллы резкой, а не химическим травлением, что гораздо технологичнее. Кроме того, сохраняется информация от зондовых измерений на пластине и возможна автоматизированная отбраковка транзисторов.

4. Данный подход можно использовать и при создании мощных GaAs MИC, а также (при подборе соответствующего стоп-слоя и травителя) для приборов на GaN с сапфировой подложкой, которая в еще большей степени ограничивает выходную мощность прибора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Воробьев А.А., Воробьева Е.В., Галдецкий А.В. Моделирование теплового режима мощных транзисторов и МИС и новый метод монтажа кристаллов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2011. – Вып. 3(510). – С. 42–54.

2. Воробьев А.А., Галдецкий А.В., Ипполитов В.М. Моделирование теплового режима мощных транзисторов и МИС и новый метод монтажа кристаллов //Материалы 17-й конференции КрыМиКо. – 2007. – С. 67.

Статья поступила 3 мая 2011 г.

УДК 621.372.4

ФАЗОВРАЩАТЕЛЬ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН НА ДВУХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ВАРАКТОРАХ

В. М. Буторин

Юго-западный государственный университет, г. Курск

Построена математическая модель волноводного фазовращателя мм-диапазона с двумя полупроводниковыми варакторами, включенными последовательно по СВЧ-цепи. Использовался принцип декомпозиции сложной электродинамической системы фазовращателя на отдельные базовые элементы. Для расчета параметров эквивалентных схем этих элементов численно решались проекционными методами трехмерные и двумерные векторные краевые задачи. Синтезирована общая эквивалентная схема быстродействующего фазовращателя, которая позволила рассчитывать матрицу рассеяния данного устройства. Исследована зависимость выходных параметров фазовращателя от его геометрических и электрических параметров.

КС: <u>прямоугольный волновод, фазовращатель, мм-диапазон, полупроводниковый варактор, экви-</u> валентная схема, проекционный метод, краевая задача, матрица рассеяния, паразитная <u>амплитудная модуляция</u>

A mathematical model of mm-range phase shifter with two semiconductor varactors included serially into microwave circuit is constructed. The principle of decomposition of a complex phase shifter electrodynamics system on separate base elements is used. For calculating the parameters of equivalent circuits of these elements two-dimensional and three-dimensional vector boundary problems were numerically solved by projective methods. The general equivalent circuit of a high-speed phase shifter was synthesized which allowed to calculate the scattering matrix of the given device. The dependence of the phase shifter output parameters on its geometrical and electric parameters is investigated.

Keywords: <u>rectangular waveguide</u>, <u>phase shifter</u>, <u>millimiter range</u>, <u>semiconductor varactor</u>, <u>equivalent circuit</u>, <u>projective method</u>, <u>boundary problem</u>, <u>scattering matrix</u>, <u>incidental amplitude modulation</u> (IAM)

1. В В Е Д Е Н И Е

В системах радиолокации, наведения и космической связи широко используются фазированные антенные решетки (ФАР) [1–3]. Особенно перспективными являются ФАР мм-диапазона длин волн, которые при своих небольших габаритах и массе обеспечивают большие разрешающую способность и скорость электронного сканирования. При создании малогабаритных быстродействующих ФАР мм-диапазона необходимы электронные фазовращатели с минимальным значением паразитной амплитудной модуляции (ПАМ). В качестве управляющих элементов таких фазовращателей обычно применяются быстродействующие варакторные диоды, у которых высота полупроводниковых слоев, создающих p–n-переход, составляет всего несколько микрон. Поэтому возникает проблема включения такого диода в прямоугольный волновод при обеспечении согласования комплексного сопротивления варактора (как при прямом, так и при обратном управляющем напряжении) с волновым сопротивлением волновода. В традиционной конструкции волноводного фазовращателя используется дискоштыревая согласующая структура с одним полупроводниковым варактором. В настоящей работе рассматривается конструкция, в которой согласующая дискоштыревая структура позволяет включить в волновод последовательно по СВЧ-цепи одновременно два полупроводниковых варактора, что обеспечивает более широкую полосу рабочих частот по сравнению с традиционной конструкцией.

На основе метода цилиндрических волн будут рассчитаны параметры эквивалентных схем отдельных узлов рассматриваемой конструкции, а затем проведен синтез общей эквивалентной схемы всего устройства. Построенные эквивалентные схемы позволят провести расчеты и исследования зависимости параметров фазовращателя от его геометрических размеров и электрических параметров полупроводникового варактора.

2. РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ

2.1. Фазовращатель с двумя варакторами, включенными в волновод последовательно по СВЧ-цепи

На рис. 1 представлен волноводный фазовращатель на основе двух полупроводниковых СВЧ-варакторов. В состав конструкции фазовращателя входят два соосных металлических теплоотводящих штыря с одинаковыми радиусами b и высотами h_1 и h_2 соответственно. Между штырями расположен согласующий диск радиусом a и толщиной q. В центре между диском и штырями располагаются два корпусированных СВЧ-варактора. На входе волновода, на расстоянии f от центра согласующей дискоштыревой структуры, имеется поглощающая пластина, играющая роль переменной активной нагрузки, которая используется для уменьшения ПАМ. Второй конец волновода нагружен на короткозамыкающий поршень (КЗ-поршень) на расстоянии g от центра согласующей структуры.



Рис. 1. Волноводный фазовращатель на двух полупроводниковых СВЧ-варакторах

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 3(510), 2011

Появление ПАМ в подобных конструкциях связано с тем, что при прямом напряжении смещения на варакторе имеются потери падающей СВЧ-энергии на самих полупроводниковых диодах, в результате отражение падающей волны от фазовращателя происходит также с потерями. При обратном напряжении смещения на варакторе падающая электромагнитная волна отражается от фазовращателя практически без потерь.

Полупроводниковый СВЧ-варактор представлен на рис. 2. Это традиционная конструкция корпусированного СВЧ-диода, которая состоит из диэлектрической втулки, крышки корпуса, конусного контакта. Между конусным контактом и интегральным теплоотводом расположен сам полупроводниковый диод.



Рис. 2. СВЧ-варактор в корпусе: 1 – крышка корпуса; 2 – диэлектрическая втулка; 3 – конусный контакт; 4 – варикап; 5 – интегральный теплоотвод; 6 – штифт теплоотвода

Выделим в конструкции фазовращателя отдельные узлы, электродинамические свойства которых будем описывать с помощью эквивалентных схем. Такой подход позволяет использовать традиционную теорию цепей при расчетах и исследовании характеристик фазовращателя. При этом параметры эквивалентных схем должны быть рассчитаны элекродинамическими методами, чтобы обеспечивать необходимую точность теоретических результатов.

Рассматриваемую конструкцию фазовращателя можно разделить на следующие электродинамические узлы: два соосных металлических штыря с диском конечной толщины между ними в прямоугольном волноводе; КЗ-поршень с заданным КСВН; поглощающая пластина с заданной переменной активной нагрузкой; корпус СВЧ-варактора и сам варактор с заданными сопротивлениями при прямом и обратном смещениях. Корпус СВЧ-варактора также разделим на отдельные узлы: металлический штырь радиусом r_1 , высотой t в радиальной линии и высотой $h = d - h_1 - h_2 - q$; диэлектрическая втулка высотой h - t в радиальной линии; интегральный теплоотвод в виде металлического штыря той же высоты в радиальной линии; конусный контактный элемент и полупроводниковый варактор.

Для расчета эквивалентной схемы двух соосных металлических штырей с диском конечной толщины между ними в прямоугольном волноводе [4] был использован метод цилиндрических волн [5, 6].

2.2. Определение коэффициентов трансформации цилиндрических волн радиальной линии на двух соосных металлических штырях с диском конечной толщины между ними

Вначале методом Трефтца были решены двумерные краевые задачи о трансформации цилиндрических волн, в том числе и реактивных, на двух соосных металлических штырях с диском конечной толщины между ними в центре радиальной линии той же высоты, что и прямоугольный волновод.

В радиальной линии вне дискоштыревой структуры вертикальные компоненты электромагнитного поля можно записать в виде:

$$E_{y}^{I} = X_{ms}\chi_{m}(k_{s}r)\cos\frac{s\pi}{d}y + \sum_{n=0}^{\infty}X_{mns}\zeta_{m}(k_{n}r)\cos\frac{n\pi}{d}y,$$

$$H_{y}^{I} = Y_{ms}\chi_{m}(k_{s}r)\sin\frac{s\pi}{d}y + \sum_{n=1}^{\infty}Y_{mns}\zeta_{m}(k_{n}r)\sin\frac{n\pi}{d}y,$$
(1)

где

$$\chi_{m}(k_{s}r) = \begin{cases} \frac{J_{m}(k_{0}r)}{J_{m}(k_{0}a)}, & s = 0; \\ \frac{I_{m}(k_{s}r)}{I_{m}(k_{s}a)}, & s \neq 0; \end{cases} \qquad \zeta_{m}(k_{n}r) = \begin{cases} \frac{N_{m}(k_{0}r)}{N_{m}(k_{0}a)}, & n = 0; \\ \frac{K_{m}(k_{n}r)}{K_{m}(k_{n}a)}, & n \neq 0; \end{cases}$$
(2)
$$k_{0} = \omega\sqrt{\varepsilon_{0}\mu_{0}}, \qquad k_{s} = \sqrt{(s\pi/d)^{2} - k_{0}^{2}}, \end{cases}$$

 X_{ms}, Y_{ms} – амплитуды возбуждающих волн; X_{mns}, Y_{mns} – неизвестные амплитуды возбуждаемых волн; щ – круговая частота; ε_0 и M_0 – диэлектрическая и магнитная проницаемости свободного пространства; J_m, N_m, I_m, K_m – цилиндрические функции.

