

СЕРИЯ 1

СВЧ - ТЕХНИКА

ВЫПУСК 3 (506)

2010

ДЕПАРТАМЕНТ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1 **СВЧ-ТЕХНИКА**

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

Выпуск	3	(50	6)
•		· ·	

2010

Издается с 1950 г.

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

Редакционная коллегия:

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

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

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

Выпуск	3(506)
	-(

2	0	1	0
	υ		υ

Электровакуумные приборы

Борисов А.А., Исаев В.М., Обрезан О.И., Трофимов Д.С., Турутин Ю.В., Щербаков С.В., Дульский Г.И., Панченко Л.В. – Об ускоренной оценке надежности атомно-лучевых трубок «Успех-ЗАМ» в составе бортовых синхронизирующих устройств космичес- ких аппаратов	4
<i>Муллин В.В.</i> – Экспериментальное исследование переходного сопротивления вакуумных дугогасительных камер	15
<i>Муллин В.В.</i> — Простая математическая модель расчета возвратного напряжения ваку- умной дугогасительной камеры как функции тока отсечки	19
Твердотельная электроника	
<i>Иовдальский В.А.</i> – Совершенствование конструкции типового фрагмента ГИС СВЧ- диапазона	25
<i>Бунин А.В., Геворкян В.М., Казанцев Ю.А., Михалин С.Н.</i> – Диплексер <i>С</i> -диапазона на диэлектрических резонаторах. Базовая модель	31
<i>Пушкарев В.П., Титов А.А., Авдоченко Б.И., Пелявин Д.Ю., Юрченко В.И. –</i> Импульс- ный СВЧ-генератор на диоде Ганна	38
Кяргинский Б.Е. – Генераторы на транзисторах 2Т982А-2	47
Технология	
Бабуров В.А., Земляков В.Е., Красник В.А. – Плазмохимическая модификация поверх- ности пленок нитрида кремния	53
Медицинская электроника	
<i>Дремина Е.С., Шаров В.С., Полников И.Г., Казаринов К.Д.</i> – Изучение действия микроволнового излучения на фотохимические процессы биомолекул в водных ра-	

створах

57

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(506)	2010	Founded in 1950
--------------	------	-----------------

Electrovacuum devices

Borisov A.A., Isaev V.M., Obrezan O.I., Trofimov D.S., Turutin Yu.V., Scherbakov S.V., Duls- ky G.I., Panchenko L.V. – On the accelerated assessment of reliability of atomic-beam tubes "USPEKH-3AM" included into on-board synchronizing devices of spacecrafts	4
Mullin V.V. – The experimental research of transient resistance of vacuum arc chutes	15
<i>Mullin V.V.</i> – A simple mathematical model of vacuum arc chute reverse voltage calculation versus cutoff current	19
Solid-state electronics	
<i>Iovdalsky V.A.</i> – The design improvement of microwave HIC typical segment	25
Bunin A.V., Gevorkyan V.M., Kazantsev Yu.A., Mikhalin S.N. – C-band diplexer on dielectric resonators. Basic model	31

Pushkarev V.P., Titov A.A., Avdochenko B.I., Pelyavin D.Yu., Yurchenko V.I. – Microwave pulse Gunn oscillator	38
<i>Kyarginsky B.E.</i> – 2T982A-2 Transistor oscillators	47
Technology	
<i>Baburov V.A., Zemlyakov V.E., Krasnik V.A.</i> – Plasma chemical modification of the surface of silicon nitride films	53

Medical electronics

Dremina E.S., Sharov V.S., Polnikov I.G., Kazarinov K.D The study of microwave radiation	n
effect on photochemical processes of biomolecules in aqueous solutions	57

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

УДК 621.317.76

ОБ УСКОРЕННОЙ ОЦЕНКЕ НАДЕЖНОСТИ АТОМНО-ЛУЧЕВЫХ ТРУБОК «УСПЕХ-ЗАМ» В СОСТАВЕ БОРТОВЫХ СИНХРОНИЗИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

А. А. Борисов, В. М. Исаев, О. И. Обрезан, Д. С. Трофимов, Ю. В. Турутин, С. В. Щербаков

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Г. И. Дульский, Л. В. Панченко

ФГУ «22 ЦНИИИ Минобороны России», г. Мытищи

Представлены результаты экспериментальных исследований эффективности функционирования и надежности атомно-лучевых трубок в составе бортовых синхронизирующих устройств космических аппаратов и математического моделирования процесса наступления параметрических отказов этих изделий в процессе их наработки. Приведена модель ускоренной оценки (прогнозирования) безотказности атомно-лучевых трубок по результатам контроля изменения значений определяющего параметра-критерия годности в процессе эксплуатации изделий в составе аппаратуры.

The results of experimental investigations of operational efficiency and reliability of atomic-beam tubes included into on-board synchronizing devices of spacecrafts and mathematic modeling of MTBF are presented. A model of accelerated assessment (prediction) of atomic-beam tube faultless operation is given based on the results of control of changing the values of defining parameter – fitness criterion – in the process of device operation in the spacecraft.

КС: атомно-лучевая трубка, ток пучка, надежность, модель прогнозирования безотказности

Keywords: atomic-beam tube, beam current, reliability, model of faultless operation prediction

Атомно-лучевые трубки (АЛТ) «Успех-ЗАМ» разработаны для применения в бортовых синхронизирующих устройствах (БСУ) космических аппаратов (КА) глобальной навигационной спутниковой системы «ГЛОНАСС-М». Исходя из условий и областей применения АЛТ, требования по наработке этих изделий постоянно возрастают (до десятков и сотен тысяч часов). Возрастание требований по надежности АЛТ связано с существенными затратами, обусловленными функциональной сложностью, мелкосерийным (или даже единичным) производством, большой стоимостью этих изделий, длительностью испытаний и значительным объемом экспериментальных проверок. При этом проблематичным является моделирование условий эксплуатации и режимов применения АЛТ, которые существенно влияют на наработку изделий. Отсюда актуальной является задача поиска путей ускоренной оценки надежности АЛТ в реальных условиях эксплуатации. Решить эту задачу можно с помощью ряда методов, описанных в технической литературе [1, 2]. Применительно к АЛТ (исходя из особенностей их построения и имеющейся информации из сферы эксплуатации, а также учитывая, что в настоящее время статистических данных, характеризующих моменты наступления отказов изделий, явно недостаточно) наиболее приемлемым является метод прогнозирования показателей безотказности (как одного из свойств надежности) по изменению на ограниченном отрезке времени параметров-критериев годности АЛТ, определяющих их функциональные возможности. С этой целью необходимо провести математическое моделирование процессов изменения параметров-критериев годности АЛТ при наработке и определить моменты первого достижения данными процессами заданных критических уровней.

При обосновании и разработке метода ускоренной оценки безотказности АЛТ в составе БСУ КА воспользуемся следующими исходными данными.

Основой проведения исследований в области прогнозирования безотказности АЛТ являются предоставленные ОАО «РИРВ» телеметрические данные о параметрах, отображающих техническое состояние АЛТ, а также условия эксплуатации и режимы их применения. Анализ представленных материалов показывает, что в составе телеметрических данных в общей сложности содержатся сведения о 14 различных параметрах. К непосредственно характеризующим техническое состояние АЛТ относятся два параметра-критерия годности: уровень сигнала двойной частоты (ДЧ) и уровень сигнала, пропорциональный току пучка (ТП). Остальные параметры отображают условия и режимы работы АЛТ и БСУ в целом.

Установлено, что из двух приведенных выше параметров-критериев годности в качестве определяющего следует рассматривать параметр ТП. Это объясняется тем, что по параметру ТП АЛТ в составе БСУ КА функционирует по разомкнутой схеме и значение этого параметра непосредственно зависит от технического состояния исследуемого изделия. Значение параметра ДЧ зависит не только от технического состояния АЛТ, но и от точности работы систем автоподстройки частоты (АПЧ) и авторегулировки усиления (АРУ), являющихся принадлежностью аппаратуры БСУ. При нормальной работе систем АПЧ и АРУ значение параметра ДЧ автоматически стабилизируется на заданном уровне (что подтверждается представленными ОАО «РИРВ» данными). Таким образом, по параметру ДЧ АЛТ в составе БСУ КА функционирует по замкнутой схеме, а следовательно, значение этого параметра напрямую не характеризует уровень технического состояния АЛТ. Поэтому в качестве единственного определяющего параметра-критерия годности АЛТ выбран параметр ТП (I_n), значение которого непосредственно характеризует эффективность функционирования изделия и в конечном счете его надежность.

Экспериментальные исследования [3] показывают, что при функционировании АЛТ в составе БСУ КА в реальных условиях эксплуатации во внутренней структуре изделий протекают различные деградационные процессы, приводящие к изменению определяющего параметракритерия годности I_n . При этом основными причинами таких деградационных процессов являются следующие.

1. Изменение в процессе работы прибора потенциалов электродов масс-спектрометра (фокусирующего электрода, коллектора) в результате возникновения паразитной контактной разности потенциалов между мельхиоровыми деталями масс-спектрометра и напыленной пленкой цезия. 2. Постепенное накопление и «отравление» мишени ионизатора, изготовленного из тантала, неионизированными атомами цезия, что приводит к существенному снижению работы выхода материала ионизатора.

3. Постепенное ухудшение прозрачности коллиматора в результате конденсации на стенках его пролетных каналов атомов цезия или содержащихся в нем примесей.

 Изменение во времени индукции магнитного поля основных отклоняющих самарий-кобальтовых магнитов и создаваемой ими конфигурации магнитного поля.

5. Ухудшение юстировки прибора в результате снятия остаточных механических напряжений в элементах его конструкции в процессе эксплуатации.

6. Изменение внутренних параметров и первоначальных свойств графитовых поглотителей, приводящее к снижению эффективности их работы в процессе эксплуатации АЛТ.

Следует отметить, что выявленные причины деградационных процессов во внутренней структуре АЛТ, указанные в п. 3...6, в дальнейшем требуют некоторого уточнения, детализации и проведения дополнительных теоретических и экспериментальных исследований.

С целью выбора модели прогнозирования безотказности АЛТ воспользуемся результатами проведенных исследований [3]. Обобщенные результаты экспериментальных исследований зависимости определяющего параметра-критерия годности I_n от времени наработки t в виде фрагмента представлены в таблице.

По результатам анализа телеметрических данных выявлено, что протекающие во внутренней структуре АЛТ деградационные процессы приводят к снижению параметра I_n . Установив закономерность изменения этого параметра-критерия годности и задав допустимый уровень его снижения (предельный или так называемый критический уровень, при достижении которого происходит отказ изделий), можно спрогнозировать время безотказной работы АЛТ. Для определения вида случайного процесса изменения I_n от времени наработки *t* получены следующие научные результаты.

1. Анализ статистического распределения значений I_n в момент времени t = 0 (при поставке изделий) показывает, что значения от образца к образцу меняются случайным образом в допустимых технической и технологической документацией пределах, а закон распределения этих значений близок к нормальному с математическим ожиданием *m* и среднеквадратическим отклонением σ (рис. 1). При этом параметры распределения *m* и σ в момент времени t = 0изменяются по мере доработки технологического процесса изготовления АЛТ без изменения вида закона.

2. Установлено, что процесс ухудшения параметра-критерия годности I_n при наработке зависит от качества элементов и узлов внутренней структуры АЛТ и используемых материалов, и хотя имеет общие закономерности изменения для однотипных изделий, но из-за некоторого различия протекания деградационных процессов в элементах и узлах АЛТ ее влияние во времени на значение этого параметра неодинаково для отдельных образцов.

3. Показано, что функция изменения параметра-критерия годности I_n во времени для каждого отдельного образца $I_{ni}(G_s, t)$, i = 1, ..., n, является реализацией случайного процесса $I_n(G_s, t)$ по множеству однотипных изделий, где $G_s = \{g_1, g_2, ..., g_s\}$ – вектор дестабилизирующих факторов, характеризующих условия эксплуатации и режимы применения изделия.

4. Установлено, что в процессе наработки АЛТ в составе БСУ КА в реальных условиях эксплуатации и режимах применения значения параметров *m* и σ изменяются по определенным

	σ(<i>I</i> ₁₁)	0,75	0,81	1,00	1,32	1,53	1,62	1,74	1,77	:	1,94	:	2,00	:	1,97	:	0,89	0,90	0,89
	<i>m</i> (<i>I</i> ₁)	3,80	3,89	3,76	3,70	3,50	3,14	3,38	3,18	:	2,94	:	2,47	:	2,12	:	1,26	1,27	1,26
	22-1	3,96	4,33																
	21-1	3,35	4,85																
	20-1	3,29	2,97	2,67															
	19-1	3,80	4,50	4,70															
	18-1	5,55	5,00	5,30	5,42														
	17-1	2,48	2,65	2,62	2,45	2,36	2,37												
	16-1	3,86	4,20	4,43	4,63	5,05	5,20	5,23											
	15-1	4,32	4,32	4,52	4,95	5,27													
ЛТ	14-1	4,00	4,42	4,44	4,50	4,50	4,70	4,82	4,59										
мер А	13-1	3,05	3,10	3,12	3,20	3,26	3,43	3,43	3,56	:	3,54								
лй но	12-1	4,64	4,59	4,54	4,43	4,00	4,00	4,05	4,12	:	4,05								
JOBHE	11-1	2 3,94	3,95	8 4,22	7 5,02	5 5,32	3 5,38	5,40	8 5,40	:	7 5,55		~						
yc	1 10-5	6 2,82	0 2,78	0 2,78	3 2,77	2 2,70	7 2,63	3 2,60	7 2,68	:	0 2,67	:	1 2,48	:					
	1 9-	00 3,8	0 4,3	95 4,5	70 4,8	27 5,2	86 5,3	33 5,4	70 5,4	:	50 5,5	:	6 5,6	:					
	-1 8-	00 4,(68 4,]	48 3,9	34 3,7	45 3,2	62 2,8	83 2,3	00 1,3	:	38 1,5	:	68 1,]	:	38				
	5-1 7	,78 3,	,60 2,	,37 2,	,60 2,	,92 2,	,47 2,	,19 2,	,98 3,		,52 3,	:	,39 3,		,35 3,				
	5-1 6	5,26 3	5,36 3	5,42 3	5,50 2	5,53 1	5,53 1	5,53 1	5,53 0	:	5,50 0	:	5,37 0	:	5,38 0				
	4-1	4,38 5	47	47	47	47	47	47	47		47		41		47				
	3-1	3,00	2,90	2,38	1,53	1,05	0,80	0,61	0,50		0,38	:	0,33		0,30	:	0,40	0,41	0,41
	2-1	3,46	3,74	3,44	3,48	3,04	2,93	2,83	2,72	:	1,49	:	1,90	:	2,10	:	2,18	2,20	2,18
	1-1	3,88	3,35	2,60	1,52	1,05	0,95	0,98	1,10	:	1,25	:	1,30	:	1,22	:	1,20	1,19	1,18
Hapa-	ботка <i>t</i> , ч	0	500	1 000	2 000	3 000	4 000	5 000	6 000	:	10 000	:	15 000	:	20 000	:	25 000	26 000	27 000
Номер	измере- ния	1	2	3	4	5	6	7	~	:	12	:	17	:	22	:	27	28	29

Значение параметра $I_{\rm n}$ АЛТ в сечениях времени t

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 3(506), 2010



Рис. 1. Плотность распределения значений параметра I_n при производстве АЛТ по совокупности изготовленных изделий

зависимостям, а случайный процесс $I_n(G_s, t)$, вследствие общих закономерностей протекания деградационных процессов, в каждом однотипном изделии в любом сечении t^* имеет один и тот же закон распределения случайной величины $I_n / t = t^* f(I_n)$, что и при t = 0.