Аналогично можно записать и поля в остальных областях [4]. После удовлетворения граничным условиям на цилиндрической поверхности r = a и r = b была получена следующая система алгебраических уравнений:

$$\sum_{n=0}^{\infty} AE_{kn}^{ms} X_{msn} + AH_{kn}^{ms} Y_{msn} = C_k^{ms} X_{ms},$$

$$\sum_{n=0}^{\infty} BE_{kn}^{ms} X_{msn} + BH_{kn}^{ms} Y_{msn} = D_k^{ms} Y_{ms},$$
(3)

где AE_{kn}^{ms} , AH_{kn}^{ms} , BE_{kn}^{ms} , BH_{kn}^{ms} , C_k^{ms} , D_k^{ms} – матричные коэффициенты; X_{msn} , Y_{msn} – неизвестные амплитуды возбуждаемых волн, которые связаны с коэффициентами трансформации цилиндрических волн следующими соотношениями:

$$X_{msn} = \begin{cases} XE_s^{mn}, & \\ XH_s^{mn}, & \\ XH_s^{mn}, & \\ \end{cases} Y_{msn} = \begin{cases} YE_s^{mn}, & X_{ms} = 1, & Y_{ms} = 0; \\ YH_s^{mn}, & X_{ms} = 0, & \\ Y_{ms} = 1. \end{cases}$$
(4)

Здесь XE_s^{mn} – коэффициент трансформации цилиндрической волны *E*-поляризации, имеющей *m* вариаций по азимуту и *s* вариаций по высоте, в *E*-поляризованную волну, имеющую *m* вариаций по азимуту и *n* вариаций по высоте; YE_s^{mn} – коэффициент трансформации цилиндрической волны *E*-поляризации, имеющей *m* вариаций по азимуту и *s* вариаций по высоте, в *H*-поляризованную волну, имеющую *m* вариаций по азимуту и *n* вариаций по высоте; XH_s^{mn} – коэффициенты трансформации волны *H*-поляризации волны *B*-поляризации волны.

Система (3) решалась численно методом Гаусса. Для численной устойчивости системы (3) использовалось правило Митры, по которому количество вертикальных гармоник полей в различных областях пропорционально вертикальному размеру этих областей.

В результате были вычислены коэффициенты трансформации *E*-поляризованных цилиндрических волн XE_s^{mn} , YE_s^{mn} и *H*-поляризованных волн на рассматриваемой структуре XH_s^{mn} , YH_s^{mn} , *s*-вариация возбуждающего поля по высоте радиальной линии, *n*-вариация возбужденного поля по высоте радиальной линии, *m*-вариация поля по азимуту.

2.3. Расчет параметров эквивалентной схемы двух соосных металлических штырей с диском конечной толщины между ними в прямоугольном волноводе

Далее эти коэффициенты были использованы при решении трехмерной волноводной задачи о рассеянии волн прямоугольного волновода на круговом цилиндре, на котором известны коэффициенты трансформации цилиндрических волн. Методом коллокаций была получена следующая система линейных алгебраических уравнений, аналогичная приведенной в [5]:

$$\sum_{m,s}^{I_{1},P} \left[T_{mp} \varphi_{mp}^{s}(\vec{r}_{i}) + P_{mp} \psi_{mp}^{s}(\vec{r}_{i}) \right] - \sum_{n=0}^{I_{1}} \left[A_{pn} \theta_{n}^{p}(\vec{r}_{i}) + B_{pn} \zeta_{n}^{p}(\vec{r}_{i}) \right] = \chi_{p}(\vec{r}_{i}), \quad i = 1, 2, ..., I_{1}, \quad p = 0, 1, ..., P,$$

$$\sum_{m,s}^{I_{2},P} \left[T_{mp} \varphi_{mp}^{s}(\vec{r}_{i}) + P_{mp} \psi_{mp}^{s}(\vec{r}_{i}) \right] = 0, \quad i = 1, 2, ..., I_{2}, \quad p = 0, 1, ..., P,$$
(5)

где T_{mp} , P_{mp} – неизвестные амплитуды цилиндрических волн; A_{pn} , B_{pn} – неизвестные амплитуды волноводных волн; $\varphi^s_{mp}(\vec{r_i}) \div \psi^s_{mp}(\vec{r_i})$, $\chi_p(\vec{r_i})$ – коэффициенты, определяемые с помощью уравнений Максвелла; $\vec{r_i}$ – координаты коллокационных точек.

Численное решение этой системы позволяет определить коэффициенты отражения R^+ и R^- основной волны $H_{_{01}}$ прямоугольного волновода для двух независимых задач: четной (знак плюс) и нечетной (знак минус), а также параметры z_1 и z_2 эквивалентной схемы

симметричного *T*-образного четырехполюсника, описывающего произвольную симметричную неоднородность в прямоугольном волноводе с помощью следующих соотношений:

$$z_1 = -\frac{\operatorname{Im} R^-}{1 - \operatorname{Re} R^-}, \qquad z_2 = -\frac{\operatorname{Im} R^+}{2(1 - \operatorname{Re} R^+)} - \frac{z_1}{2}.$$
 (6)

Для того чтобы определить параметры восьмиполюсной эквивалентной схемы двух соосных металлических штырей с диском конечной толщины между ними в прямоугольном волноводе (рис. 3), необходимо решить одну нечетную задачу и шесть четных задач с различными парами нагрузок $x_{\rm H1}^{(i)}$, $x_{\rm H2}^{(i)}$ (i = 1, 2, ..., 6), расположенных между диском радиусом *a* и металлическими штырями длиной соответственно $l_1 u l_2$, и вычислить одно значение z_1 и шесть значений $z_2^{(i)}$ (i = 1, 2, ..., 6). Интересующие нас параметры определяются из следующей системы уравнений:

$$\begin{aligned} x_{C} &= z_{1}; \\ x_{L} + \frac{(y_{H1}^{(i)} + y_{H2}^{(i)})x_{m}}{y_{H1}^{(i)} + y_{H2}^{(i)} + x_{m}} = z_{2}^{(i)}, \qquad i = 1, 2, ..., 6; \\ y_{H1}^{(i)} &= x_{1}x_{H1}^{(i)}m_{1}/(x_{1} + x_{H1}^{(i)}); \qquad y_{H2}^{(i)} = x_{2}x_{H2}^{(i)}m_{2}/(x_{2} + x_{H2}^{(i)}). \end{aligned}$$
(7)



Рис. 3. Эквивалентная схема дискоштыревой структуры в виде двух соосных металлических штырей с согласующим диском между ними в прямоугольном волноводе

В эквивалентной схеме (см. рис. 3) клеммы 1-1 и 2-2 соответствуют клеммам прямоугольного волновода и приведены к плоскости симметрии дискоштыревой структуры. Клеммы 3-3 и 4-4 соответствуют клеммам двух радиальных линий, образованных согласующим диском и верхними торцами металлических штырей, и приведены к цилиндрическим поверхностям r = b. Все параметры эквивалентной схемы $(x_c, x_L, x_m, x_1, x_2, m_1, m_2)$ нормированы на волновое сопротивление прямоугольного волновода: $z_{\rm H} = z_0 / \sqrt{1 - (\lambda / 2c)^2}$,

 $z_0 = \sqrt{\epsilon_0 / \mu_0}$, где ϵ_0 и M_0 – диэлектрическая и магнитная проницаемости свободного пространства; λ – длина волны в свободном пространстве; *с* – ширина прямоугольного волновода.

Исследование внутренней сходимости редуцированных систем линейных алгебраических уравнений, к которым сведено решение двумерных и трехмерной задач, показало, что численные результаты быстро стабилизируются с ростом количества учитываемых гармоник электромагнитного поля. Так, результаты решения двумерных задач стабилизируются в четвертой значащей цифре при учете порядка двадцати вертикальных гармоник, а численные результаты решения трехмерной задачи стабилизируются в третьем—четвертом знаке при учете двадцати азимутальных и трех вертикальных гармоник.

2.4. Эквивалентные схемы элементов фазовращателя

В конструкции корпусированного СВЧ-варактора, используемого в фазовращателе, используется тот же корпус в виде диэлектрической втулки с крышкой, что и рассмотренный в [7]. Эквивалентная схема корпуса содержит три реактивных сопротивления: x_u, x_v, x_w . Внутри корпуса (см. рис. 2) имеются интегральный теплоотвод и конусный контактный элемент. Для расчета параметров эквивалентной схемы интегрального теплоотвода (y_c, y_v, y_w) решались те же уравнения, что и для расчета эквивалентной схемы крышки корпуса, только с геометрическими размерами интегрального теплоотвода.