Исходя из полученных выводов (п. 1...4) анализа случайного процесса $I_n(G_s, t)$ при обработке статистических данных (см. таблицу), а также учитывая аналогичные результаты исследований по моделированию задач оценки надежности функционально сложной электронной компонентной базы [4], к которой относится и АЛТ, можно предположить, что процесс изменения определяющего параметра-критерия годности I_n АЛТ по множеству изделий представляет собой случайный процесс диффузионного типа. Пересечение процессом $I_n(G_s, t)$ граничного (критического для аппаратуры) уровня приводит к отказу АЛТ, в техническую документацию на поставку которых должен быть задан этот уровень. Тогда задача нахождения времени безотказной работы АЛТ сводится к решению стохастического дифференциального уравнения [5]:

$$dI_{\Pi}(G_{s}, t) = m_{t}^{I}[I_{\Pi}(G_{s}, t), t]dt + \sigma[I_{\Pi}(G_{s}, t), t]dW_{t},$$
(1)

где $m_t^{I}[I_n(G_s, t), t]$ – скорость изменения усредненного по множеству изделий значения $I_n(G_s, t)$ в момент времени t; $\sigma[I_n(G_s, t), t]$ – флуктуационная составляющая процесса $I_n(G_s, t)$; W_t – одномерный процесс броуновского движения.

Коэффициент $m_t^{I}[I_n(G_s, t), t]$ называется коэффициентом сноса, а коэффициент $\sigma[I_n(G_s, t), t]$ – коэффициентом диффузии случайного процесса $I_n(G_s, t)$.

Решение уравнения (1) позволяет определить время безотказной работы т при реальных для АЛТ в составе БСУ КА и, как правило, неменяющихся условиях эксплуатации и режимах применения ($G_s = \text{const}$). В дальнейшем, учитывая, что при использовании АЛТ в составе БСУ КА состав и степень жесткости внешних воздействующих факторов постоянны, т. е. $G_s = \text{const}$, опустим этот символ в нижеприведенных математических выражениях.

По результатам обработки исходных данных построены статистическая и теоретическая зависимости усредненного по множеству изделий значения $m[I_n(t), t]$ процесса $I_n(t)$ от времени наработки t (рис. 2) и статистическая зависимость среднеквадратического отклонения $\sigma[I_n(t), t]$ исследуемого случайного процесса от времени наработки t (рис. 3).



Рис. 2. Статистическая (1) и теоретическая (2) зависимости математического ожидания значений параметра I_n по множеству исследуемых АЛТ от времени наработки t



Рис. 3. Статистическая зависимость среднеквадратического отклонения значений параметра I_{n} по множеству исследуемых АЛТ от времени наработки *t*

Исходя из полученных зависимостей $m[I_n(t), t]$ и $\sigma[I_n(t), t]$, а также учитывая, что на ограниченном временном отрезке $[0, \tau]$ функция $m[I_n(t), t]$ может быть достаточно точно аппроксимирована линейной зависимостью, приходим к выводу: на указанном отрезке времени значение производной по *t* коэффициента сноса уравнения (1) $m_t^{I}[I_n(t), t]$ практически постоянно, а коэффициент диффузии $\sigma[I_n(t), t]$, ввиду того что значение τ конечно, ограничен некоторым положительным числом. Таким образом, выполняются ограничения на коэффициенты уравнения (1):

$$|m_t^{I}[I_{n1}(t), t] - m_t^{I}[I_{n2}(t), t]| + |\sigma[I_{n1}(t), t] - \sigma[I_{n2}(t), t]| \le R |I_{n1} - I_{n2}|,$$

$$|m_t^{I}[I_n(t), t]| + |\sigma[I_n(t), t]| \le R,$$

а вероятность $P\{I_{n0} \in [I_{n\tau}, I_{n\max}]\} = 1$, где R – некоторое положительное число; $I_{n0} = I_n(0)$ – начальное значение параметра-критерия годности I_n в момент времени t = 0. С учетом этих ограничений уравнение (1) имеет единственное решение вида

$$I_{\pi}(t) = I_{\pi 0} + \int_{0}^{t} m_{s}^{I}[I_{\pi}(s), s] ds + \int_{0}^{t} \sigma[I_{\pi}(s), s] dW_{s}.$$

Это решение позволяет найти момент первого достижения процессом $I_n(t)$ заданного уровня $I_{n\tau}$. Момент первого достижения $I_n(t)$ заданного уровня $I_{n\tau}$ является случайной величиной т со своим законом распределения вероятностей. При этом математическое ожидание случайной величины т определяется как

$$M(\tau) = 2\int_{\alpha}^{x} dt \int_{x}^{\beta} dz \int_{t}^{z} \frac{B(t)B(z)}{B(u)} du / \int_{\alpha}^{\beta} B(z) dz,$$

где $\alpha = I_{n\tau}$ – установленное предельное значение для процесса $I_n(t)$; $\beta > 1$ выбирается с учетом особенностей реального процесса; $x = I_{n0}$ – начальное значение случайного процесса $I_n(t)$;

$$B(t) = \exp\left\{\int_{0}^{t} \frac{2m_{u}^{I}(u)}{\sigma^{2}(u)} du\right\}$$

Анализ экспериментально полученных функциональных зависимостей коэффициентов уравнения (1) позволяет в первом предположении допустить их следующий вид:

$$m_t^{I}[I_n(t), t] = -k_1 = \text{const}; \quad \sigma[I_n(t), t] = k_0 + k_2 t,$$

где $k_0 = \text{const}; k_2 = \text{const}.$

Определяем: $B(t) = (1 + k_2 k_0^{-1} t)^{-k}$, где $k = 2k_1/k_2$.

Тогда, опуская промежуточные вычисления, находим выражение для математического ожидания случайной величины τ , которое совпадает со средней наработкой до отказа $M(\tau) = T_{cp}$:

$$M(\tau) = \frac{k_0}{2k_1 + k_2} \frac{1}{(1 + k_3 \alpha)^{-k} - (1 + k_3 \beta)^{-k}} \{(1 + k_3 \beta)^{-k} [2(x - \alpha) + k_3 (x^2 - \alpha^2)] + (1 + k_3 \alpha)^{-k} [2(\beta - x) + k_3 (\beta^2 - x^2)] + (1 + k_3 x)^{-k} [2(\alpha - \beta) + k_3 (\alpha^2 - \beta^2)] \},$$

где $k_3 = k_2/k_0$.

Второй момент случайной величины т в этом случае определяется из рекуррентного соотношения [5]

$$\begin{split} M_{2}(\tau) &= \frac{4k_{0}}{(2k_{1}+k_{2})(\alpha_{1}^{-k}-\beta_{1}^{-k})} \Big\{ \alpha_{1}^{-k} \Big[x\beta(x-\alpha)(2+k_{3}\beta) - (x^{2}-\alpha^{2}) \Big[x+\beta+\frac{1}{2}k_{3}\beta^{2} - \\ &-\frac{1}{4}k_{3}(x^{2}+\alpha^{2}) \Big] + (x^{3}-\alpha^{3}) \Big(\frac{2}{3} - \frac{1}{3}k_{3}x \Big) \Big] + \beta_{1}^{-k} \big[x\alpha(\alpha-x)(2+k_{3}\alpha) + (x^{2}-\alpha^{2}) \big] x+\alpha + \\ &+\frac{1}{2}\alpha^{2} - \frac{1}{4}k_{3}(x^{2}+\alpha^{2}) \Big] + (x^{3}-\alpha^{3}) \Big(\frac{1}{3}k_{3}x - \frac{2}{3} \Big) + \big[2(\alpha-\beta) + k_{3}(\alpha^{2}-\beta^{2}) \big] \Big[\frac{1}{k_{3}}\frac{x}{k-1}(\alpha_{1}^{1-k}-\beta_{1}^{1-k}) + \Big(\frac{1}{k_{3}} \Big)^{2} \Big[\Big(-\frac{\alpha_{1}^{2-k}}{k-2} + \frac{\beta_{1}^{1-k}}{k-1} \Big) - \Big(\frac{x_{1}^{2-k}}{k-2} + \frac{x_{1}^{1-k}}{k-1} \Big) \Big] \Big] \Big] + \frac{x-\alpha}{\beta-\alpha} \Big\{ \alpha_{1}^{-k} \Big[\beta^{2}(\beta-\alpha)(2+k_{3}\beta) - \\ &- (\beta^{2}-\alpha^{2}) \Big[2\beta + \frac{1}{2}k_{3}\beta^{2} - \frac{1}{4}k_{3}(\beta^{2}+\alpha^{2}) \Big] + \Big(\beta^{3}-\alpha^{3}) \Big(\frac{2}{3} - \frac{1}{3}k_{3}\beta \Big) \Big] + \beta_{1}^{-k} \big[\beta\alpha(\alpha-\beta)(2+k_{3}\alpha) + \\ &+ (\beta^{2}-\alpha^{2}) \Big[\beta+\alpha+\frac{1}{2}k_{3}\alpha^{2} - \frac{1}{4}k_{3}(\beta^{2}+\alpha^{2}) \Big] + \Big(\beta^{3}-\alpha^{3}) \Big(\frac{1}{3}k_{3}\beta-\frac{2}{3} \Big) \Big] + \big[2(\alpha-\beta) + \\ &+ k_{3}(\alpha^{2}-\beta^{2}) \Big] \Big[\frac{1}{k_{3}}\frac{\beta}{k-1} (\alpha_{1}^{1-k}-\beta_{1}^{1-k}) + \frac{1}{k_{3}} \Big[\Big(-\frac{\alpha_{1}^{2-k}}{k-2} + \frac{\alpha_{1}^{1-k}}{k-1} \Big) - \Big(-\frac{\beta_{1}^{2-k}}{k-2} + \frac{\beta_{1}^{1-k}}{k-1} \Big) \Big] \Big] \Big\} \Big\}. \end{split}$$

где $\beta_1 = (1+k_3\beta); \ \alpha_1 = (1+k_3\alpha); \ x_1 = (1+k_3x).$

Дисперсия случайной величины т определяется как

$$D(\tau) = \sigma^2(\tau) = M_2(\tau) - M^2(\tau).$$

Задаваясь значением α и используя полученные выражения, можно рассчитать время безотказной работы АЛТ.

Математические выражения, приведенные в статье, позволяют спрогнозировать значения показателей безотказности при линейной зависимости параметров $m[I_n(t), t]$ и $\sigma[I_n(t), t]$ и сследуемого случайного процесса $I_n(t)$ от времени наработки t и являются наиболее простыми. При более детальном исследовании указанных зависимостей установлено, что они имеют отличный от линейного характер.

В результате подбора аппроксимирующих функций для статистической зависимости $m[I_n(t), t]$ от времени t (см. рис. 2) установлено, что максимальную достоверность $R^2 = 0,9443$ обеспечивает экспоненциальная функция вида

$$m[I_{\pi}(t), t] = Ce^{-rt},$$

где для исследуемого процесса $C = 3,7863; r = 3,0.10^{-5}.$

Тогда коэффициент сноса случайного процесса $I_n(t)$ равен

$$m_t^{I}[I_n(t), t] = -Cre^{-rt}.$$
 (2)

11

Зависимость параметра $\sigma[I_n(t), t]$ от времени более достоверно описывается функцией

$$\sigma[I_n(t), t] = k_0 + k_2 t^{1/n}, \tag{3}$$

где *n* – некоторое положительное число.

Для ускоренной оценки времени безотказной работы изделий в случае временных зависимостей параметров $m_t^{I}[I_n(t), t]$ и $\sigma[I_n(t), t]$, описываемых соответственно выражениями (2) и (3), а также другими, разработаны модель, алгоритм, математическое и программное обеспечение расчета показателей безотказности на ЭВМ, пример использования которых представлен в [6].

Необходимо отметить, что вышеизложенный подход к ускоренной оценке показателей безотказности АЛТ в составе БСУ КА по изменению во времени значений параметра-критерия годности I_n базируется на принципе «параметр – поле допуска» и учитывает только параметрические отказы изделий. Вместе с тем, как показывают исследования надежности АЛТ «Успех-ЗАМ», в процессе наземных испытаний этих изделий в технологическом цикле производства БСУ имели место и внезапные отказы. Поэтому в модели прогнозирования надежности АЛТ желательно учитывать как параметрические отказы, обусловленные снижением уровня параметра-критерия годности ниже допустимого, так и внезапные отказы, связанные с отказами составных узлов и комплектующих изделий АЛТ.

В этом случае вероятность безотказной работы АЛТ определяется следующим образом [4]:

$$P(t) = P_1(t) P_2(t),$$
(4)

где $P_1(t)$ – вероятность безотказной работы при внезапных отказах; $P_2(t)$ – вероятность безотказной работы при параметрических отказах.

Плотность вероятности наступления отказов g(t) зависит соответственно от плотностей вероятностей наступления внезапных $g_1(t)$ и параметрических $g_2(t)$ отказов и находится как

$$g(t) = g_1(t) P_2(t) + g_2(t) P_1(t).$$
(5)

Определение функций $g_1(t)$ и $P_1(t)$ – задача теоретически решенная и в общем случае осуществляется с помощью выражений, приведенных, например, в [7]:

$$\Lambda_1 = \sum_{i=1}^n \Lambda_1^{(i)} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \delta_j^i \lambda_{1(j)} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \delta_j^i \lambda_{\delta(j)} \prod_{s=1}^r K_{s(j)}^s,$$

где $\Lambda_1^{(i)}$ – интенсивность отказов *i*-го комплектующего внутреннего блока, узла АЛТ; $\lambda_{1(j)}$ – интенсивность отказов компонента (элемента) *j*-го типа, применяемого в АЛТ; $\lambda_{\delta(j)}$ – базовая интенсивность компонента (элемента) *j*-го типа в нормальных условиях эксплуатации; δ_j^i – количество компонентов (элементов) *j*-го типа в *i*-м блоке, узле АЛТ; $K_{s(j)}^i$ – коэффициенты (*s* = 1,2,...,*r*), учитывающие условия и режимы применения, качество изготовления, функциональное назначение и т. п. компонентов (элементов) *j*-го типа в *i*-м блоке, узле АЛТ.

Плотность распределения наработки до внезапного отказа ЭРИ определяется как

$$g_{1}(t) = \Lambda_{1} \exp(\Lambda_{1} t) = \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{m} \delta_{j}^{i} \lambda_{\delta(j)} \prod_{s=1}^{r} K_{s(j)}^{i} \exp\left\{-\sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{m} \delta_{j}^{i} \lambda_{\delta(j)} \prod_{s=1}^{r} K_{s(j)}^{i} t\right\}.$$

Вероятность безотказной работы за время t равна

$$P_1(t) = \exp\left(-\Lambda_1 t\right) = \exp\left\{-\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \delta_j^i \lambda_{\delta(j)} \prod_{s=1}^r K_{s(j)}^i t\right\}.$$

Поиск функций $g_2(t)$ и $P_2(t)$ является более сложной и до конца нерешенной задачей для всех возможных вариантов зависимостей этих функций от времени наработки t. Вместе с тем анализ результатов эксплуатации АЛТ «Успех-ЗАМ» в составе БСУ КА показывает, что распределение наработки до параметрического отказа по параметру-критерию годности I_n может быть достаточно точно описано композиционным законом нормального и убывающего по параболе распределения третьей степени. Опуская промежуточные вычисления, получаем

$$g_{2}(t) = \sigma_{H}^{3} (4L^{4})^{-1} [(X_{2})^{3} + 3X_{2}] [F(X_{2}) - F(X_{1})] + \sigma_{H} (4l^{4})^{-1} \{\sigma_{H} [6LX_{2} - \sigma_{H} (X_{1})^{2} - 2\sigma_{H}] f_{0} (X_{1}) - \sigma_{H}^{2} (X_{2} + 2) f_{0} (X_{2}) \},$$

где $f_0(...)$ – табулированная функция Гаусса; F(...) – табулированная функция Лапласа; T, $\sigma_{\rm H}$ – математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение составляющей нормального распределения соответственно; L – параметр составляющей убывающего по 3-й степени распределения; $X_1 = (t + L - T)/\sigma_{\rm H}$; $X_2 = (t - L - T)/\sigma_{\rm H}$.

Вероятность безотказной работы при наступлении параметрических отказов равна

$$\begin{split} &P_{2}(t) = 1 - \left(4L^{4}\right)^{-1} \left\{0,25\sum_{j=0}^{1}\left(-1\right)^{j}\sum_{i=0}^{1}\left(-1\right)^{i} \left\{\left[\left(1-i\right)t^{4} - \left(\left(-1\right)^{j}L+T\right)^{4} - 6\left(\left(-1\right)^{i}L+T\right)^{2}\sigma_{u}^{2} - 3\sigma_{u}^{4}\right]F(X_{5}) + \sigma_{u}\left[\left(1-i\right)t^{3} + \left(1-i\right)t^{2}\left(\left(-1\right)^{j}L+T\right) + \left(1-i\right)t\left(\left(-1\right)^{j}L+T\right)^{2} + \left(\left(-1\right)^{j}L+T\right)^{3} - \left(\left(-1\right)^{j}L+T\right)\sigma_{u}^{2} - 3\left(1-i\right)t\sigma_{u}^{2}\right]f_{0}(X_{5})\right\} - \left(L+T\right)\sum_{j=0}^{1}\left(-1\right)^{j}\sum_{i=0}^{1}\left(-1\right)^{i} \left\{\left[\left(1-i\right)t^{3} - \left(\left(-1\right)^{j}L+T\right)^{3} - 3\left(\left(-1\right)^{j}L+T\right)\sigma_{u}^{2}\right]F(X_{5}) + \sigma_{u}\left[\left(1-i\right)t^{2} + \left(\left(-1\right)^{j}L+T\right)^{2} + \left(1-i\right)t\left(\left(-1\right)^{j}L+T\right) + 2\sigma_{u}^{2}\right]f_{0}(X_{5})\right\} + 1,5\left[\left(L+T\right)^{2} + \sigma_{u}^{2}\right]\sum_{j=0}^{1}\left(-1\right)^{j}\sum_{i=0}^{1}\left(-1\right)^{i} \left\{\left[\left(1-i\right)t^{2} - \left(\left(-1\right)^{j}L+T\right)^{2} - \sigma_{u}^{2}\right]F(X_{5}) + \sigma_{u}\left[\left(1-i\right)t + \left(-1\right)^{j}L+T\right]f_{0}(X_{5})\right\} - \left(L+T\right)\left[\left(L+T\right)^{2} + 3\sigma_{u}^{2}\right]\sigma_{u}\sum_{j=0}^{1}\left(-1\right)^{j}\sum_{i=0}^{1}\left(-1\right)^{i} \left\{X_{5}F(X_{5}) + f_{0}(X_{5})\right\} + \sigma_{u}\left(4L^{4}\right)^{-1}\left\{-\sigma_{u}\left\{\left[\left(L-T\right)^{2} + \sigma_{u}^{2}\right]F(X_{1}) - F(X_{4})\right] + \sigma_{u}\left[\left(t-L+T\right)f_{0}(X_{1})\right]\right\} - \left[6L(L+T) + \left(L-T\right)^{2} + 2\sigma_{u}^{2}\right]\sigma_{u}\left[F(X_{1}) - F(X_{4})\right]\right] - \sigma_{u}\left\{\left[F(X_{2}) + F(X_{3})\right] + \sigma_{u}\left[\left(t+L+T\right)f_{0}(X_{2}) - \left(L+T\right)f_{0}(X_{3}\right)\right]\right\} + 2\left(L+T\right)\left\{\sigma_{u}^{2}\left[f_{0}(X_{3}) - f_{0}(X_{2})\right] - \left[-L\sigma_{u}\left[F(X_{2}) + F(X_{3})\right]\right\} - \left[\left(L+T\right)^{2} + 2\sigma_{u}^{2}\right]\sigma_{u}\left[F(X_{2}) + F(X_{3})\right]\right\}, \end{split}$$

где $X_3 = (L+T)/\sigma_{\rm H}$; $X_4 = (L-T)/\sigma_{\rm H}$; $X_5 = [(1-i)t - (-1)^j - T]/\sigma_{\rm H}$.

Подставляя полученные выражения для $g_1(t)$, $P_1(t)$, $g_2(t)$, $P_2(t)$ в уравнение (5), можно найти плотность распределения наработки АЛТ до отказа g(t), на основе которой при задании предельного уровня для параметра ТП $\alpha = I_{nr}$ определяются показатели безотказности изделий.

Таким образом, в результате проведенных исследований разработана математическая модель прогнозирования безотказности АЛТ с учетом внезапных и параметрических (связанных с достижением заданного уровня параметра-критерия годности I_n) отказов. Разработанная модель ускоренной оценки безотказности АЛТ по мере пополнения базы статистических данных о наработке изделий в составе БСУ КА будет уточняться. Практическая значимость рассмотренного метода определяется тем, что на основе один раз проведенного изучения процесса изменения критериального параметра АЛТ в течение времени наработки можно в дальнейшем при ограниченных статистических данных с приемлемой точностью прогнозировать их надежность.

ЛИТЕРАТУРА

1. Четыркин Е.М. Статистические методы прогнозирования. – М.: Статистика, 1975.

2. *Чуев Ю.В., Михайлов Ю.Б., Кузьмин В.И.* Прогнозирование количественных характеристик процессов. – М.: Сов. радио, 1975.

3. Сбор, анализ и машинная обработка телеметрических данных о поведении определяющего параметра АЛТ «Успех-ЗАМ» в процессе летной эксплуатации: отчет о НИР / 22 ЦНИИИ МО РФ; науч. рук. Дульский Г.И. – Мытищи, 2010.

4. *Борисов А.А., Исаев В.М.* О некоторых подходах к оценке надежности сложной электронной компонентной базы нового поколения // Вестник Московского государственного университета леса. – 2009. – № 3(66).

5. Гихман И.И., Скороход А.В. Введение в теорию случайных процессов. – М.: Наука, 1977.

6. Домрачев В.Г., Исаев В.М. Об оценке надежности цифровых преобразователей угла с учетом метрологических отказов // Измерительная техника. – 1990. – № 9.

7. Надежность электрорадиоизделий: справочник / Под ред. *Борисова А.А.* – Мытищи: 22 ЦНИИИ МО РФ, 2006.

Статья поступила 7 июля 2010 г.

УДК 621.316

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ВАКУУМНЫХ ДУГОГАСИТЕЛЬНЫХ КАМЕР

В. В. Муллин

ОАО «НПП «Контакт», г. Саратов

Рассмотрена методика оценки величины переходного сопротивления вакуумных дугогасительных камер, зависящей от фактической площади соприкосновения контактов. Показано, что при одинаковом усилии поджатия фактическая площадь соприкосновения у сферических контактов больше, чем у плоских контактов.

Methodology of transient resistance value of vacuum arc chutes depending on actual area of contact touch has been considered. It was shown that at similar pressure effort the spherical contacts have larger actual area of touch than the flat ones.

КС: вакуумная дугогасительная камера, переходное сопротивление, фактическая площадь соприкосновения контактов

Keywords: vacuum arc chute, transient resistance, actual area of contact touch

Вакуумные дугогасительные камеры используются в качестве исполнительного устройства (как вакуумные выключатели) коммутационной аппаратуры в сильноточных электрических цепях. Одним из параметров, характеризующих работу этой аппаратуры, является температура токоведущей цепи. С целью исключения перегрева цепи в процессе всего срока эксплуатации сопротивление ее элементов, в том числе и камер при замкнутых контактах, должно быть минимальным при протекании номинальных токов.

Сопротивление камеры можно представить состоящим из двух компонентов: сопротивления металлических элементов конструкции, соединенных между собой посредством пайки высокотемпературными серебросодержащими припоями, и сопротивления в месте соприкосновения подвижного и неподвижного контактов (переходного сопротивления). Последний компонент зависит от ряда факторов, в том числе от геометрии контактов, свойств их материала, технологий изготовления материала и самих контактов, состояния их поверхности в области соприкосновения, а также величины контактного поджатия в составе аппаратуры. Результаты исследования влияния некоторых из этих факторов на величину переходного сопротивления серийно выпускаемых на ОАО «НПП «Контакт» камер приведены в настоящей работе.

Исследования проводились на камерах типа КДВА5-10-20/1600, КДВХ4-10-20/1600 и КДВА2-10-31,5/1600, имеющих наибольшее различие в конструкции.

В камере КДВА5-10-20/1600 используется контактная система, создающая при прохождении тока по индукторам специальной формы аксиальное магнитное поле между контактами [1]. Контакты изготавливаются из материала ХД-70 и имеют сферическую форму поверхности в области их соприкосновения. Внешний диаметр выпуклого контакта – 44 мм, вогнутого – 46 мм. Каждый индуктор выполнен в виде двух параллельно подключенных полувитков, соединяющих контакты со стержнями токовывода и токоввода соответственно. На рис. 1 приведена схема токоведущей цепи камеры с аксиальным магнитным поле и сферическими контактами.



Рис. 1. Схема токоведущей части вакуумной дугогасительной камеры с аксиальным магнитным полем и сферическими контактами:

1 – стержень токовывода; 2 – индуктор токовывода; 3 – контакт токовывода;
 4 – контакт токоввода; 5 – индуктор токоввода; 6 – стержень токоввода; 7 – фланец

В камере КДВА2-10-31,5/1600 также используется аксиальное магнитное поле, но индуктор выполнен в виде трех параллельно соединенных сегментов. Контакты плоские, диаметром 85 мм. В камере КДВХ4-10-20/1600 индукторы отсутствуют, поскольку контактная система формирует радиальное магнитное поле [1]. Контакты плоские, диаметром в области соприкосновения 40 мм.