Расчет параметров x_k , y_k , z_k эквивалентной схемы конусного контактного элемента рассмотрен ранее в [7].

Эквивалентная схема СВЧ-варактора для прямого и обратного напряжений смещения представлена на рис. 4. При переходе от обратного смещения к прямому емкость варактора C стремится к бесконечности, а сопротивления R_{\perp} и R остаются практически неизменными.



Рис. 4. Эквивалентная схема СВЧ-варактора

КЗ-поршень с заданным КСВН, равным κ_{cb} , описывается комплексным сопротивлением, рассчитываемым по формуле [8]

$$z_{\rm K3} = \frac{1 - i\kappa_{\rm cB} tg(2\pi g/\lambda_{\rm B})}{\kappa_{\rm cB} - itg(2\pi g/\lambda_{\rm B})},\tag{8}$$

где *g* — расстояние от центра дискоштыревой структуры до КЗ-поршня; $\lambda_{\rm B} = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda / 2c)^2}$ — длина волны *H*₁₀ в прямоугольном волноводе; λ — длина волны в свободном пространстве; *c* — ширина прямоугольного волновода.

Эквивалентная схема поглощающей нагрузки представляет собой последовательное активное сопротивление r_n , расположенное в волноводе на расстоянии f от оси дискоштыревой структуры.

2.5. Исследование зависимости ПАМ фазовращателя от параметров СВЧ-варактора и поглощающей пластины

Синтезированная эквивалентная схема волноводного фазовращателя на наносекундном варакторе приведена на рис. 5. Эта эквивалентная схема позволяет рассчитать комплексный коэффициент отражения волны H_{10} на входе волноводного фазовращателя на базе двух корпусированных наносекундных CBЧ-варакторов при прямом и обратном смещениях на полупроводниковых диодах. Отметим, что данная схема является достаточно точной математической моделью, построенной на основе решения в строгой электродинамической постановке двумерных и трехмерных внутренних краевых задач электродинамики. Она позволяет рассчитывать и проводить оптимизацию рассматриваемого устройства в широком диапазоне изменения геометрических и электрических параметров.

В работе исследовался фазовращатель, в котором в качестве управляющих элементов использовались полупроводниковые варакторы со следующими электрическими характеристиками: при прямом смещении активное сопротивление $R_{+} = 1,5$ Ом, при обратном смещении активное сопротивление $R_{-} = 0,7$ Ом, емкость C = 0,06 пФ.

На рис. 6 приведены модули Г и фазы φ коэффициентов отражения волны H_{10} при прямом и обратном напряжениях смещения на варакторах в зависимости от активного сопротивления поглощающей нагрузки для различных расстояний до нагрузки при d/c = 0.5; $\lambda/c = 1.25$; a/c = 0.278; b/c = 0.33; $h_1/c = 0.125$; $h_2/c = 0.125$; q/c = 0.056; $r_1/c = 0.076$; $r_2/c = 0.035$; $r_d/c = 0.0055$; t/c = 0.0278; h/c = 0.0972; $h_d/c = 0.00275$. В качестве плоскости отсчета фазы φ комплексного коэффициента отражения волны H_{10} выбрана плоскость, проходящая через ось симметрии штырей.

Расстояние *g* до K3-поршня должно быть выбрано таким, чтобы обеспечить режим холостого хода на входе закороченного отрезка волновода, т. е. сопротивление $Z_{K3} = \infty$. Так как при заданных геометрических размерах, когда $g \approx (1/4)\lambda_{\rm B}$, K3-поршень практически будет касаться штырей, выбрано расстояние, большее на пол длины волны в волноводе ($g \approx (3/4)\lambda_{\rm B}$).

Исследование численных результатов показало, что при $f \approx \lambda_g / 2$ ПАМ фазовращателя имеет минимум для всех значений активного сопротивления поглощающей нагрузки. Это объясняется тем, что при прямом напряжении смещения на варакторе электродинамическая система создает режим холостого хода в плоскости дискоштыревой структуры, а при обратной напряжении смещения она создает режим короткого замыкания в той же плоскости. В результате в прямоугольном волноводе между входом и согласующей дискоштыревой структурой возникают режимы стоячей волны, отличающиеся не только значением коэффициента стоячей волны, но и, самое главное, взаимным противоположным расположением максимумов и минимумов электрического поля.

Таким образом, при прямом смещении на варакторе активная поглощающая нагрузка находится в минимуме электрического поля, а при обратном смещении — в максимуме электрического поля. Поэтому при обратном напряжении смещения из-за того, что поглощающая нагрузка находится в максимуме электрического поля, возникают потери па-







от активного сопротивления поглощающей нагрузки *r*_п при прямом (*a*) и обратном (*б*) смещениях

дающей волны при отражении от фазовращателя, а при прямом напряжении смещения поглощающая нагрузка находится в минимуме электрического поля и не вносит дополнительных потерь для падающей электромагнитной волны при отражении от фазовращателя.

Оптимальное значение активного сопротивления поглощающей нагрузки для варактора с заданными значениями сопротивлений $R_{+}=1,5$ Ом и $R_{-}=0,7$ Ом лежит в пределах примерно от 15 до 20 Ом. Такие значения легко достигаются одной из традиционных конструкций аттенюатора в виде тонкой поглощающей пластины или поглощающего штыря, введенных через отверстия посередине широкой стенки прямоугольного волновода.

Расчеты показали, что для уменьшения потерь в данной конструкции фазовращателя необходимо уменьшать прямое активное сопротивление на варакторе R_+ . На рис. 7 показано влияние этого сопротивления на модуль коэффициента отражения Γ (сплошная линия) волны H_{10} прямоугольного волновода от фазовращателя при активном сопротивлении поглощающей нагрузки, равном нулю.



Как следует из приведенных результатов, уменьшение прямого сопротивления полупроводникового диода в два раза приводит к уменьшению потерь CBЧ-энергии в рассматриваемом фазовращателе с 0,72 до 0,44 дБ (по мощности), немного меньше чем в два раза.

Преимущества рассматриваемой двухдиодной конструкции фазовращателя по сравнению с традиционной однодиодной конструкцией показывает зависимость модуля коэффициента отражения Γ (пунктирная линия) от активного сопротивления R_+ для однодиодной конструкции. Видно, что потери СВЧ-энергии в однодиодной конструкции более чем в два раза больше, чем в двухдиодной конструкции.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе в строгой электродинамической постановке произведен расчет волноводной конструкции фазовращателя мм-диапазона, в которой в качестве согласующего элемента используется дискоштыревая структура, позволяющая включить в волновод последовательно по СВЧ-цепи одновременно два корпусированных СВЧ-варактора мм-диапазона. Для решения данной задачи построена математическая модель фазовращателя, которая дала возможность создать программу для расчета и оптимизации как самого фазовращателя, так и отдельных его узлов. Программа состоит из отдельных независимых подпрограмм, каждая из которых имеет самостоятельное значение и может быть легко использована и в других программах. Время расчета одного варианта определяется задаваемой точностью вычислений и не превышает 1 с.

Результаты настоящей работы могут быть использованы при теоретических и экспериментальных исследованиях различных управляющих устройств на базе рассмотренных в данной работе электродинамических узлов. Примененный в данной работе метод декомпозиции сложной электродинамической системы на отдельные независимые элементы может быть полезным при создании строгих математических моделей широкого класса приборов твердотельной и вакуумной СВЧ-электроники.

ЛИТЕРАТУРА

1. Fitzsimmons G.W. Phase-array antenne // Microwave Journal. – January 1994. – Vol. 37, No 1. – P. 114–128.

2. *Воскресенский Д.И*. Проектирование фазированных антенных решеток. – М.: Изд-во радиотехника, 2003. – С. 632.

3. *Стрижков В.А.* Особенности поведения фазированных антенных решеток при широкополосном и сверхширокополосном сканировании // Антенны. – 2006. – № 6. – С. 3–16.

4. *Буторин В.М.* Эквивалентная схема двух соосных штырей с диском между ними в прямоугольном волноводе // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1991. – Т. 34, № 2. – С. 104–107.

5. *Буторин В.М., Фиалковский А.Т.* Теория резонансной структуры в виде диска, расположенного в прямоугольном волноводе между диэлектрической шайбой и вертикальным штырем // Радиотехника и электроника. — 1981. — Т. 26, № 11. — С. 2273—2281.

6. *Буторин В.М.* Решение краевых задач при помощи цилиндрических волн // Радиотехника и электроника. – 2000. – Т. 45, № 12. – С. 1414–1419.

7. *Буторин В.М., Брянцева Т.Г.* Комплекс программ расчета электродинамических узлов включения полупроводниковых диодов в волновод с учетом элементов корпуса // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1991. – Вып. 2. – С. 59–60.

8. Семенов Н.А. Техническая электродинамика. – М.: Связь, 1973. – С. 480.

Статья поступила 10 ноября 2010 г.