Переходное сопротивление контакт – контакт определяется как разность между измеренной величиной сопротивления камеры при замкнутых контактах и расчетной величиной суммарного сопротивления элементов ее конструкции, составляющих цепь, по которой протекает ток. В эту цепь в общем случае, как видно из рис. 1, входят стержень, индуктор и контакт токовывода (подвижного вывода камеры), стержень, индуктор, контакт и фланец токоввода (неподвижного вывода). При расчете сопротивления индукторов каждый из них представлялся в виде параллельно включенных проводников в количестве, длиной и сечением как у реального элемента. Для оценки погрешности такого подхода в табл. 1 проводится сравнение измеренных и расчетных величин сопротивлений каждого элемента конструкции камеры КДВА5-10-20/1600.

	Сопротивление, мкОм					
Элемент конструкции	Измерение	Расчет				
Стержень токовывода	5,5-6,0	5,9				
Индуктор токовывода	5,0-5,5	5,3				
Контакт токовывода	0,5	0,1				
Контакт токоввода	0,5	0,1				
Индуктор токоввода	5,5-6,0	5,7				
Стержень токоввода	1,5 - 2,0	1,1				

Таблица	1
---------	---

Согласно табл. 1, сумма измеренных величин сопротивлений элементов конструкции составляет 18,5...20,5 мкОм, а расчетных – 18,1 мкОм. Сравнение этих данных с учетом погрешности самого метода измерения сопротивления показывает возможность использования расчета для определения сопротивления спаянных между собой элементов камеры.

Результаты расчетов и данные статистики по измеренным значениям сопротивлений исследуемых типов камер в ходе производства приведены в табл. 2.

Γ	а	б	Л	И	Ц	а	2

	Статистический раз-	Расчетная величина	Переходное сопротив-
Тип камеры	брос измеренных зна-	суммарного сопротив-	ление элементов ка-
	чений сопротивления	ления элементов ка-	меры, мкОм
	камеры, мкОм	меры, мкОм	
КДВА5-10-20/1600	22 - 30	18,2	3,8-11,8
КДВХ4-10-20/1600	14 - 20	7,5	6,5 – 12,5
КДВА2-10-31,5/1600	15 – 21	12	3 – 9

Конструкции камер, а также технологии изготовления деталей и их пайки в производственных условиях обеспечивают весьма малые разбросы значений как суммарного сопротивления камер при замкнутых контактах, так и сопротивления их элементов. Следовательно, имеющийся разброс величин сопротивления камер с замкнутыми контактами (см. табл. 2) обусловлен разбросом значений переходного сопротивления, который объясняется в том числе различием площадей фактического соприкосновения контактов из-за наличия локальных неоднородностей на их поверхностях.

Согласно [2], сопряжение двух контактов происходит по площади, которая значительно меньше площади рабочей поверхности самих контактов. Суммарная фактическая площадь соприкосновения увеличивается при увеличении силы поджатия и уменьшается при увеличении микротвердости материала.

Приведенный набор статистических данных показал, что для получения одного и того же относительного уменьшения переходного сопротивления требуется в случае камеры КДВХ4-10-20/1600 двукратное относительное увеличение усилия поджатия по сравнению с камерой КДВА5-10-20/1600, а в случае камеры КДВА2-10-31,5/1600 – в 3,5 раза. При этом во всех трех типах камер использовались идентичные материалы контактов. Полученный результат позволяет сделать вывод, что переходное сопротивление плоских контактов в большей степени изменяется при дополнительном поджатии, чем в случае сферических контактов. Это является свидетельством, что при сферических контактах эффективная площадь соприкосновения значительно больше, чем при плоских контактах с тем же усилием поджатия.

Данное обстоятельство может быть объяснено следующим образом. При плоских контактах эффективная площадь соприкосновения определяется шероховатостью поверхности и плоскостностью контактов, а также их взаимной параллельностью. При таких контактах сила поджатия перпендикулярна к их поверхности и имеет место незначительная пластическая деформация ее неровностей. Для сферических контактов подбором допусков на радиусы сфер выпуклого и вогнутого контактов было обеспечено соприкосновение по внешнему краю сфер. Поскольку в данном случае сила поджатия направлена под углом к поверхности контакта, давление в зоне контактирования больше усилия поджатия, что приводит к боковому сдвигу неровностей. В результате увеличивается их пластическая деформация, а следовательно, фактическая площадь соприкосновения.

Действие других факторов, приводящих к разбросу значений переходного сопротивления, для плоских и сферических контактов одинаково. Это позволяет заключить, что при равных условиях в камерах со сферическими контактами после выбора оптимальных допусков на радиусы сфер можно ожидать получения меньших величин переходного сопротивления, чем в камерах с плоскими контактами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Белкин Г.С. Коммутационные процессы в электрических аппаратах. – М.: Знак, 2003. – 238 с.

2. Белкин Г.С. Тепловые процессы в электрических аппаратах. – М.: Знак, 2006. – 224 с.

Статья поступила 16 июня 2010 г.

УДК 621.52

ПРОСТАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РАСЧЕТА ВОЗВРАТНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ВАКУУМНОЙ ДУГОГАСИТЕЛЬНОЙ КАМЕРЫ КАК ФУНКЦИИ ТОКА ОТСЕЧКИ

В. В. Муллин

ОАО «НПП «Контакт», г. Саратов

На основе анализа эквивалентной схемы получено приближенное аналитическое выражение, описывающее зависимость возвратного напряжения вакуумной дугогасительной камеры от времени, которое позволило установить связь между пиковым значением возвратного напряжения и величиной тока отсечки.

Based on the equivalent circuit analysis there was obtained an approximate analytical expression describing the dependence of vacuum arc chute reverse voltage on the time which allowed to establish a connection between reverse voltage peak value and cutoff current value.

КС: вакуумная дугогасительная камера, математическая модель, возвратное напряжение, ток <u>отсечки</u>

Keywords: vacuum arc chute, mathematical model, reverse voltage, cutoff current

Как известно [1], при отключении переменного тока в цепи с помощью вакуумной дугогасительной камеры (ВДК) имеет место явление отсечки тока. При этом возникает высокочастотное возвратное напряжение, пиковое значение которого может быть значительно выше рабочего напряжения в сети, что в итоге может привести к повторному пробою в ВДК.

Задача расчета возвратного напряжения рассматривалась в работе [2], однако в анализируемой в ней эквивалентной схеме рассмотрен случай постоянной ЭДС. Кроме того, ток отсечки в этой схеме не связан с током через выключатель. В данной работе, в отличие от [2], в качестве эквивалентной схемы (рис. 1) рассмотрен колебательный контур с затуханием, питаемый пере-



Рис. 1. Эквивалентная схема ВДК с переменной ЭДС

менной ЭДС. Размыкание выключателя S происходит в тот момент, когда протекающий через него ток на участке падения снизится до уровня тока отсечки I_{orc} .

Решение задачи состоит из двух этапов. Вначале рассматривается стационарный режим колебаний, чтобы определить момент, когда ток через выключатель S на участке падения достигает значения, равного заданному току отчетки $I_{\rm orc}$. Затем определяются мгновенные параметры состояния схемы в момент отключения тока: ток через индуктивность и напряжение (заряд) на емкости. Значения этих параметров в качестве начальных данных однозначно определяют переходный процесс, следующий за отключением тока.

На втором этапе решаются дифференциальные уравнения, описывающие данный переходный процесс. В результате находится в явном виде напряжение на выключателе *S* как функция времени. Отсюда для данного значения тока отсечки можно определить пиковое значение возвратного напряжения и построить зависимость пикового значения возвратного напряжения от величины тока отсечки.

Рассмотрим стационарный режим. Пусть R, L, C – параметры схемы (сопротивление, индуктивность и ёмкость). В стационарном режиме при замкнутом выключателе S в цепи действует гармоническая ЭДС с круговой частотой Ω . $E(t) = E_0 \cos(\Omega t)$.

Напряжение на ёмкости, согласно рис. 1, равно ЭДС:

$$U_{C}(t) = E(t) = E_{0} \cos(\Omega t). \tag{1}$$

Ток через емкость

$$i_{C}(t) = C(d/dt)U_{C}(t) = -I_{mC}\sin(\Omega t), \qquad (2)$$

где $I_{mC} = C\Omega E_0$.

Ток через индуктивность найдем с помощью символического метода, вводя комплексы тока и напряжения.

$$i_{I}(t) = I_{mI} \cos(\Omega t - \arg(R + i\Omega L)),$$
(3)

где

$$I_{mL} = \frac{E_0}{\sqrt{R^2 + \Omega^2 L^2}}; \qquad \varphi_L = \arg(R + i\Omega L) = \operatorname{arctg}(\Omega L/R); \quad 0 < \varphi_L < \frac{\pi}{2}.$$
(4)

Ток через выключатель с учетом (2) и (3) можно представить в виде

 $i_{S}(t) = i_{C}(t) + i_{L}(t) = I_{mL} \cos(\Omega t - \varphi_{L}) - I_{mC} \sin(\Omega t).$

Простыми преобразованиями находим

$$i_{s}(t) = I_{ms} \cos(\Omega t - \alpha), \tag{5}$$

где $I_{mS} = \sqrt{I_{mL}^2 - 2I_{mL}I_{mC}\sin(\varphi_L) + I_{mC}^2}$.

Из множества значений для α с учетом выражения (4) находим основное:

$$\alpha = \operatorname{sgn}(I_{mL}\sin(\varphi_L) - I_{mC})\alpha\cos\left(\frac{I_{mL}\cos(\varphi_L)}{I_{mS}}\right), \quad -\frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{\pi}{2}.$$
(6)

Из уравнения (5) найдем момент времени, при котором ток через выключатель *S* находится на спаде и равен току отсечки. Получаем

$$I_{mS}\cos(\Omega t - \alpha) = I_{orc}.$$
(7)

Уравнение имеет решение при условии

$$I_{\rm orc} < I_{mS} \,. \tag{8}$$

Из выражения (7) находим

$$t_1 = \frac{1}{\Omega} \left(\alpha + a \cos\left(\frac{I_{\text{orc}}}{I_{mS}}\right) \right). \tag{9}$$

Теперь, зная t_1 , из (1) и (3) находим искомые значения напряжения на конденсаторе и тока через индуктивность, которые являются начальными условиями при анализе переходного процесса

$$u_{c0} = u_{c}(t_{1}) = E_{0} \cos(\Omega t_{1}), \tag{10}$$

$$i_{L0} = i_{L}(t_{1}) = I_{mL} \cos(\Omega t_{1} - \varphi_{L}).$$
(11)

Переходный процесс в цепи описывается токами через ёмкость и индуктивность, которые, согласно схеме на рис. 1, удовлетворяют управлениям Кирхгофа:

$$i_{C}(t) + i_{L}(t) = 0,$$

$$\frac{1}{C} \int_{0}^{1} i_{C}(t) dt + L \frac{d}{dt} i_{L}(t) + R i_{L}(t) = 0.$$

Подвергая эти уравнения преобразованию Лапласа, получаем соотношения для образов (по Лапласу) токов через ёмкость и индуктивность.

$$I_{C}(\omega)+I_{L}(\omega)=0,$$

$$-\frac{1}{\omega C}I_{C}(\omega)+(\omega L+R)I_{L}(\omega)=\frac{1}{\omega}u_{C}(0)+i_{L}(0),$$

где, согласно (10) и (11),

$$u_{C}(0) = E_{0}\cos(\Omega t_{1}),$$
$$i_{L}(0) = L(I_{mL}\cos(\Omega t_{1} - \varphi_{L})).$$

(12)

Отсюда находим

$$I_{L}(\omega) = C \frac{E_{0} \cos(\Omega t_{1}) + LI_{mL} \cos(\Omega t_{1} - \varphi_{L})\omega}{1 + \omega^{2}CL + \omega CR}$$
$$I_{C}(\omega) = -I_{L}(\omega).$$

Для удобства восстановления оригинала токов преобразуем выражение

$$I_{L}(\omega) = \frac{E_{0}\cos\left(\Omega t_{1}\right) + LI_{mL}\cos\left(\Omega t_{1} - \varphi_{L}\right)\omega}{L[(\omega + \beta)^{2} + \omega_{0}^{2}]},$$

где $\beta = R/2L$, $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}$ – частота возвратного напряжения (собственная частота коле-

бательного контура).

Процесс будет колебательным, если $\boldsymbol{\omega}_{_{0}}$ будет действительной величиной, т. е. должно выполняться условие

$$R < 2\sqrt{L/C}$$
.

Обратным преобразованием Лапласа находим

$$i_{L}(t) = e^{-\beta t} I_{mL} \cos(\Omega t_{1} - \varphi_{L}) \cos(\omega_{0}t) + \frac{e^{-\beta t}}{\omega_{0}} \left(\frac{E_{0}}{L} \cos(\Omega t_{1}) - I_{mL}\beta \cos(\Omega t_{1} - \varphi_{L}) \right) \sin(\omega_{0}t),$$
(13)
$$i_{C}(t) = -i_{L}(t), \qquad t \ge 0.$$

С помощью (12) найдем напряжение на выключателе, согласовав времена найденных токов и ЭДС.

$$E(t+t_1) = u_S(t) + u_R(t) + u_L(t) = u_S(t) + Ri_L(t) + L\frac{d}{dt}i_L(t), \quad t \ge 0.$$

Отсюда

$$u_{S}(t) = E(t+t_{1}) - Ri_{L}(t) - L\frac{d}{dt}i_{L}(t).$$

После эквивалентных преобразований находим

$$u_{S}(t) = E(t+t_{1}) - e^{-\beta t} A_{1} \sin(\omega_{0}t) - e^{-\beta t} A_{2} \cos(\omega_{0}t),$$
(14)

где

$$A_{1} = \frac{E_{0}}{\omega_{0}L}\cos(\Omega t_{1})(R - L\beta) - \frac{I_{mL}}{\omega_{0}}\cos(\Omega t_{1} - \varphi_{L})(R\beta + L\omega_{0}^{2} - L\beta^{2}),$$
$$A_{2} = E_{0}\cos(\Omega t_{1}) + I_{mL}\cos(\Omega t_{1} - \varphi_{L})(R - 2L\beta).$$

Подставляя в (14) выражение для β , ω_0 и $E(t+t_1)$, окончательно находим искомую формулу для возвратного напряжения:

$$u_{S}(t) = E_{0} \cos[\Omega(t+t_{1})] - \frac{e^{-\beta t}}{\omega_{0}} (E_{0} \frac{R}{2L} \cos(\Omega t_{1}) - I_{mL} \frac{1}{C} \cos(\Omega t_{1} - \varphi_{L})) \sin(\omega_{0} t) - -e^{-\beta t} E_{0} \cos(\Omega t_{1}) \cos(\omega_{0} t).$$
(15)

На рис. 2 показана кривая тока через выключатель до момента отключения, а на рис. 3 – график возвратного напряжения для следующих исходных данных:

$$E_0 = 10^3 \,\mathrm{B}, \ R = 1.10^1 \,\mathrm{Om}, \ C = 2.10^{-6} \,\Phi, \ L = 5.10^{-2} \,\Gamma\mathrm{H}, \ \Omega = 2\pi \cdot 50 \,\Gamma\mathrm{H}.$$
 (16)



Рис. 2. Ток через включатель до момента отключения как функция времени



Рис. 3. Форма сигнала возвратного напряжения для выбранных исходных данных

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 3(506), 2010

Критическое значение тока отсечки I_{mS} для данных (16), согласно (7), составляет 53,2 A, а величина тока отсечки – 10 A.

На рис. 4 показана зависимость пикового значения возвратного напряжения U_{sp} от тока отсечки, которая была получена в результате подсчета возвратного напряжения по формуле (14) для принятых выше и различных значений тока отсечки, не превышающих критического значения.



Рис. 4. Пиковое значение возвратного напряжения как функция тока отсечки при амплитуде ЭДС 1000 В

Видно, что с ростом тока отсечки пиковое значение U_{Sp} возрастает в несколько раз.

Таким образом, в рамках выбранной модели удалось получить выражение для возвратного напряжения в аналитическом виде, что позволяет качественно устанавливать роль того или иного параметра.

Полученные результаты могут быть полезны при конструировании ВДК, позволяя оценить пиковое значение возвратного напряжения и продолжительность его действия при условии, что известны эквивалентные значения ёмкости, индуктивности и сопротивления. Возможно и решение обратной задачи: по известному значению возвратного напряжения оценить параметры цепи.

Для повышения надежности ВДК необходимо снижать пиковое значение возвратного напряжения, уменьшая ток отсечки за счет оптимизации конструкции устройства. Пиковое значение возвратного напряжения можно ещё снижать, уменьшая реактивность цепи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Slade P.C. The Vacuum Interrupter: Theory, Design, and Application. - CRC Press, 2008.

2. Holms F. An empirical study of current chopping by vacuum arcs // IEEE Power Engineering Society. C-74-088-1.

Статья поступила 10 июня 2010 г.

ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.3.049.77.029.64

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ КОНСТРУКЦИИ ТИПОВОГО ФРАГМЕНТА ГИС СВЧ-ДИАПАЗОНА

В. А. Иовдальский

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Приводятся различные конструктивно-технологические варианты исполнения типового фрагмента ГИС СВЧ, представляющего собой кристалл монолитной полупроводниковой интегральной схемы, содержащей ПТШ и два блокировочных конденсатора, которая установлена различными способами. Поясняются преимущества предлагаемых конструкций фрагмента ГИС СВЧ по сравнению с разработанными ранее. На рассматриваемых примерах фрагментов прослеживается дальнейшая эволюция ГИС СВЧ.

Different design-technological options of microwave HIC typical segment of monolithic semiconductor IC chip including Shottky-gate FET and two bypass capacitors which is mounted in different ways are given. The advantages of the proposed designs of microwave HIC segment as compared to ones developed before are explained. The proposed examples of segments show further evolution of Microwave HICs.

КС: конструктивно-технологический вариант исполнения, типовой фрагмент ГИС СВЧ, кристалл монолитной полупроводниковой интегральной схемы, эволюция, улучшение электрических, тепловых и массогабаритных характеристик

Keywords: <u>design-technological option, microwave HIC typical segment, monolithic semiconductor IC</u> <u>chip, evolution, the improvement of electric, thermal and dimension characteristics</u>

1. ВВЕДЕНИЕ

Стремление разработчиков к улучшению электрических, тепловых и массогабаритных характеристик ГИС СВЧ влечет за собой неминуемое совершенствование их конструкции и, как следствие, изменение технологии изготовления.

Развитие техники монолитных интегральных схем (МИС) СВЧ-диапазона и их использование в качестве комплектующих элементов в ГИС СВЧ открывает новые возможности улучшения характеристик ГИС и твердотельных модулей на их основе. В работе [1] прослеживается эволюция типового фрагмента ГИС СВЧ и его постоянное конструктивно-технологическое совершенствование.

2. СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ КОНСТРУКЦИИ

В конструкциях ГИС СВЧ есть часто используемые элементы или их сочетания (фрагменты). Таким типовым фрагментом ГИС может быть, например, сочетание кристалла транзистора, установленного на лицевой стороне диэлектрической подложки микрополосковой платы (МПП), на металлизированной площадке, и двух блокировочных конденсаторов, выполненных в виде кристаллов. Конденсаторы расположены с двух сторон кристалла ПТШ, нижней обкладкой на металлизированную площадку на поверхности МПП, и через металлизированные отверстия соединены с экранной заземляющей металлизацией, нанесенной на обратную сторону диэлектрической подложки МПП. При этом истоки ПТШ соединены с верхними обкладками конденсаторов проволочными проводниками из золота. Такой типовой фрагмент конструкции ГИС СВЧ наиболее часто используется в усилительных балансных каскадах входных усилителей и приемопередающих модулей. Причем обычно используются два одинаковых типовых фрагмента (рис. 1) [1]. Таким образом, улучшение конструкции типового фрагмента ГИС СВЧ является актуальной задачей и может оказать влияние на улучшение характеристик схемы.





Одним из путей улучшения совокупности электрических и массогабаритных характеристик ГИС СВЧ является использование МИС для объединения части компонентов схемы в одном кристалле.

В кристалле МИС объединены структуры ПТШ, двух пленочных конденсаторов и соединений обкладок конденсаторов: верхних с истоками ПТШ пленочными проводниками в составе топологического рисунка металлизации МИС, а нижних через металлизированные отверстия в кристалле МИС с экранной заземляющей металлизацией обратной стороны арсенидгаллиевого кристалла МИС. При этом заметно уменьшаются длины внутрисхемных соединений, а значит, и их паразитные индуктивности, что улучшает электрические характеристики схемы. Важным для улучшения электрических и массогабаритных характеристик ГИС СВЧ является тот факт, что пленочные конденсаторы необходимой емкости (2...5 пФ) удается расположить под контактными площадками истоков ПТШ без увеличения размера кристалла, на котором ранее располагался дискретный ПТШ.

Разработанный кристалл арсенидгалиевой МИС СВЧ может быть использован в ГИС СВЧ трех различных конструкций. На рис. 2 представлен вариант с расположением кристалла МИС на лицевой поверхности МПП, на металлизированной монтажной площадке.



Рис. 2. Конструкция типового фрагмента ГИС СВЧ с кристаллом МИС, установленным на поверхности МПП, на металлизированной монтажной площадке в составе топологического рисунка металлизации (даны разрез фрагмента и вид сверху):

1 - диэлектрическая подложка; 2 - топологический рисунок металлизации на ее лицевой стороне; 3 - экранная заземляющая металлизация на ее обратной стороне; 4 - металлическое теплоотводящее основание; 5 - электрои теплопроводящее вещество; 6 - металлизированная посадочная площадка; 7 - электрическое соединение металлизированной посадочной площадки с экранной заземляющей металлизацией; 8 - транзистор; 9, 10 - два конденсатора; 11 - истоки транзистора; 12 - электрические соединения истоков транзистора с верхними обкладками конденсаторов; 13 - верхние обкладки конденсаторов; 14, 15 - затвор и сток транзистора соответственно;16,17 - электрические соединения затворов и стоков транзистора с топологическим рисунком металлизации; 18 нижние обкладки конденсаторов; 19 - электрические соединения нижних обкладок конденсаторов с металлизированной посадочной площадкой; 20 - кристалл монолитной интегральной схемы; 21 - слой металлизациикристалла монолитной интегральной схемы; 22 - сквозные металлизированные отверстия в кристалле монолитной интегральной схемы В следующей конструкции ГИС (рис. 3) кристалл МИС расположен и закреплен на дне углубления. Причем глубина углубления обеспечивает расположение лицевых поверхностей кристалла МИС и диэлектрической подложки в одной плоскости.



Рис. 3. Конструкция типового фрагмента ГИС СВЧ с кристаллом МИС, который установлен на поверхности МПП, на металлизированной монтажной площадке, расположенной в углублении на лицевой стороне диэлектрической подложки, в составе топологического рисунка металлизации [2]:

обозначения позиций 1...22 аналогичны обозначениям на рис. 2; 23 – углубление на лицевой стороне диэлектрической подложки; 24 – сквозное металлизированное отверстие под транзистором кристалла монолитной интегральной схемы; 25 – металл или система металлов сквозного металлизированного отверстия

Представленная конструкция позволяет улучшить электрические характеристики за счет уменьшения паразитной индуктивности соединительных проводников в результате сокращения их длины. Кроме того, подложка под тепловыделяющим элементом – транзистором в составе МИС стала тоньше, чем на рис. 2, что приводит к уменьшению ее теплового сопротивления, а значит, улучшает тепловые характеристики. И наконец, расположение кристалла МИС в металлизированном углублении, выполненном в диэлектрической подложке платы, позволяет снизить высоту и массу ГИС СВЧ и тем самым улучшить массогабаритные характеристики.

Однако такая конструкция хотя и обладает рядом преимуществ, но сложна в изготовлении. Поэтому работа по совершенствованию конструкции и технологии типового фрагмента конструкции ГИС СВЧ была продолжена. Так появилась конструкция, представленная на рис. 4 [2].

В этой конструкции кристалл МИС устанавливается на выступ металлического основания в отверстии, выполненном в диэлектрической подложке платы. Преимуществом такой конст-



Рис. 4. Конструкция типового фрагмента ГИС СВЧ с кристаллом МИС, который установлен на поверхности МПП, на металлизированной монтажной площадке, расположенной на выступе металлического теплоотводящего основания или металлической вставке:

обозначения позиций 1...25 аналогичны обозначениям на рис. 2, 3; 26 – выступ металлического основания; 27 – отверстие в диэлектрической подложке

рукции по сравнению с предыдущими является хороший теплоотвод от транзистора, выполненного в составе МИС, и высокая технологичность. Использование плоских балочных выводов для кристалла МИС также оказывается полезным для получения высоких электрических характеристик.

Каждый из рассмотренных вариантов конструкции ГИС СВЧ обладает определенными преимуществами и недостатками. Однако появление новых вариантов конструкции дает дополнительные возможности выбора для каждого конкретного случая.

Появление новых конструкций ГИС СВЧ с кристаллом МИС в их составе дополнительно позволяет повысить надежность за счет сокращения числа сварных и паяных соединений [3].

3. СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИИ

Очевидно, что с изменением конструкции типового элемента ГИС СВЧ меняется технология его изготовления. Для реализации конструкции, представленной на рис. 2, достаточно применения типовых технологий изготовления МПП, кристалла МИС, посадки кристалла МИС на поверхность платы и термокомпрессионного присоединения соединительных проводников.

Использование конструкции МПП с углублением (см. рис. 3) требует дополнительно применения операций прецизионного фрезерования диэлектрической подложки, встроенных в технологический маршрут изготовления МПП, а также технологического процесса посадки кристалла в углубление.

Вариант конструкции фрагмента ГИС СВЧ, представленный на рис. 4, требует включения операций изготовления выступа металлического теплоотводящего основания, отверстия в подложке МПП и монтажа кристалла МИС на выступе.

Каждый из рассмотренных вариантов конструкции ГИС СВЧ имеет свои преимущества и недостатки. Выбор того или иного варианта конструкции будет зависеть от требований в каждом конкретном случае.

Таким образом, каждый из конструктивно-технологических вариантов изготовления ГИС СВЧ имеет свою специфику. Однако для их реализации не требуется специального дорогостоящего оборудования, что делает возможным их применение в серийном производстве ГИС СВЧ и твердотельных модулей на их основе.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проделанной работы получены следующие результаты:

 установлено, что причиной изменения конструкции типового фрагмента ГИС СВЧ является стремление к улучшению электрических, тепловых и массогабаритных характеристик, а одним из путей улучшения этих характеристик является использование в качестве компонентов ГИС СВЧ монолитных интегральных схем, объединяющих часть элементов схемы;

 – разработана конструкция кристалла МИС, содержащей ПТШ, два конденсатора и внутрисхемные соединения;

– рассмотрены три оригинальные конструкции ГИС СВЧ, использующие в качестве компонента схемы кристалл МИС;

– разработаны технологические варианты исполнения типового фрагмента ГИС СВЧ с МИС, установленной различными способами;

– описаны преимущества предлагаемых конструкций фрагмента ГИС СВЧ по сравнению с разработанными ранее.

На рассматриваемых примерах фрагментов прослеживается дальнейшая эволюция ГИС СВЧ, происходящая в последние годы.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Иовдальский В.А.* Эволюция конструкции типовых фрагментов ГИС СВЧ-диапазона // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2007. – Вып. 1(489). – С. 38-45.