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

УДК 621.385

ЦЕЗИЕВАЯ АТОМНО-ЛУЧЕВАЯ ТРУБКА С ЛАЗЕРНОЙ НАКАЧКОЙ

Е. Н. Каневский, М. П. Лещенко, В. А. Мазеев, В. А. Мешков, А. В. Пименов, С. А. Плешанов, Л. А. Харченко, В. В. Чугунов

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Приведены экспериментальные данные и теоретические расчеты атомно-лучевой трубки (АЛТ) с оптической накачкой. Рассчитаны эффекты, возникающие из-за неоднородностей градиента магнитного поля в магнитном селекторе, на выходе из СВЧ-резонатора. Измерены спектры выходного сигнала АЛТ и его зависимость от входной мощности СВЧ-сигнала. Представлены данные о наработке трубки в течение 25 000 ч.

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

Experimental data and theoretical calculations of an atomic-beam tube (ABT) with optical pumping are given. The effects arising from heterogeneities of magnetic field gradient in magnetic selector at the output of microwave resonator were calculated. The spectra of ABT output signal and its dependence on microwave signal input power were measured. The information about nonfailure operating time during 25 000 hours is presented.

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

В настоящее время в составе системы ГЛОНАСС используют АЛТ с магнитными селекторами атомных состояний производства ФГУП «НПП «Исток» [1]. В 2007 году была разработана АЛТ с лазерной накачкой на входе в СВЧ-резонатор (далее – лазерная АЛТ), в которой первый селектирующий магнит заменен лазерной системой оптической накачки [2]. Отказ от одного магнитного селектора позволил повысить коэффициент использования атомного пучка, что привело к повышению параметра качества АЛТ и улучшению массогабаритных характеристик [2]. Однако при использовании оптической накачки появляются дополнительные требования к надежности систем температурной и частотной стабилизации лазера накачки.

В [3] представлены теоретические зависимости атомарного потока через площадку и профили интенсивности цезиевого пучка лазерной АЛТ на различных расстояниях от источника. В [4] приведены данные расчета многоканальных коллиматоров для АЛТ с лазерной накачкой и традиционных АЛТ с магнитными селекторами. В настоящей работе рассчитаны эффекты, возникающие из-за неоднородностей градиента поля в магнитном селекторе АЛТ. Использовался модифицированный код программы из [4].

Неоднородности градиента поля в магнитном селекторе. Магнитная селекция атомных состояний осуществляется в зазоре полюсных наконечников, где поддерживается пере-

менное магнитное поле с постоянным градиентом. Полюсный наконечник имеет специальную форму [5]. Это – два полуцилиндра, один из которых выпуклый, а второй – вогнутый, расположенные один внутри другого, между которыми концентрируется сильное магнитное поле. Входной пучок цезия ориентирован параллельно осям цилиндров. Однако даже в этом случае постоянный градиент поля существует не во всем зазоре между полуцилиндрами, а только в ограниченной области. Кроме того, магнитное поле выходит за пределы полюсных наконечников, например, в направлении по ходу пролета цезиевых атомов. Указанные поля называются полями рассеяния. В полях рассеяния происходят переходы Майораны [6], при которых для атомов цезия меняется значение квантового числа m_j , что резко ухудшает метрологические характеристики АЛТ. Необходимо стремиться к тому, чтобы поля рассеяния в пролетном пространстве изменялись по заданным законам. Другие эффекты, связанные с влиянием магнитных полей, описаны в [7].

При моделировании взаимодействия пучка с магнитным полем рассмотрим прямоугольную область, перпендикулярную входному пучку (плоскость *xy*), где градиент поля считается постоянным. Значение градиента поля меняется при изменении продольной координаты *z*. Кроме того, необходимо учесть поле рассеяния, которое присутствует за пределами полюсных наконечников. Для определения градиента поля используем выражение

$$\nabla H_0 = \frac{dH_0}{dy}(z) = \frac{B_0(z)}{r}.$$
(1)

Здесь B_0 – значение магнитного поля в зазоре; r – радиус внутреннего цилиндра. Зависимости магнитного поля $B_0(z)$ для случаев идеального полюсного наконечника (нет полей рассеяния) и реального полюсного наконечника (присутствует поле рассеяния) показаны на рис. 1. В идеальном случае (кривая *I*) магнитное поле равно 850 мТл, существует только внутри зазора 30 мм и не зависит от координаты *z*. При наличии полей рассеяния на краях зазора (кривая *2*) магнитное поле выходит за пределы полюсного наконечника и



Рис. 1. Магнитное поле в зазоре полюсного наконечника магнитного селектора при отсутствии (кривая *1*) и наличии (кривая *2*) полей рассеяния

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 3(510), 2011

сильно меняется на границах зазора. Теоретический расчет магнитного поля $B_0(z)$ был произведен специализированной программой, принципы построения которой заложены в [8, 9]. Экспериментально магнитное поле было промерено на эквивалентном макете полюсного наконечника. Наличие в зависимости $B_0(z)$ ступеньки справа связано с асимметрией конструкции магнитного селектора в лазерной АЛТ. Сила, действующая на атом цезия, вычислялась по формуле:

$$F = \mu_{\rm sobo} \nabla H_0, \tag{2}$$

где $M_{s\phi\phi}$ – эффективный магнитный момент атома цезия. В отличие от предыдущих версий программы [3, 4], при данном моделировании была учтена зависимость эффективного магнитного момента от квантового числа m_f [5]. Таким образом, моноскоростной входной пучок должен распадаться в магнитном селекторе на 16 составляющих. Поэтому при расчете атомарного потока был введен множитель 1/16 для двух лучей с m_f =0. Распространение других 14 составляющих в программе не учитывалось. Переходы Майораны в точке z = 70 мм также не учитывались в модели. Ускорение атома цезия в селекторе, соответствующее магнитному полю 850 мТл, составляет 1,81·10⁴ м/с². Это ускорение на порядок меньше, чем используемое в расчетах [3, 4]. Для повышения эффективности магнитной селекции необходимо увеличивать градиент поля. Известная зависимость $B_0(z)$ позволяет вычислить ускорение атома цезия в любой точке a(z).

При численном моделировании реальная зависимость ускорения от продольной координаты a(z) была заменена дискретной $a_i(z_i)$, где на расстоянии шага сетки Δz ускорение постоянное. Число точек должно быть достаточно большим, чтобы отразить резкое падение магнитного поля на границах полюсного наконечника. Был использован шаг сетки 0,5 мм. Координата y_N атома в точке с номером *N* вычислялась по формуле:

$$y_N = y_0 + v_{y_0} t_N \pm \frac{1}{2} \Delta t^2 (S_1 + 2S_2), \quad S_1 = \sum_{i=0}^{N-1} a_i, \quad S_2 = \sum_{i=0}^{N-2} (N - 2 - i) a_i, \quad (3)$$

где y_0 – начальная координата атома; v_{y0} – начальная скорость атома; t_N – время пролета до точки z_N ; Δt – время пролета между двумя соседними точками на расстоянии Δz друг от друга.

На рис. 2 показаны поперечные профили пучка при z = 340 мм. Это соответствует расстояниям 400 мм от источника и 310 мм от выхода магнитного селектора. Радиус выпуклого полюсного наконечника равен 1,75 мм, вогнутого – 2,2 мм, длина зазора – 30 мм. Расстояние от одноканального коллиматора до входа в магнитный селектор – 60 мм. Размеры коллиматора – 0,04×4 мм. Из коллиматора истекает пучок с широким диапазоном скоростей атомов: $v/\alpha \in [0,5]$ ($\alpha = \sqrt{2kT/M}$ – наиболее вероятная скорость распределения Максвелла [3]). Из рисунка видно, что вносимая полем рассеяния корректировка в максимальную интенсивность выходного пучка составляет порядка 4 %. Экспериментальные результаты показывают, что снижение атомарного потока намного больше и существенное влияние на работу АЛТ оказывают переходы Майораны, особенно если в пролетном пространстве существуют области, где магнитное поле меняет знак.

Зависимость выходного сигнала от мощности СВЧ. Зависимость выходного сигнала лазерной АЛТ от мощности СВЧ была опубликована в [3]. Здесь (рис. 3) приводятся новые экспериментальные данные, полученные для более широкого диапазона мощности СВЧ,



Рис. 2. Нормированные поперечные профили интенсивности пучка за магнитным селектором, на расстоянии 400 мм от коллиматора: *1* – в отсутствие полей рассеяния; *2* – при наличии полей рассеяния;



Рис. 3. Зависимости выходного сигнала АЛТ от входной мощности: *1, 2* – две различные лазерные АЛТ; ■ – экспериментальные данные [3]; *3, 4* – теоретический расчет для диапазонов скоростей атомов 1,2...2,78 и 1,08...2,78 соответственно; кривые нормированы так, что первый максимум соответствует 1 при мощности 100 мкВт

подаваемой в резонатор. Для двух образцов лазерных АЛТ были проведены измерения выходного сигнала в диапазоне мощностей 0...500 мкВт. Полученные экспериментальные кривые согласуются с измерениями [3], однако теоретические расчеты, представленные в указанном диапазоне СВЧ-мощностей, необходимо уточнить. В [3] первый минимум получался при мощности 250 мкВт, а на рис. 3 первый минимум находится при мощности 350 мкВт. Две теоретические кривые на рис. 3 хорошо аппроксимируют экспериментальные данные на начальном участке, до первого максимума сигнала, соответствующего мощности 100 мкВт. Дальнейшее несоответствие экспериментальных и теоретические кривых свидетельствует о неточностях, связанных с используемым теоретическим рас-

пределением атомов по скоростям, взятым из [3]. Можно рассчитать распределение атомов по скоростям из экспериментальных данных [10]. В настоящей работе такой подход не применялся. Для лазерной АЛТ наблюдался второй максимум сигнала при мощности СВЧ выше 500 мкВт. Положение максимума зависит от конкретного образца АЛТ, в частности от параметров настройки резонатора.