2. Пат. 02390877 РФ. Гибридная интегральная схема СВЧ-диапазона / В.А. Иовдальский, В.Г. Лапин, В.Е. Земляков, В.Г. Виноградов, А.А. Лисицин; приоритет 8.04. 09.

3. Применение выводных рамок балочных выводов полупроводниковых приборов для улучшения характеристик ГИС СВЧ / В.А. Иовдальский, В.Г. Виноградов, Ю.И. Молдованов, В.Г. Моргунов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2005. – Вып. 2(486). – С. 27-33.

Статья поступила 5 декабря 2009 г.

УДК 621.394.432

ДИПЛЕКСЕР *С*-ДИАПАЗОНА НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРАХ. БАЗОВАЯ МОДЕЛЬ

А. В. Бунин, В. М. Геворкян, Ю. А. Казанцев, С. Н. Михалин

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

Представлены результаты разработки базовой модели диплексера на диэлектрических резонаторах для работы в коаксиальных трактах *C*-диапазона с уровнем непрерывной мощности до 100 Вт при жестких климатических условиях окружающей среды и механических воздействиях. Каждое плечо диплексера представляет собой многозвенный полосно-пропускающий фильтр с соосным креплением резонаторов в отрезках цилиндрических запредельных волноводов. Фильтры подключены к компактному разветвителю каналов. Улучшенные электрические параметры диплексера обеспечены применением оригинального элемента крепления диэлектрических резонаторов, сочетанием различных типов входных и промежуточных резонансных звеньев, а также новым техническим решением разветвителя каналов. Базовая конструкция гарантирует малые габаритные размеры (для девятизвенного фильтра с радиатором – 230х82х64 мм) при высоких электрических параметрах. Потери каждого канала в полосе пропускания шириной 2,5 % составляют не более 1,0 дБ при КСВН не более 1,5; коэффициент прямоугольности частотной характеристики канала – не хуже 2,3 по уровню 80 дБ; развязка между частотными полосами пропускания каналов – не менее 100 дБ; отстройка паразитной полосы пропускания – более ±25 % от центральной частоты каждого из каналов.

The results of developing the basic model of diplexer on dielectric resonators for operation in C-band coaxial tracts with cw power level up to 100 W at severe climatic environmental conditions and mechanical effects are given. Each arm of diplexer presents a multilink bandpass filter with in-line resonator fixture in the sections of cylindrical below-cutoff waveguides. The filters are connected to a compact channel coupler. The improved diplexer electrical parameters are provided by the use of original element of dielectric resonator fixture, the combination of different types of input and intermediate resonance links, as well as a new technical solution for channel coupling. The basic design ensures low overall dimensions (for nine-link filter with radiator – $230 \times 82 \times 64$ mm) at high electrical parameters. The loss of each channel in 2.5 % bandpass is 1.0 dB max at VSWR not more than 1.5; the squareness ratio of the channel frequency characteristics is not worse than 2.3 in 80 dB level; the decoupling between the channels is not less than 100 dB, the parasitic passband offset is more than ± 25 % of the central frequency of each channel.

КС: <u>диплексер</u>, <u>полосно-пропускающий фильтр</u>, <u>диэлектрический резонатор</u>, <u>амплитудно-частот-</u> <u>ная характеристика, высокий уровень мощности</u>

Keywords: diplexer, bandpass filter, dielectric resonator, amplitude-frequency characteristics, high power level

1. В В Е Д Е Н И Е

В современных системах связи СВЧ-диапазона с частотным разделением каналов типичным является применение в качестве частотно-разделительных устройств мультиплексеров, и в частности диплексеров (например, при разделении каналов передачи и приема). Как правило, основные требования к таким устройствам – высокая избирательность, малые потери, высокая развязка каналов... Так, для ряда связных систем *С*-диапазона потери в полосе пропускания должны составлять не более 1...1,5 дБ, развязка между каналами – порядка 80...90 дБ, коэффициент прямоугольности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтров, образующих диплексер, – 2,5...3,5 по уровню 80...90 дБ, ослабление в полосе заграждения – до 80...100 дБ. Диплексеры в каналах передатчика должны работать при достаточно больших мощностях проходящего сигнала.

Конструкция обычного диплексера включает в себя разветвитель входного группового сигнала и канальные фильтры.

В *С*-диапазоне в качестве фильтров каналов широко применяются коаксиальные *TEM*-фильтры, в частности гребенчатые фильтры, фильтры на встречных стержнях, а также фильтры на диэлектрических резонаторах (ДР). Последние обладают значительными достоинствами: высокая избирательность при малых прямых потерях (вследствие высокой собственной добротности ДР), высокая термостабильность (на уровне стабильности фильтров на инваровых резонаторах), малые габаритные размеры, возможность работы при больших мощностях сигнала.

При коаксиальных входных и выходных трактах и канальных *TEM*-фильтрах разветвитель сравнительно просто реализуется в виде *T*-разветвления центрального проводника коаксиальной линии, плечи которого возбуждают коаксиальные входные резонаторы. В случае применения в качестве канальных фильтров на ДР использование такого типа разветвителя проблематично. Это связано с недостаточной, для обеспечения необходимой широкополосности устройства, достижимой электромагнитной связью между штыревым возбудителем и входным ДР плеча диплексера. Последнее не позволяет получить высоких показателей устройства по потерям и КСВН в полосе пропускания.

При наличии канальных фильтров на ДР задача разработки разветвителя, обеспечивающего необходимую связь с входными резонаторами и исключающего взаимное влияние каналов, становится основной. Возможные пути решения этой проблемы – использование петлевых элементов связи соответствующей формы и расположения, а также применение в качестве входного звена резонатора другого типа, в частности коаксиального, который позволяет получить достаточно большую связь с входной линией.

В настоящей статье представлены результаты разработки диплексеров С-диапазона на диэлектрических резонаторах, в которых реализованы оба варианта разветвителя.

2. КОНСТРУКЦИЯ ДИПЛЕКСЕРА

В процессе проведения комплексных исследований по созданию диплексеров для трактов высокого уровня мощности (около 100 Вт) были получены новые технические решения разветвителей и проанализированы их характеристики. В качестве канальных фильтров диплексера использовались многозвенные ППФ на ДР [2], имеющие малые потери в полосе пропускания, высокий коэффициент прямоугольности и широкую полосу заграждения. Типичная амплитудно-частотная характеристика такого фильтра представлена на рис. 1.



Рис. 1. Амплитудно-частотная характеристика фильтра канала диплексера

Разветвитель с петлевой связью

Численное и физическое моделирование разветвителей каналов различных видов, реализующих связь коаксиальной линии с дисковыми ДР, показало, что достаточный для реализации требуемых параметров уровень связи при допустимом уровне снижения добротности резонатора обеспечивается при применении петель связи специальной формы. Выбранный для создания диплексера разветвитель каналов показан на рис. 2. Он представляет собой *Т*-разветвле-



Рис. 2. Разветвитель с петлевой связью: *I* – входной разъем; 2,3 – петли связи; 4 – ДР первого резонансного звена фильтра

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 3(506), 2010

ние, нагруженное с двух выходов объемными спиральными петлевыми элементами связи с ДР. Причем длины петель связи таковы, что последние являются резонансными на частоте соответствующего канала. Рассчитать достаточно точно параметры таких возбудителей не удается, так как численные методы решения этой задачи ограничены (ввиду её «жесткости»), и окончательно положение и форма петель подбирались экспериментально. Конструкция разветвителя защищена патентом РФ [3].

Исследования показали, что на основе указанного выше полосно-пропускающего фильтра и петлевого разветвителя каналов можно в *C*-диапазоне реализовать диплексеры на ДР с высоким уровнем технических характеристик. Были разработаны диплексеры на высокий уровень мощности в тракте. Их типичные характеристики при девятизвенных канальных фильтрах:

Полоса пропускания каналов	2,0-3,0 %
Потери в полосе пропускания	не более 1,5 дЕ
Развязка между каналами	более 90 дБ
Коэффициент прямоугольности АЧХ ППФ по уровню 90 дБ	3 - 3, 2

Разработанная модель диплексера защищена патентом РФ [4].

Разветвители с петлевой связью просты по конструкции, обеспечивают необходимую связь, однако имеют недостаточно хорошую повторяемость параметров, поэтому вызывают сложности при настройке диплексера. Кроме того, имеются проблемы с креплением спирали при предъявлении требований устойчивости диплексера к большим механическим воздействиям в случае работы на большой мощности. Диэлектрический держатель спирали и клей (при креплении с помощью клея) должны иметь малые потери, обеспечивать необходимую прочность соединения и сохранять эти свойства в условиях высоких температур.

Разветвитель диплексера с полосковыми входными резонаторами

Улучшения повторяемости параметров разветвителя, лучших механических характеристик удалось добиться, применив в качестве входных звеньев фильтра резонаторы в виде отрезка несимметричной воздушной полосковой линии. В этом случае достаточно просто обеспечить необходимую величину коэффициента связи с коаксиальной входной линией. Конструкция такого разветвителя показана на рис. 3. К центральному проводнику входного коаксиального разъема подключен жесткий *T*-образный развевитель *2*, короткие плечи которого, благодаря специальным уширениям на концах, обеспечивают емкостную связь с полосковыми резонаторами *3* и *4*, размещенными в отделенных перегородкой друг от друга цилиндрических полостях.

Резонаторы имеют подковообразную форму, что позволяет разместить их в полости малого радиуса и реализовать более эффективную связь с диэлектрическим резонатором второго звена. Частоту полоскового резонатора можно подстраивать с помощью винта (на рисунке не показан).

Использование во входных звеньях четвертьволновых полосковых резонаторов приводит к улучшению заграждающих свойств диплексера, в частности увеличивается ослабление на частотах, соответствующих второй гармонике полезного сигнала. Диплексеры рассматриваемой конструкции имеют в определенной степени лучшие характеристики и в полосе пропускания, чем устройства, описанные выше. Данная конструкция положена в основу базовой модели и защищена патентом РФ [5].



Рис. 3. Разветвитель диплексера с полосковыми входными резонаторами: *I* – входной разъем; *2* – *T*-разветвление; *3* и *4* – полосковые резонаторы; *5* – ДР второго резонансного звена фильтра

Была изготовлена серия диплексеров с полосковыми входными резонаторами на частоты в интервале 4,5...5 ГГц с полосой пропускания 2,5 %. Их типовые характеристики представлены ниже.

Потери в полосе пропускания	не более 1 дБ
КСВН входов в полосе пропускания	не более 1,5
Развязка между каналами	не менее 100 дБ
Амплитудно-частотные характеристики устройств в узкой и широкой	й полосе представлены
на рис. 4 и 5. Внешний вид устройств показан на рис. 6.	

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представлено техническое решение частотно-разделительного устройства, которое может служить базовой конструкцией диплексеров для трактов с высоким уровнем мощности (до 100 Вт). Устройство реализует высокие технические характеристики при сравнительно небольших габаритных размерах и массе. Исследования подтвердили перспективность создания таких диплексеров в диапазоне частот 2,5...7 ГГц.



Рис. 4. Потери и КСВН в полосе пропускания каналов диплексера



Рис. 5. АЧХ диплексера в широкой полосе частот

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 3(506), 2010



Рис. 6 Внешний вид диплексера: *а* – без радиатора; *б* – с радиатором

ЛИТЕРАТУРА

1. Диэлектрические резонаторы в микроэлектронике СВЧ: обзоры по электронной технике. Сер. 1. Электроника СВЧ / Ю.М. Безбородов, Л.Г. Гассанов, А.А. Липатов и др. – М.: ЦНИИ «Электроника». – 1981. – Вып. 4 (786). – 82 с.

2. Пат. 2301481, МПК Н 01Р 7/10, Н 01 Р 1/20. Полосно-пропускающий фильтр; опубл. 20.06.07, Бюл. № 17.

3. Пат. 2295807, МПК Н 01 Р 7/10, Н 01 Р 1/213. Диплексер; опубл. 20.03.07, Бюл. № 8.

4. Пат. 53073, МПК Н 01 Р 7/10, Н 01 Р 1/202. Диплексер; опубл. 27.04.06, Бюл. № 12.

5. Пат. 67341, МПК Н 01 Р /10. Диплексер на диэлектрических резонаторах; опубл. 10.10.07, Бюл. № 12.

Статья поступила 12 июля 2010 г.

УДК 621.373.52

ИМПУЛЬСНЫЙ СВЧ-ГЕНЕРАТОР НА ДИОДЕ ГАННА

В. П. Пушкарев, А. А. Титов, Б. И. Авдоченко, Д. Ю. Пелявин, В. И. Юрченко

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

Предложены принципы построения СВЧ-модулей для импульсной техники на выпускаемых промышленностью диодах Ганна типа 3А750, 3А762 и лавинно-пролетных диодах типа 3А765, 3А766, обеспечивающих получение выходной импульсной мощности до 40 Вт в диапазоне частот 8...96 ГГц. Рассмотрены этапы построения таких модулей на примере реализации СВЧ-генератора на диоде Ганна типа ЗА762Г с выходной импульсной мощностью порядка 35 Вт, рабочим диапазоном частот 9,1...11,5 ГГц и габаритными размерами 56×50×36 мм.

Principles of building microwave modules for impulse technology on industry produced Gunn diodes of 3A750, 3A762 types and IMPATT diodes of 3A765, 3A766 types providing output pulse power up to 40 W within 8...96 GHz frequency range are proposed. The stages of building such modules were considered on the example of micro-wave Gunn diode oscillator of 3A762 Type having output pulse power about 35 W, operating frequency range 9.1 ...11.5 GHz and overall dimensions 56×50×36 mm.

КС: импульсный СВЧ-генератор, конструкция, диод Ганна, лавинно-пролетный диод

Keywords: microwave pulse oscillator, design, Gunn diode, IMPATT diode

1. ВВЕДЕНИЕ

В системах ближней радиолокации и радионавигации используются генераторы на магнетронах с импульсной выходной мощностью в десятки ватт. В статье описан СВЧ-генератор на диоде Ганна, который управляется микроконтроллером, генерирующим импульсы ТТЛ-уровня. Генератор состоит из ограничителя амплитуды импульсов управления (далее ограничитель), возбудителя и резонаторной камеры с диодом Ганна типа ЗА762Г [1].