Измерения производились с использованием цифрового синтезатора с компьютерным управлением. Синтезатор обеспечивал перестройку частоты с шагом 1 Гц в области частот 9,2 ГГц и точную регулировку мощности вплоть до 1,5 мВт.

Спектры выходного сигнала АЛТ. При наличии слабого магнитного поля (поля «С») в области СВЧ-резонатора спектр выходного сигнала АЛТ представляет собой семь линий, соответствующих правилу отбора $\Delta m_f = 0$ и целым значениям квантового числа m_f в диапазоне -3...+3 [11, 12]. Амплитуда линий пропорциональна числу атомов на каждом зеемановском подуровне. На рис. 4 и 5 показаны экспериментальные спектры выходного сиг-



Рис. 4. Спектр сигнала лазерной АЛТ при оптимальном выборе поляризации накачки



при неоптимальной поляризации накачки
нала лазерной АЛТ при различной настройке системы оптической накачки пучка. Центральная линия соответствует нулевому значению квантового числа m_{j^3} т. е. частоте рабочего перехода. На рис. 4 амплитуда центральной линии большая. Это соответствует хорошей настройке параметров системы лазерной накачки (мощность, частота, сечение лазерного луча, поляризация). Рис. 5 представляет тот же самый спектр выходного сигнала АЛТ, но для случая неудачно выбранной поляризации лазерного излучения. Хорошо видна сильная деформация выходного спектра. Снижение сигнала на частоте рабочего перехода ведет к ухудшению точностных параметров АЛТ, а наличие боковых переходов, амплитуды которых могут сильно различаться, вызывает затягивание частоты. На рис. 6 представлены два спектра выходного сигнала АЛТ, снятых вблизи частоты рабочего перехода. Одна кривая соответствует случаю, когда слабое внешнее магнитное поле отсутствует, другая кривая — слабое магнитное поле включено. При выключенном магнитном поле наблюдается одна широкая линия в районе центральной частоты [6].



слабом магнитном поле подмагничивания

Наработка лазерной АЛТ в течение 25 000 ч. На рис. 7 представлены данные по наработке лазерной АЛТ в течение 25 000 ч. Температурный режим источника в течение времени наработки не менялся. Резкие изменения сигнала при наработке около 10 000 ч связаны с нарушением режима питания индикатора АЛТ. Отметим, что параметр качества [2], измеренный после длительной наработки, при оптимизации режимов лазерной накачки и индикаторного узла превышает 40. Без оптимизации режима АЛТ параметр качества падает ниже 40 при наработке более 18 000 ч. Это показано маркерами на рис. 7. Вместе с тем следует отметить заметное нарастание фонового сигнала на выходе АЛТ.





ЛИТЕРАТУРА

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

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

3. *Пименов А.В., Плешанов С.А.* Распространение цезиевого атомарного потока в атомно-лучевой трубке с оптической накачкой на входе в СВЧ-резонатор и магнитным селектором на выходе // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2010. – Вып. 4(507). – С. 16–23.

4. Пименов А.В., Плешанов С.А., Мешков В.А. Атомарные потоки в классических и лазерных цезиевых атомно-лучевых трубках // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2011. – Вып. 2(509). – С. 48-55.

5. Григорьянс В.В., Жаботинский М.Е., Золин В.Ф. Квантовые стандарты частоты. – М., 1968.

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

7. 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.

8. Курбатов П.А., Аринчин С.А. Численный расчет электромагнитных полей. – М., 1984.

9. Коген-Далин Е.В., Комаров Е.В. Расчет и испытание систем с постоянными магнитами. – М., 1977.

10. *Boulanger J.S.* A new method for the determination of velocity distributions in cesium beam clocks // Metrologia. -1986. – Issue 23. – P. 37–44.

11. Риле. Ф. Стандарты частоты. – М., 2009.

12. State selection in cesium beam by laser diode optical pumping / *G. Avila, V. Giordano, V. Candelier, E. de Clercq, G. Theobald* and *P. Cerez* // Phys. Rev. A. – 1987. – Issue 36. – P. 3719–3728.

Статья поступила 22 апреля 2011 г.

УДК 621.316

ФАКТОРЫ, ОГРАНИЧИВАЮЩИЕ КОММУТАЦИОННЫЙ РЕСУРС ДВУХСТУПЕНЧАТОГО ВАКУУМНОГО ВЫКЛЮЧАТЕЛЯ

В. В. Муллин

ОАО «НПП «Контакт», г. Саратов

Обсуждены факторы, ограничивающие коммутационный ресурс вакуумного двухступенчатого выключателя при коммутации номинального тока и отключении тока короткого замыкания, обусловленные различием условий, в которых работают две вакуумные дугогасительные камеры, включенные последовательно.

КС: вакуумный выключатель, коммутационный ресурс, вакуумная дугогасительная камера, полюс, контакт

The paper investigates factors restricting the switching life of a two-break vacuum circuit breaker interrupting load and short circuit currents resulting from different conditions the series vacuum interrupters operate under.

Key words: vacuum circuit breaker, switching life, vacuum interrupter, pole terminal, contact

При решении задачи коммутации в электрических цепях переменного тока с напряжением 100 кВ и выше использование выключателей на базе вакуумной дугогасительной камеры (ВДК) с одной парой контактов становится нерациональным. В первую очередь это определяется тем, что работа ВДК при высоких напряжениях должна обеспечиваться высокой электрической прочностью ее конструкции, в том числе за счет увеличения зазора между контактами. Однако известно, что для обеспечения электрической прочности этот зазор должен быть увеличен в большей степени, чем напряжение [1]. Кроме того, увеличение мощности дуги, возникающей при размыкании и замыкании контактов, способствует более интенсивному процессу эрозии контактов ВДК. Поэтому требуется увеличение рабочей поверхности контактов, а следовательно, и их диаметра. Увеличение зазора между контактами и их диаметра существенно усложняет конструкцию ВДК, а также привода, осуществляющего перемещение подвижного контакта.

Увеличение зазора между контактами не способствует также поддержанию вакуумной дуги в состоянии, необходимом для получения требуемой коммутационной способности ВДК. Дело в том, что ограничение коммутационной способности обусловлено недостаточной интенсивностью удаления паров металла в дуге между разведенными контактами в момент перехода тока через нулевое значение из-за высокой температуры контактов. Высокая плотность термической нагрузки контактов, а следовательно, их высокая температура имеют место тогда, когда в части зазора между ними дуга находится в сжатой форме. Причем чем больше ширина части этого зазора, а она увеличивается при увеличении зазора между контактов.

Поэтому в цепях переменного тока высокого напряжения используются двухступенчатые вакуумные выключатели, в которых две пары контактов соединены последовательно. Наиболее простым решением выполнения такого выключателя является последовательное включение двух одинаковых ВДК. В результате достигается уменьшение расстояния между разведенными контактами, что способствует увеличению скорости восстановления электрической прочности ВДК после прохождения нуля током при отключении цепи, а также уменьшению мощности привода выключателя.

В двухступенчатых вакуумных выключателях две последовательно включенные ВДК составляют один полюс. Перемещение подвижного контакта каждой ВДК осуществляется от одного привода. Через последовательно включенные ВДК протекают токи одинаковой величины, но значения падения напряжения на них будут различными. Это связано с конструктивным и технологическим разбросами ВДК и привода, что является естественным в условиях серийного производства. Очевидно, коммутационный ресурс ВДК, которая работает при большем значении приложенного напряжения, будет ниже относительно другой ВДК одного и того же полюса.

Представляет интерес исследовать специфику процессов, ограничивающих коммутационный ресурс двухступенчатого выключателя, с учетом различия условий работы ВДК в одном полюсе. Для простоты рассмотрим случай однофазного выключателя, когда происходит замыкание контактов ВДК при номинальном значении тока и когда они размыкаются при токах короткого замыкания. При этом необходимо иметь в виду, что допустимое число коммутаций ВДК при номинальном токе на несколько порядков больше допустимого числа отключений при токе короткого замыкания.

В момент замыкания контактов между ними загорается короткая дуга, при которой отдельные участки их поверхности разогреваются до высоких температур, достигающих температуры плавления материала контактов. Расплавленный металл выдавливается на боковую поверхность контактов. Время горения короткой дуги достаточно велико. Например, в ВДК при номинальном токе 3 А оно составляет 0,01...0,02 с. Под действием многократных импульсных термических нагрузок, что имеет место в эксплуатации при коммутации номинального тока, происходит разрушение приповерхностного слоя контактов, в котором появляются трещины и раковины [2]. Их наличие ухудшает отвод тепла от поверхности контактов при возникновении дуги в ВДК. Очевидно, интенсивность процессов разрушения приповерхностного слоя контактов и выдавливания расплавленного материала на боковые поверхности увеличивается при увеличении напряжения дуги.

В полюсе двухступенчатого выключателя при замыкании контактов дуга в обеих ВДК загорается не одновременно. Загорание дуги второй очереди происходит при полном напряжении, подводимом к выключателю. Поэтому в соответствующей ВДК описанные выше процессы в контактах развиваются интенсивнее. Именно этой ВДК ограничивается коммутационный ресурс двухступенчатого вакуумного выключателя при коммутации номинального тока.

Для рассмотрения условий, обеспечивающих увеличение коммутационного ресурса двухступенчатого выключателя в режиме отключения токов короткого замыкания, следует проанализировать ход вольт-амперной характеристики вакуумной дуги, вид которой приведен на рисунке. Характеристика имеет два участка. При токах, меньших величины I_s , дуга существует в диффузной форме, при которой термическая нагрузка равномерно распределена по поверхности контакта, выполняющего функцию анода. При токах, больших I_s , дуга приобретает сжатую форму, при которой резко увеличивается неоднородность



Вольт-амперная характеристика вакуумной дуги

термической нагрузки контакта. Именно с дугой такой формы связаны потери ВДК коммутационной способности. Величина тока, соответствующая границе перехода дуги из одной формы в другую, зависит от расстояния между контактами [3].

Как видно из рисунка, при диффузной форме дуги напряжение очень слабо увеличивается при увеличении тока. Согласно [4], эта зависимость линейная, величина коэффициента пропорциональности практически не зависит от расстояния между контактами. При сжатой форме дуги зависимость напряжения от тока весьма

существенная и увеличивается при уменьшении тока *I*_s. Таким образом, очевидно, что идентичность условий работы ВДК в составе одного полюса двухступенчатого выключателя, как и увеличение его коммутационного ресурса, может достигаться при поддержании дуги в диффузной форме.

С целью увеличения коммутационного ресурса ВДК используется магнитное поле. Оно формируется в пространстве между контактами при протекании тока дуги по индукторам, вводимым в конструкцию ВДК. Существуют конструкции ВДК с аксиальным и поперечным магнитным полем. Аксиальное магнитное поле позволяет удерживать дугу в диффузной форме в достаточно широком интервале изменения тока. Следовательно, для получения большего коммутационного ресурса двухступенчатого выключателя в его составе необходимо использовать ВДК с аксиальным магнитным полем. На базе таких ВДК выпускаются промышленностью двухступенчатые вакуумные выключатели на напряжение выше 100 кВ.

На процессы, протекающие в ВДК при замыкании контактов, магнитное поле не влияет. Однако разрушение поверхностного слоя контактов в результате этих процессов приводит к уменьшению циклов отключения токов короткого замыкания, при которых сохраняется коммутационная способность ВДК, а следовательно, снижается коммутационный ресурс двухступенчатого вакуумного выключателя.

Таким образом, на ограничение коммутационного ресурса двухступенчатого вакуумного выключателя оказывают влияние процессы, происходящие между контактами входящих в его состав ВДК, как при коммутации номинальных токов, так и при отключении токов короткого замыкания.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Fugel T. Koenig D.* Switching and transient phenomena a series design of two vacuum circuit breakers // XXI Internation Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum. – Yalta. Crimea, 2004. – P. 399–402.

2. Результаты ресурсных испытаний вакуумных дугогасительных камер со сферическими контактами / В.В. Муллин, А.А. Смирнов, И.И. Сиберт// Электротехника. – 2007. – № 7. – С. 30–33.

3. *Kimblin C.W.* Anode voltage drap and anode spol formation DS vacuum arcs // J. Appl. Phys. – 1969. – Vol. 40, No 4. – P. 1744–752.

4. Школьник С.М. Вакуумная дуга // Низкотемпературная плазма: Энциклопедия. В 2 т. – М.: Наука, 2000. – Т. 2. – С. 115–132.

Статья поступила 26 мая 2011 г.

ТЕХНОЛОГИЯ

УДК 546.26

ТЕПЛООТВОДЯЩИЕ ПОДЛОЖКИ НА ОСНОВЕ ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКОГО СVD-АЛМАЗА

А. К. Ратникова

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Рассматриваются основные методы обработки поверхности поликристаллического CVD-алмаза, такие, как термохимическая обработка и металлизация. Показано, что обработка алмаза железом приводит к выравниванию алмазной поверхности, а металлизация с применением процесса ионной имплантации улучшает его теплопроводящие свойства.

КС: <u>поликристаллический CVD-алмаз, термохимическая обработка, ионная имплантация, высоко-</u> <u>температурный отжиг</u>

The principal methods of treating the surface of polycrystal CVD diamond such as thermal chemical treatment and metallization have been considered. It is shown that the iron treatment of diamond leads to alignment of diamond surface, while metallization using the process of ion implantation improves its heat conducting properties.

Keywords: <u>polycrystal CVD diamond, thermal chemical treatment, ion implantation, high temperature</u> <u>annealing</u>

1. ВВЕДЕНИЕ

Применение поликристаллических CVD алмазных пленок основывается на их уникальных физических свойствах: высокая теплопроводность при комнатной температуре ($\lambda = 800...2000 \text{ Br/(m·K)}$), широкая полоса пропускания оптического излучения (от глубокого УФ до далекого ИК), высокое напряжение пробоя (10⁷ B/см), хорошие электроизоляционные свойства ($\rho = 10^{13} \text{ Ом·см}$) и химическая стойкость к агрессивным средам.

Благодаря этим свойствам, поликристаллический алмаз является очень перспективным материалом для применения в различных областях высоких технологий: для изготовления лазерных и рентгеновских окон, окон мощных источников электромагнитного излучения мм-диапазона (гиротронов), в качестве теплоотводящих подложек для силовой и СВЧ-электроники.

Доступность алмаза для многих применений в электронике стала возможной в связи с развитием процесса газофазного осаждения (CVD-метод, chemical vapor deposition) и появлением пластин диаметром до 300 мм и толщиной от микрометров до 2 мм и более. Однако сочетание уникальных свойств алмаза, делающих его перспективным материалом для различных применений, часто из-за сложности обработки приводит к большим технологическим трудностям при изготовлении из него изделий.

Технология изготовления металлизированных теплоотводов из CVD-алмаза включает операции термохимической обработки и металлизации поверхности алмаза. В данной работе будут рассмотрены некоторые проблемы, возникающие при разработке теплопроводящих металлизированных пластин из CVD-алмаза, и предложены новые пути их решения.

2. ВЫСОКОСКОРОСТНАЯ ТЕРМОХИМИЧЕСКАЯ ШЛИФОВКА И ПОЛИРОВКА АЛМАЗНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Расширение области применения алмаза обязательно потребует усовершенствования известных или разработки новых методов обработки алмаза, а также изучения взаимодействия алмаза с соприкасающимися с ним материалами и окружающей средой.

На практике наиболее распространёнными способами выравнивания поверхности алмаза являются механическая шлифовка и полировка с последующим плазмохимическим травлением [1], а также термохимическая шлифовка и полировка в среде водорода [2].

Механические методы придания поверхности алмаза требуемых параметров по плоскостности и шероховатости хороши для огранки алмазов, размеры шлифуемых поверхностей которых не превышают 150 мм². Для обработки поверхности CVD-алмазов диаметром 2,5...10 см методы механической шлифовки малопригодны, так как скорость съёма материала не превышает 0,03 мкм/ч и для снятия шероховатости величиной 50 мкм, возникающей при росте пластин, требуется около 70 сут непрерывной работы.

Термохимический способ обработки алмаза заключается в растворении алмаза металлами переходной группы или сплавами этих металлов при температурах выше 600 °С (рис. 1).

На обрабатываемой поверхности алмаза располагается фольга из никеля, железа или их сплавов. При нагревании алмаза в атмосфере водорода фольга начинает погружаться в алмаз. Происходит каталитическое гидрирование углерода алмаза по схеме: алмаз —раствор углерода в металле —газ (СН). При указанной температуре обработки алмаз не реагирует непосредственно с водородом, но последний хоро-



Рис. 1. Схема термохимической шлифовки и полировки алмаза в среде водорода: 1 – алмаз, 2 – фольга

шо реагирует с растворенным в металле углеродом алмаза, образуя метан. Таким образом, достигается сохранность алмаза на участках, не подлежащих обработке.

Для полирования и повышения скорости процесса алмаз обрабатывают движущимся относительно обрабатываемой поверхности инструментом. При этом удаление массы алмаза происходит за счет растворения углерода металлическим диском, что позволяет получать при применении данного способа шлифования высокую чистоту обработанной поверхности (рис. 2).

В данной работе применялся метод термохимической шлифовки алмаза на железной пластине, основанный на явлениях каталитического стимулирования перехода алмаза в графит на поверхности железа при высоких температурах, растворения графита в железе и перемещения его с поверхности в глубь металла за счет диффузии.