2. ОПИСАНИЕ ОГРАНИЧИТЕЛЯ С ВОЗБУДИТЕЛЕМ

На рис. 1 приведена принципиальная схема ограничителя с возбудителем.

Для нормальной работы CBЧ-генератора требуется стабилизация напряжения возбуждения диода Ганна. С целью создания ограничителя, обеспечивающего стабилизацию амплитуды и длительности выходных импульсов при многократном изменении амплитуды импульсов на его входе, была использована схема управления амплитудой однополярных импульсных сигналов, описанная в [2].

Ограничитель содержит: транзистор *VT1*, играющий роль самоуправляемого ограничителя однополярных импульсных сигналов; стабилизатор напряжения на стабилитроне *VD1* и резисторе *R2*; делитель напряжения на резисторах *R1* и *R3*; эмиттерный повторитель на транзисторе *VT2*.





Ограничитель работает следующим образом. На базу транзистора VT1 со стабилизатора напряжения подается постоянное, запирающее оба перехода транзистора VT1 напряжение. В случае использования p-n-p-транзистора, как показано на рис. 1, это напряжение положительное. При подаче на вход ограничителя импульсов положительной полярности транзистор VT1 будет заперт до тех пор, пока амплитуда указанных импульсов будет меньше запирающего напряжения, подаваемого на базу транзистора VT1. При превышении амплитудой входных импульсов значения запирающего напряжения транзистор VT1 открывается, и его входное сопротивление будет составлять доли ома. В этом случае транзистор VT1 играет роль самоуправляемого ограничителя.

Делитель напряжения необходим для сохранения работоспособности ограничителя при работе от генератора с малым выходным сопротивлением. В отсутствие делителя шунтирующее действие транзистора *VT1* будет уменьшаться с уменьшением выходного сопротивления генератора, что может привести к выходу его из строя либо к выжиганию транзистора *VT1*.

Эмиттерный повторитель необходим для сохранения работоспособности ограничителя в случае его работы на низкоомную нагрузку. Использование эмиттерного повторителя позволяет сохранять неизменной амплитуду выходных импульсов при работе на произвольное сопротивление нагрузки, ограниченное допустимым импульсным током транзистора *VT2*.

Важным параметром ограничителя является неизменность формы и амплитуды выходного импульса при изменении амплитуды входного сигнала. Экспериментальные исследования показали, что при изменении амплитуды входных импульсов в диапазоне 4...20 В амплитуда выходных импульсов колеблется в пределах от 3,2 до 3,36 В. Важно и то, что изменение амплитуды входного воздействия не приводит к увеличению длительности выходных импульсов, что характерно для классических схем на основе компараторов. При этом выброс на переднем фронте импульса в рассматриваемом диапазоне амплитуд входных сигналов не превышает 3 %.

Возбудитель, разработанный на основе импульсного усилителя, который описан в [3], содержит три каскада усиления на транзисторах *VT3*, *VT5*, *VT6* и стабилизатор напряжения на транзисторе *VT4*, предназначенный для питания ограничителя и первого каскада возбудителя.

В каскадах на транзисторах VT3, VT5 использованы корректирующие цепи первого порядка (элементы C5, R8 и C8, R14), обеспечивающие высокие технические показатели, несмотря на свою простоту [4]. Достоинством таких цепей является отсутствие выброса на переднем фронте усиливаемого импульса при изменении коэффициента усиления каскада от максимального значения до единицы.

Особенностью работы импульсных диодов Ганна и лавинно-пролетных диодов является изменение их сопротивления в процессе возбуждения, и для стабильной работы CBЧ-генераторов на этих диодах требуется возбудитель с выходным сопротивлением, составляющим десятые доли ома. Для реализации указанного требования выходной каскад возбудителя на транзисторе VT5 выполнен по схеме с общим стоком и выходным сопротивлением не более 0,05 Ом. Каскад с общим стоком имеет коэффициент усиления по напряжению, близкий к единице, однако обладает большим быстродействием, что позволяет обеспечить время установления фронта импульса возбудителя не более 10 нс при работе на нагрузку с активным сопротивлением не менее 5 Ом.

Рабочие импульсные напряжения диодов Ганна и лавинно-пролетных диодов индивидуальны и лежат в диапазоне 10...100 В. Поэтому между ограничителем и возбудителем установлен потенциометр *R7* (см. рис. 1), позволяющий менять выходное импульсное напряжение возбудителя в указанных пределах.

Изготовление и настройка ограничителя и возбудителя состоят из следующих этапов.

Печатная плата (рис. 2) размерами 56×45 мм изготавливается из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита толщиной 2...3 мм. Для удобства изготовления на печатную плату наносится миллиметровая сетка.



Рис. 2. Печатная плата ограничителя с возбудителем

На рис. 3 показано расположение элементов ограничителя и возбудителя. Пунктирной линией здесь обозначены отверстия с металлизацией, которые необходимы для устранения паразитных резонансов и заземления нужных участков печатной платы.



Рис. 3. Расположение элементов ограничителя с возбудителем

Токи покоя транзисторов возбудителя выбраны равными 3...8 мА, что обеспечивает малую потребляемую мощность при одновременной высокой линейности его амплитудной характеристики. Поэтому для сохранения теплового режима указанных транзисторов при длительной их работе достаточно в качестве радиатора охлаждения использовать резонаторную камеру СВЧ-генератора.

На рис. 4 показан внешний вид ограничителя и возбудителя, поясняющий особенности их конструктивной реализации.



Рис. 4. Внешний вид ограничителя с возбудителем

В центре печатной платы имеется отверстие, в которое вкручен винт. Через этот винт импульс возбуждения подается на генераторный диод.

Настройка ограничителя заключается в установке постоянного напряжения коллектор – эмиттер транзистора *VT2* величиной 10 В, что достигается с помощью изменения номинала резистора *R4*.

Полярность входных и выходных импульсов	положительная
Допустимый диапазон амплитуд входных импульсов	$4-20 \mathrm{B}$
Амплитуда выходных импульсов	3,2 B
Спад вершины импульсов при длительности 2 мкс	2 %
Длительность фронта выходных импульсов	5 нс

Настройка возбудителя начинается с установления токов покоя транзисторов VT3, VT5, VT6 величиной 3...6 мА с помощью резисторов R11, R15, R21.

Затем производится покаскадная настройка возбудителя. Для этого в качестве нагрузки первого каскада подключается резистор сопротивлением 50 Ом. При амплитуде входного импульса 3,2 В изменением емкости конденсатора *C5* достигается амплитуда сигнала на выходе каскада 25 В. Далее путем изменения сопротивления резистора *R8* устраняется спад плоской вершины импульса, а за счет изменения в небольших пределах сопротивления резистора *R11* – максимальная линейность амплитудной характеристики каскада. Аналогичным образом настраиваются остальные каскады усилителя.

Резистор *R20*, включенный между предоконечным и выходным каскадами, необходим для устранения самовозбуждения возбудителя, связанного с индуктивных характером входного импеданса выходного каскада.

технические характеристики возоудителя	
Выходное напряжение в импульсе	10 - 100 B
Максимальный выходной ток в импульсе	25 A
Время установления фронта импульса	10 нс
Длительность усиливаемых импульсов, не более	200 нс
Скважность усиливаемых импульсов, не менее	250
Коэффициент усиления	30 дБ
Полярность входных и выходных импульсов	положительная
Максимальное значение потребляемого тока	100 мА

3. ОПИСАНИЕ КОНСТРУКЦИИ СВЧ-ГЕНЕРАТОРА

Резонаторная камера выполнена в виде волновода сечением 23×10 мм и длиной 46 мм. Генераторный диод устанавливается внутри волновода на расстоянии $\lambda/4$ либо $3\lambda/4$ от закороченного края волновода, где λ – требуемая длина волны генерируемого колебания.

Для грубой подстройки частоты генерации в волноводе прорезана продольная щель, куда входит винт, вкручиваемый в держатель диода Ганна и через который импульс возбуждения подается на диод. Изменение частоты генерации осуществляется за счет смещения держателя диода Ганна, служащего для него радиатором.

Для настройки резонаторной камеры на частоту генерации диода Ганна и получения тем самым максимальной выходной мощности СВЧ генераторного модуля между диодом и закрытым краем волновода в широкую стенку волновода ввинчивается металлический винт, который фиксируется контргайкой.

На рис. 5 показан общий вид СВЧ-генератора.



Рис. 5. Общий вид СВЧ-генератора

Технические характеристики СВЧ-генератора

Амплитуда сигнала запуска	$4-20 \mathrm{B}$
Выходная мгновенная мощность при скважности 1000 и длительности	
радиоимпульсов 100 нс, не менее	35 Вт
Номинальное значение несущей частоты	9,1 – 9,5 ГГц
Длительность импульсов запуска	30 – 200 нс
Длительность фронта генерируемых радиоимпульсов, не более	10 нс
Скважность генерируемых импульсов, не менее	250
Напряжение источника питания	110 B
Максимальное значение потребляемого тока	100 мА

4. ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕСТАБИЛЬНОСТИ СВЧ-ГЕНЕРАТОРА

Основными факторами нестабильности частоты генераторов на диодах Ганна и их выходной мощности являются, согласно [5], изменения напряжения возбуждения и температуры корпуса диода.

Непосредственное измерение температуры корпуса диода затруднительно. Поэтому на рис. 6–9 приведены результаты исследования влияния напряжения возбуждения $U_{_{возб}}$ и скважности Q генерируемых импульсов на частоту генерации и выходную мгновенную мощность рассматриваемого СВЧ-генератора при длительности генерируемых импульсов, в соответствии с [1], 100 нс.



Рис. 6. Зависимость частоты генерации от напряжения возбуждения



Рис. 7. Зависимость выходной мощности от напряжения возбуждения

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 3(506), 2010



Рис. 8. Зависимость частоты генерации от скважности



Рис. 9. Зависимость выходной мощности от скважности

Гарантированные характеристики диодов Ганна типа ЗА762Г достигаются при условиях: $U_{\rm возб} > 60$ В; Q > 1000; допустимая температура корпуса – 100 °С.

Из рис. 6 следует, что при указанных условиях относительный уход частоты на 1 В составляет: $S_u = (\Delta f / f_0) / \Delta U_{B036} = 1,7 \cdot 10^{-4} \text{ B}^{-1}$. Из графиков, приведенных на рис. 7, найдем, что изменение выходной мощности на 1 В равно: $S_p = \Delta P / \Delta U_{B036} = 0,7 \text{ Bt/B}$. Для определения относительной температурной нестабильности частоты генерации $S_T = (\Delta f / f_0) / \Delta T$ воспользуемся рис. 8. Экспериментально установлено, что уменьшение добротности ниже значения 250 приводит к выгоранию диода Ганна. Можно сделать вывод, что в этом случае, согласно [1], температура корпуса диода превышает значение 100 °C. С учетом сказанного получим: $S_T = 2 \cdot 10^{-4} 1 / ^{\circ}$ С.

И наконец, на основании рис. 9 можно сделать вывод о независимости выходной мощности СВЧ-генератора от скважности генерируемых импульсов при условии Q > 1000, что соответствует паспортным данным [1] на используемый диод.

С целью более объективного анализа полученных результатов на рис. 10 приведена зависимость мощности, рассеиваемой на диоде Ганна, от скважности генерируемых импульсов. Зависимость получена по результатам измерения методом замещения мгновенного значения тока, потребляемого диодом в режиме генерации. Для диода 3А762Г он составляет 20 А.



Рис. 10. Зависимость мощности, рассеиваемой на диоде Ганна, от скважности генерируемых импульсов

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные нестабильности характеристик рассматриваемого CBЧ-генератора качественно совпадают с результатами исследований, описанных в [5], и позволяют рекомендовать CBЧгенератор для использования в системах ближней радиолокации и радионавигации.

Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009 – 2013 гг. (государственный контракт № 02.740.11.0514 от 15.03.10).

ЛИТЕРАТУРА

1. Полупроводниковые приборы. Сверхвысокочастотные диоды: справочник / Б.А. Наливайко, А.С. Берлин, В.Г. Божков и др.; под ред. Б.А. Наливайко. – Томск: МГП «РАСКО», 1992. – 223 с.

2. Пат. 2328818 РФ. Устройство защиты усилителя однополярных импульсов от перегрузки по току / А.А. Титов, А.В. Семенов, В.П. Пушкарев; опубл. 10.07.08, Бюл. № 19.

3. Мощный импульсный усилитель для радиолокационных и навигационных систем / А.А. Титов, В.П. Пушкарев, Б.И. Авдоченко, В.И. Юрченко // Приборы и техника эксперимента. – 2009. – № 4. – С. 95–97.

4. Титов А.А. Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2006. – 328 с.

5. *Попов В. В.* Стабилизация частоты генераторов на диодах Ганна миллиметрового диапазона длин волн // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2009. – № 1. – С. 67–71.

Статья поступила 18 июня 2010 г.

УДК 621.373.5

ГЕНЕРАТОРЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ 2Т982А-2

Б. Е. Кяргинский

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, г. Фрязино

Приведены экспериментальные данные по вопросам генерации шумоподобных, а также гармонических сигналов с использованием полосно-пропускающих фильтров и двух транзисторов.

The experimental data on the issues of generation of noisy-type and harmonic signals using band-pass filters and two transistors is presented

КС: выходная мощность, частота, транзистор, полоса пропускания, генерация

Keywords: output power, frequency, transistor, band-pass, generation

Генераторы хаотических сигналов известны давно и применяются в радиосвязи и радиолокации. В частности, в СВЧ-диапазоне имеются твердотельные генераторы, в которых в качестве активных элементов используются транзисторы и диоды [1, 2]. Для получения широкополосных шумоподобных сигналов можно воспользоваться схемой, приведенной на рис. 1, *а*.