Алмаз является нестабильной аллотропической формой углерода и при повышенных температурах переходит в графит. На рис. 3 приведены зависимости допустимого времени нахождения алмаза при высоких температурах в свободном состоянии [3] и в контакте с железом. Кривая 2 перехода алмаза в графит, которая получена в ходе данных исследований, располагается значительно левее. Это объясняется тем, что контакт железа с поверхностью алмаза снижает температуру перехода алмаза в графит.



Рис.3. Допустимое время нахождения алмаза при высокой температуре без заметного образования графита: *1* – в свободном состоянии; *2* – в контакте с железом

На границе раздела алмаз—железо, в местах их соединения, появляется прослойка графита, который диффундирует в железо; выступающие части на поверхности алмаза постепенно стравливаются; поверхность со временем приобретает топографию прилегающей части железной пластины.

На рис. 4 представлена диаграмма состояния железо—углерод и выделено три температурных диапазона, которые могут быть использованы для целей утонения, шлифовки и полировки алмазной поверхности [4].

Механизм травления алмаза железом в первом высокотемпературном диапазоне, который применяется для первоначального стравливания острых вершин, выравнивания поверхности и получения необходимой толщины пластины, был подробно рассмотрен в работе [5].



Рис. 4. Диаграмма состояния железо-углерод: 1 – при 1147 °С, 2 – при 1120...1050 °С, 3 – при 700...780 °С

В данной работе были исследованы и отработаны следующие диапазоны температур:

1) 1050...1120 °С (ниже температуры эвтектики) для получения плоской поверхности и необходимой толщины. В этом диапазоне температур можно получать более плоскую поверхность алмаза и с меньшей шероховатостью, чем при обработке в высокотемпературном диапазоне;

2) 700...780 °С (ниже температуры перехода железа из α- в γ-фазу) для получения необходимой шероховатости.

Обработка поверхности алмазных образцов толщиной 100...600 мкм с шероховатостью 10...70 мкм проводилась на железных пластинах (марки Сталь 3), отшлифованных до шероховатости 0,02 мкм. Процесс проходил в трубчатой ламповой печи, в инертной атмосфере аргона или азота, в несколько стадий. После каждой стадии измеряли толщину и шероховатость алмазной поверхности.

Измерения шероховатости осуществляли на атомно-силовом микроскопе Solver p 47 PRO. После первой стадии обработки шероховатость поверхности составила 1 мкм, после второй стадии – менее 300 нм.

В табл. 1 приведены полученные результаты термохимической шлифовки в сравнении с классической механической обработкой алмазной поверхности.

3. ВЫСОКОАДГЕЗИОННАЯ ТЕПЛОПРОВОДЯЩАЯ МЕТАЛЛИЗАЦИЯ CVD-АЛМАЗА

Все применения алмаза связаны с необходимостью создания на его поверхности металлизированных слоев, к которым предъявляются жесткие требования по адгезии и минимальному тепловому сопротивлению переходов металл—алмаз—металл.

Метод шлифовки алмаза	Температура, °С	Скорость шлифовки, мкм/ч	Шероховатость, нм	Время высокотемпературной стадии, ч
Механическая	25	0,01-1,0	10	-
Термическая	1150-1220	70-150	4000-5000	0,003-0,06
	1120-1050	10-20	1000-2000	6
	700-780	0,01-0,03	10-300	15

Таблица 1

Металлизация к алмазу должна иметь высокую адгезию для проведения пайки кристаллов приборов к теплоотводу и теплоотвода в корпус, выдерживать термические и механические нагрузки, возникающие во время работы прибора, и иметь минимальное тепловое сопротивление системы металл—алмаз—металл. Поэтому адгезия металлизации должна составлять 500...800 кгс/см².

Обычно в полупроводниковой технике металлизацию на поверхность полупроводника наносят вакуумным напылением либо гальванически, а затем для увеличения адгезии и снижения переходных электрических сопротивлений подвергают вжиганию. В данном случае атомы металлов и полупроводника взаимно диффундируют друг в друга, и прочность такого сцепления достигает необходимой величины.

Из литературы известно множество способов металлизации алмаза, которые в основном заимствованы из технологии металлизации полупроводников [6]. Большинство из них основано на контакте алмаза с материалами при высоких температурах, что приводит к увеличению скорости перехода алмаза в графит.

Скорость диффузии инородных атомов в алмазе во всех диапазонах температур значительно ниже скорости графитизации, поэтому металл или карбид металла всегда граничат с графитом, а не с алмазом. Следствием этого являются недостаточно высокая адгезия (около 150 кгс/см²) и резкое снижение теплопроводности системы металл—алмаз из-за наличия графитовой прослойки между металлом и алмазом.

Чтобы избежать графитизации алмаза, был разработан оригинальный способ его металлизации, основным процессом которого является облучение ускоренными ионами пленки кремния, нанесённой на алмаз, с целью получения атомов отдачи в области границы раздела кремний—алмаз [7].

При внедрении ионов в неориентированную кристаллическую «аморфную» мишень профиль распределения концентрации ионов описывается формулой [8]

$$N(x) = \frac{D}{\Delta R_p \sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(x-R_p)^2}{2\Delta R_p^2}\right\},\tag{1}$$

где N(x) — концентрация введённой примеси по глубине, ат/см³; D — доза облучения, мкКл/см²; ΔR_p — среднеквадратичный разброс проецированных пробегов, $\stackrel{\circ}{A}$; R_p — проекция полного пробега на нормаль к поверхности мишени, $\stackrel{\circ}{A}$; x — глубина, нм. На рис. 5 приведен рассчитанный профиль внедрения ионов аргона в кремний $(D = 250 \text{ мкKл/см}^2, E = 100 \text{ кэB}).$



Рис. 5. Профиль внедрения ионов аргона в кремний

Для достижения поставленной цели — увеличения адгезии — нужно обеспечить максимально эффективное получение атомов отдачи и внедрение их в поверхность подложки.

Распределение имплантированных атомов отдачи имеет приблизительно экспоненциальный вид с хвостом, уходящим в глубь мишени, который обусловлен большими пробегами первично выбитых атомов [8]. Центральный район каждого распределения концентрации внедрённых атомов отдачи C(x) можно аппроксимировать экспоненциально затухающей функцией в форме

$$C(x) = A \exp\left(\frac{-x}{L}\right),\tag{2}$$

$$A = \left(\frac{1}{\gamma t} D \cdot 8, 7 \cdot 10^7\right) q \left(\frac{R_P}{t}\right),\tag{3}$$

$$q\left(\frac{R_p}{t}\right) = \exp\left[-\frac{\left(\ln\frac{R_p}{t}\right)^2}{0.51}\right],\tag{4}$$

где $L = 0,375\gamma E_0$ – характеристическая длина затухания,нм; γ – массовый коэффициент; E_0 – энергия первичного ионного пучка, кэВ; D – доза имплантируемых ионов, ат/см²; t – толщина инородной пленки, нм; R_p – средний проективный пробег имплантируемых ионов, нм.

Таким образом, выражения (2)...(4) позволяют построить профиль внедрённых атомов отдачи для интересующей области глубин.

На рис. 6 представлен расчет профиля распределения внедрённых атомов отдачи кремния в алмазе при $D = 250 \text{ мкKл/см}^2$, E = 100 кэB.



Рис. 6. Профиль распределения внедрённых атомов отдачи кремния в алмазе

Сравнительный анализ на наличие атомов кремния по глубине проводили на установке вторично-ионной массовой спектрометрии. Для этого на пластину алмаза напылили слой кремния толщиной 75 нм, одну половину образца имплантировали ионами аргона дозой 250 мкКл/см² с энергией 100 кэВ, а вторую половину не имплантировали.

На рис. 7 представлены расчётные и экспериментальные данные о распределении атомов кремния в двухслойной системе кремний—алмаз. Видно, что до границы раздела слоёв кремния и алмаза концентрация кремния составляла $5 \cdot 10^{22}$ ат/см³ (кривая 1). После прохождения границы раздела в половине пластины, подвергнутой имплантации, был обнаружен кремний (кривая 2), что говорит о внедрении атомов отдачи. Концентрация кремния максимальна у поверхности и резко уменьшается по мере увеличения глубины, хотя уровень экспериментально установленной концентрации немного выше, чем было рассчитано (кривая 3). Это объясняется недостоверностью экспериментальных данных на глубине более 90 нм.



Рис. 7. Экспериментальные (1, 2) и расчётные (3) данные о распределении атомов кремния в двухслойной системе кремний—алмаз

Тем не менее наличие внедрённого в алмаз кремния, установленное экспериментально, даёт основание полагать, что такими технологическими методами можно существенно увеличить адгезию кремния к алмазу.

Далее проводили высокотемпературный отжиг нарушенного слоя алмаза и на поверхность вакуумным напылением наносили трехслойную систему металлов Ti-Mo-Ni. Теплоотводы с данной металлизацией применяют для монтажа приборов и изучения теплового сопротивления системы кристалл—алмазный теплоотвод—медный корпус.

Была изготовлена партия мощных полевых транзисторов на алмазном теплоотводе в количестве 93 штук. Значения тепловых сопротивлений приборов представлены на рис. 8.



Рис. 8. Гистограмма распределения теплового сопротивления

Полученные результаты выявили несоответствие между расчётными и экспериментальными данными, а именно расхождение (завышение) значений теплового сопротивления приборов, смонтированных на алмазном теплоотводе, по сравнению с расчетными.

Эти явления препятствуют эффективному применению алмаза в качестве теплоотводящих подложек из-за низкой адгезии металлических пленок к алмазу и плохой теплопроводности.

Были проведены дополнительные эксперименты по отжигу алмаза в диапазоне температур 200...1000 °C, имплантированного ионами аргона дозами 50...400 мкКл/см² с энергией 100 кэВ.

После каждой ступени отжига на пластинах замеряли электрическое сопротивление на зондовой установке. Измеряя сопротивление имплантированного слоя, можно судить о характере восстановления нарушенного слоя: либо в решетку графита, либо в решетку алмаза (алмаз является изолятором и сопротивление его велико, графит же проводит ток). Результаты этих измерений представлены на рис. 9.

Из приведенных зависимостей видно, что при дозе легирования 50 мкКл/см² имплантированный слой восстанавливается в решетку алмаза, а свыше 100 мкКл/см² имплантированный слой при термическом отжиге не восстанавливает своих изолирующих свойств, переходит в графит, появляется проводимость.



Рис. 9. Зависимости сопротивления имплантированного слоя алмаза от температуры отжига и дозы ионов аргона

Для определения пороговой концентрации внедренных ионов, при которой происходит графитизация, был рассчитан профиль распределения ионов аргона в алмазе. Расчёт показал, что критическая концентрация ионов аргона N_{χ} равна 6·10¹⁹ ат/см³ (рис. 10).



Рис. 10. Профиль распределения ионов аргона, внедренных в алмаз

Данная критическая доза имплантации для ионов аргона была подтверждена и методом прямого наблюдения графита по рамановским спектрам на атомно-сканирующем микроскопе марки Solver p 47 PRO, имеющем приставку микрораман.

На рис. 11 представлен рамановский спектр рассеяния на алмазе, легированном аргоном дозой D = 50 мкКл/см² и энергией 100 кэВ (рис. 11, *a*). Видно, что после легирования



Рис. 11. Вид спектра рамановского рассеяния: *I* – пик рассеяния на кристаллическом алмазе, *2* – пик рассеяния на графите и аморфном углероде

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 3(510), 2011

такой дозой с последующим отжигом нарушенный слой полностью восстанавливается в алмаз. А при легировании дозой свыше 100 мкКл/см² после отжига пик на графите уменьшается, но остаётся достаточно большим, что говорит о неполном восстановлении нарушенного слоя и наличии графитовой прослойки (рис. 11, *б*).

На образцах теплоотводов, легированных дозами 50 и 400 мкКл/см² (дозы эти пересчитаны к чистой поверхности алмаза для ионов аргона), в НИИЭТ г. Воронежа были смонтированы мощные кремниевые транзисторы для изучения распределения тепловых полей (рис. 12).



a)

б)

Рис. 12. Поле ИК-излучения приборов с алмазным теплоотводом: *a*) алмаз без графитовой прослойки, *б*) алмаз с графитовой прослойкой

Параметры, которые задавались при измерении, представлены в табл. 2.

Таблица 2

Образец	<i>Р</i> , Вт	$t_{\rm \kappa p}, ^{\circ}{\rm C}$	<i>t</i> _{алм} , °С	$t_{\text{корп}}, ^{\circ}\text{C}$	R_T , °C/BT
а	57	200	77	77	2,16
б	39	200	142	50	3,85

Измерения показали, что на образцах теплоотводов, легированных дозой 50...100 мкКл/см², тепловое сопротивление приборов имеет значение 2,16 °C/Вт, что говорит об отсутствии графитовой прослойки внутри алмазного теплоотвода и равномерном распределении тепла по поверхности и глубине алмаза. А образцы, легированные дозой более 400 мкКл/см², имеют тепловое сопротивление приборов 3,85 °C/Вт, что означает наличие слоя графита внутри алмазного теплоотвода.

С помощью полученных результатов можно объяснить, что ухудшение теплопроводящих свойств алмаза происходит из-за наличия графитовой пленки между алмазом и карбидом кремния после имплантации ионами аргона дозой свыше 250 мкКл/см².

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Разработана методика утонения и термохимической обработки алмазной поверхности, заключающаяся в растворении алмаза на железной пластине при высоких температурах, с целью получения ровной гладкой поверхности. 2. Разработана методика металлизации алмазной поверхности, позволяющая улучшить теплопроводные свойства материала. Определена граничная температура отжига, при которой неалмазные фазы, возникающие в результате легирования алмаза, полностью восстанавливаются в алмаз.

ЛИТЕРАТУРА

1. Двухслойные теплоотводящие диэлектрические подложки алмаз—нитрид алюминия / *В.Г. Ральченко*, *А.В. Савельев* и др. // Микроэлектроника. — 2006. — Т. 35, № 4. — С. 243.

2. Шамаев П.П., Григорьева А.С., Ботвин В.В. О термохимических методах обработки алмазов с новых позиций // Наука и техника в Якутии. – 2002. – № 1. – С. 27–29.

3. Пат. 5451430 США. Method for enhancing the toughness of CVD diamond / *Anthony* et al. – Приоритет 19.09.95.

4. Диаграммы состояния двойных металлических систем: Справочник. В 3 Т. Т.1 / Под общ. ред. *Н.П. Лякишева.* — М.: Машиностроение, 1996.

5. Термическая обработка поликристаллического CVD-алмаза с целью формирования гладкой поверхности / М.П. Духновский, А.К. Ратникова, Ю.Ю. Федоров, О.Ю. Кудряшов, И.А. Леонтьев // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2008. – Вып. 2 (495). – С. 41–46.

6. Духновский М.П., Крысов Г.А., Ратникова А.К. Металлизация пластин из искусственного CVD-алмаза // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2008. – Вып. 1(494). – С. 3–7.

7. Пат. 2285977 РФ. Металлизированная пластина алмаза и способ её изготовления / Духновский М.П., Крысов Г.А., Ратникова А.К. – Приоритет 21.03.05.

8. Комаров Ф.Ф. Ионная имплантация в металлы. – М.: Металлургия, 1990. – С. 68.

Статья поступила 6 апреля 2011 г.

БЕРЕЗОВСКИЙ В.А., ДУЛЬКЕЙТ И.В., САВИЦКИЙ О.К. Современная декаметровая радиосвязь: оборудование, системы и комплексы / Под ред. В. А. Березовского. – М.: Радиотехника, 2011. – 444 с.

Рассмотрены вопросы организации декаметровой (ДКМВ) радиосвязи. Проанализированы ее роль и место в современных сетях связи. Описано современное приемное и передающее оборудование для ДКМВ-радиосвязи. Приведены некоторые методы повышения эффективности ДКМВ-радиолиний и возможность построения на их основе автоматизированных сетей радиосвязи. Показаны основные направления развития стационарных и мобильных комплексов ДКМВ-радиосвязи.

Для научных сотрудников и инженеров. Может быть полезна преподавателям, аспирантам и студентам радиотехнических специальных вузов.

САБУНИН А.Е. Altium Designer. Новые решения в проектировании электронных устройств. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2011. – 432 с. – (Серия «Системы проектирования»).

Данная книга представляет собой **первое систематическое описание** основных приемов работы с системой автоматизированного проектирования радиоэлектронных устройств, пришедшей на смену широко используемой в отечественной практике программе PCAD.

Книга написана опытным специалистом в области ALTIUM DESIGNER, преподавателем-практиком. В ней учтен опыт доступного изложения материала, используется технология практического проектирования и пошаговое обучение работе с системой.

В ней рассмотрены основные приемы разработки электрических принципиальных схем, библиотечных баз и печатных плат. Описаны различные аспекты установок опций при проектировании и моделировании радиоэлектронных устройств. Рассмотрен ряд оригинальных решений, значительно повышающих эффективность этих процессов.

Книга предназначена для широкого круга инженерно-технических специалистов, студентов и аспирантов технических вузов, занимающихся проектированием электронных устройств.

НОРДЛИНГ К. Справочник по физике для ученого и инженера / К. Нордлинг, Д. Остерман. – СПб.: БХВ-Петербург, 2011. – 528 с.

Справочник освещает практически все вопросы как курса общей физики, так и многих специальных разделов, изучаемых в вузах естественно-научной направленности: константы и единицы, таблицы физических величин, физические формулы и диаграммы, математические формулы, а также ряд необходимых приложений.

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

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

2. Статья должна содержать:

• соответствующий индекс универсальной десятичной классификации литературы (УДК);

• инициалы и фамилии авторов;

• название;

• реферат;

• ключевые слова;

• текст статьи;

• список литературы;

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

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

3. Статья должна быть подготовлена в текстовом редакторе MS Word для Windows и передана в виде файла (формат DOC или RTF), записанного на магнитном (FDD 3,5") или оптическом (CD) носителе, и двух экземпляров распечатки.

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

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

5. Иллюстрации к статье представляются в виде отдельных файлов.

Рисунки выполняются в соответствии со следующими требованиями:

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

• размер рисунка — не более 17×20 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.