Рис. 1. Топологии генератора на двух транзисторах (а) и полосно-пропускающего фильтра (б)

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА, СЕР. 1, СВЧ-ТЕХНИКА, ВЫП. 3(506), 2010

Конструкция выполнена в виде гибридной интегральной схемы на подложке из материала ФАФ толщиной 1 мм с диэлектрической проницаемостью 2,8, содержит два полоснопропускающих фильтра с числом звеньев n = 2. Один выход у фильтров общий, а другие концы подключены каждый к коллектору своего транзистора через согласующие выходные цепи. Эмиттеры транзисторов через входные согласующие цепи и переменные емкости *C3* и *C4*, изменяющиеся в пределах от 2 до 10 пФ, подсоединены к земле; базы транзисторов находятся на земле. Фильтры подключены на землю через конденсаторы переменной емкости *C1* и *C2* величиной от 3 до 15 пФ. На коллекторы транзисторов подавалось напряжение $U_{\kappa,6} = 7$ В через сопротивление RI = 1,5 Ом, которое блокировано емкостями $C_{\delta,n} = 0,01$ мкФ. Эмиттеры транзисторов питались отрицательным напряжением $U_{3,6} = -(0,7...0,75)$ В. Ток I_{κ} , протекающий по транзисторам, составил 0,3...0,35 А. Изменение напряжений на коллекторах и эмиттерах транзисторов и перестройка переменных емкостей позволяют получить различные виды колебаний. Можно наблюдать развитие колебаний от нескольких частот, многочастотных колебаний и далее до широкополосных шумоподобных колебаний.

На рис. 2 показана зависимость спектральной плотности широкополосного шумоподобного сигнала от частоты. Сигнал наблюдался в полосе 900 МГц от максимума по уровню 10 дБ с центральной частотой 2,8 ГГц и выходной мощностью 14 мВт.



Рис. 2. Зависимость спектральной плотности сигнала от частоты генератора номер 1

Следующая конструкция подобна первой, но рассчитана на другой диапазон частот сигналов. Зависимость спектральной плотности сигнала от частоты показана на рис. 3. Диапазон генерируемых частот – 600 МГц по уровню 10 дБ от максимума, центральная частота – 3 ГГц при выходной мощности 15 мВт. На коллекторы подавалось напряжение 7 В, на эмиттеры – 0,9 В. Ток коллектора составил 0,2 А.

Для описанных конструкций использовались транзисторы 2Т982А-2 с топологиями, традиционными для этих транзисторов. Были определены топологии усилителей на частоты 2,8 и 3,0 ГГц. Эти топологии вошли в конструкции генераторов вместе с полосно-пропускающими фильтрами. Размеры топологий усилителей на диапазоны 2,8 и 3,0 ГГц для входных и выходных согласующих цепей транзисторов даны в табл. 1, где b – ширина полосковой линии, мм; l – ее длина, мм. Сама топология показана на рис. 4. Усилитель под номером 1 входит в конструкцию первого генератора, усилитель под номером 2 – в конструкцию второго генератора. Импедансы входных и выходных цепей усилителей приведены в табл. 2 соответственно под номерами 1 и 2.



Рис. 3. Зависимость спектральной плотности сигнала от частоты генератора номер 2

Таблица 1

Номер	Z	21	Z	2	2	23	Z	.4	Z	.5	Z	6
усилителя	b	l	b	l	b	l	b	l	b	l	b	l
1	5	4	1	18	12	8	15	8	7,5	15	4	5
2		_	1,8	14,4	17	4,5	17	12,7	4,7	15,7	-	_



Рис. 4. Топология одного усилителя

Таблица 2

Номер усилителя	Z _{bx}	$Z_{\rm bbix}$	<i>f</i> , ГГц
1	2,2 + <i>j</i> 16,1	10,8 – <i>j</i> 1,1	2,8
2	6,3 + <i>j</i> 20,4	5,3 + j2,1	3,0

Фильтры [3, 4] рассчитывались по центральной частоте выбранного усилителя, причем полоса полосно-пропускающего фильтра выбиралась шире полосы частот, в которой работает данный усилитель. Количество звеньев – 2. Определялся тип фильтра (максимально плоский или чебышевский), находились коэффициенты элементов фильтра. По ним вычислялись несимметричные и симметричные сопротивления, из которых потом находили размеры каждой пары звеньев фильтра и зазоры между ними. В табл. 3 приведены размеры фильтров на основе микрополосковых линий для материала подложки $\Phi A \Phi$ с диэлектрической проницаемостью 2,8, толщиной 1 мм. Здесь *s1* и *s2* – зазоры между полосковыми линиями; *b1* и *b2* – ширины линий; *l* – четвертьволновая длина каждого звена фильтра, мм. Топология фильтра приведена на рис. 1, *б*.

Та	бл	ица	a 3
1 11	0.11	11 14 1	~ ~

Номер фильтра	l	s1	<i>b1</i>	s2	<i>b2</i>	<i>f</i> , ГГц	Δ <i>f</i> , МГц
1	17	0,15	1,1	0,5	1,5	2,8	700
2	17	0,1	1,05	0,2	1,3	2,9	1100

Можно сконструировать генераторы на другие диапазоны частот, подобно описанным выше. Для этого два одинаковых усилителя присоединяют параллельно к фильтрам по выходу, затем производят такие же операции, что и в приведенных выше генераторах. В табл. 4–6 приведены топологии усилителей на другие диапазоны частот, их импедансы, центральные частоты, полосы пропускания, входные и выходные мощности, напряжения и токи питания.

Номер	Z	1	Z	2	Z	3	Z	.4	Z	.5	Z	6
усилителя	b	l	b	l	b	l	b	l	b	l	b	l
1	5	4	1	18	12	8	15	8	7,5	15	4	5
2	I		1,8	14,4	17	4,5	17	12,7	4,7	15,7	I	I
3	-	-	2	12	11	8	7	4	15	7	3,5	13
4		I	2	12	8,3	8	7	4	12	7	3,5	13

Таблица 5

Номер усилителя	Z _{bx}	$Z_{\rm bbix}$	<i>f,</i> ГГц	Δ <i>f</i> , МГц
1	2,5 + j15	10 – <i>j</i> 0,8	2,7	200
2	6,9 + <i>j</i> 21	5,2 + j2,2	2,9	150
3	6,6 + j14,8	6,1 + j0,93	3,0	150
4	9,8 + <i>j</i> 16,9	8,15 + <i>j</i> 1,1	3,2	150

Таблица б

Номер усилителя	$P_{\rm bx},$ Вт	$P_{\rm bbix}, { m Bt}$	$U_{\kappa. \mathfrak{H}}, \mathbf{B}$	$U_{\mathfrak{s}.\mathfrak{d}},\mathbf{B}$	<i>I</i> _к , А
1	0,4	1,5	15	-0,6	0,3
2	0,4	1,8	15	—	0,2
3	0,4	2,2	15	—	0,35
4	0,4	1,3	15	—	0,3

Отдельно взятые усилители легко могут быть преобразованы в генераторы гармонических колебаний, если вход транзистора подключить через переменную емкость на землю. Размеры конструкций этих генераторов в виде микрополосковых линий приведены в табл. 7 для топологии, которая дана на рис. 4, а режимы, при которых они работают, – в табл. 8. В табл. 9 показаны входные и выходные импедансы транзисторов, рассчитанные на волновое сопротивление 50 Ом. Здесь же даны частоты, на которых эти генераторы работают, и пределы перестройки частот. Были разработаны генераторы гармонических сигналов на частоты 2,2; 2,3; 2,6; 2,9 и 6,0 ГГц с выходной мощностью от 0,26 до 1,5 Вт. В таких конструкциях генераторов не удалось перейти от гармонических колебаний к многочастотным и шумовым колебаниям.

Таблица 7

Номер	Z	1	Z	2	Z	3	Z	.4	Z	5	Z	6
генератора	b	l	b	l	b	l	b	l	b	l	b	l
1	_	_	1,5	17	12	8	32	8	8	16	_	_
2	-	-	2	25	17	11,5	20	11,5	14	7	3,5	17
3	10	14	2	6	14,5	10	24	9,5	16	6	4,5	14
4		1	1,8	14,4	17	4,5	17	12,7	4,7	15,7	1	1
5	_	_	1,58	8,36	2,8	4,1	7,2	4	0,16	8,8	_	_

Таблица 8

Номер	Prov. BT	Ura B	Ung B	L. A	СпФ
генератора		С к.0, В	C 3.0, D	1 _K , 11	0,111
1	0,8	10	-0,76	0,35	
2	0,7	10	-0,86	0,35	3 15
3	1	10	-0,8	0,32	3 - 13
4	1,5	15	-0,79	0,35	
5	0,26	15	-0,8	0,3	

Таблица 9

Номер генератора	Z_{bx}	$Z_{\rm bbix}$	<i>f</i> , ГГц	$f_{\text{перестр}}, \Gamma \Gamma$ ц
1	7,1 + <i>j</i> 22	3 + <i>j</i> 3,65	2,2	2,18 - 2,27
2	2,2+j7,9	2,7+j2,2	2,3	2,28 - 2,33
3	5,9 <i>+j</i> 22,6	2,7 + <i>j</i> 2	2,6	2,5 - 2,65
4	6,9 <i>+j</i> 21,3	5,2+j2,2	2,9	2,85 - 3,0
5	<u>38 + j</u> 31,8	2 + j22,5	6,0	5,9-6,0

Из данных экспериментов можно сделать вывод, что в конструкциях с двумя усилителями, соединенными параллельно с фильтрами, можно получать генерацию шумоподобных сигналов с различными полосами частот, центральные частоты и полосы генерации зависят от характеристик фильтров и усилительных характеристик транзисторов. При переходе от моногенерации и многочастотной генерации, когда выходная мощность составляла сотни милливатт, к шумоподобной генерации выходная мощность уменьшалась до десятков милливатт. Но увеличивалась полоса генерируемых частот, определяемая характеристикой полосно-пропускающих фильтров и усилительными свойствами транзисторов.

Работа проведена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, проект № 10-02-00367.

ЛИТЕРАТУРА

1. Перспективы создания прямохаотических систем связи в радио и СВЧ-диапазонах / А.С. Дмитриев и др. // Радиотехника. – 2000. – № 3.

2. *Кяргинский Б.Е.* Генераторы на двух транзисторах // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника . – 2007. – Вып. 3 (491). – С. 26-31.

3. Седых В.М. Полосковые линии и устройства сверхвысоких частот. – Харьков, 1974.

4. Фуско В. СВЧ-цепи. – М.: Радио и связь, 1990.

Статья поступила 6 апреля 2010 г.

ТЕХНОЛОГИЯ

УДК 621.38-181.4

ПЛАЗМОХИМИЧЕСКАЯ МОДИФИКАЦИЯ ПОВЕРХНОСТИ ПЛЕНОК НИТРИДА КРЕМНИЯ

В. А. Бабуров, В. Е. Земляков, В. А. Красник

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

В результате обработки пленок нитрида кремния в плазме кислорода получен диэлектрик, обладающий свойствами как оксида кремния, так и нитрида кремния. Это позволило повысить коэффициент анизотропии при травлении диэлектрика в плазме SF₆ и уменьшить геометрические размеры областей, определяющих будущую структуру канала и затвора.

As a result of silicon nitride films processing in oxygen plasma, there was obtained a dielectric possessing both properties of silicon oxide and silicon nitride. This allowed to increase anisotropy factor at dielectric etching in SF_6 plasma and decrease the geometry of the areas determining the future structure of the channel and gate.

КС: нитрид кремния, модификация поверхности, плазмохимический процесс, тонкопленочные <u>технологии</u>

Keywords: silicon nitride, surface modification, plasma chemical process, thin film technologies

Одним из самых интересных применений низкотемпературной плазмы являются процессы формирования линии в диэлектрических слоях с размерами до 35 нм для Т-образных затворов СВЧ-транзисторов [1]. В [2] описан один из вариантов технологии осаждения и травления нитрида кремния, внедренный в производство малошумящих и мощных СВЧ-транзисторов. В современной технологии изготовления монолитных интегральных схем применяют плазмохимические процессы осаждения и травления диэлектрических слоев. Для формирования щели в пленке подзатворного диэлектрика используют газофазные реакции осаждения $(SiH_4+NH_3+N_2 \rightarrow Si_xN_yH_z+H_2)$ и травления в плазме элегаза (SF_6) или в других фторсодержащих соединениях (CF₄, CHF₂) [3]. Пленки, полученные в результате плазменного осаждения, чаще всего имеют сильное отклонение от стехиометрического состава. Исследования, проводимые как за рубежом, так и в России методами эллипсометрии, инфракрасной спектроскопии, вторично-ионной масс-спектроскопии (ВИМС), показали, что такие пленки содержат ряд примесей, например кислород и водород [4]. Состав диэлектрика очень сильно влияет на анизотропию и скорость процесса травления в различных газовых смесях [5]. Высокий коэффициент анизотропии достигается при использовании в качестве компонента газовой смеси хладона-23 (CHF₃) и CF₄ [6, 7]. Однако применение при травлении диэлектрика

углеродсодержащих соединений неизбежно приведет к загрязнению реакционной камеры, а из-за невозможности качественной очистки внутреннего пространства – к поломке оборудования и в конечном итоге к дорогостоящему ремонту. Также при этом значительно возрастает концентрация привносимых дефектов, что снижает выход годных изделий.

Исходя из приведенных выше ограничений, для травления диэлектрических слоев был



использован элегаз в смеси с кислородом и гелием. Из-за низкой анизотропии процесса травления нитрида кремния в используемой смеси (SF₆, O₂, He), поскольку в ней отсутствует пассивирующий боковые стенки компонент, приходится мириться с довольно высоким подтравом под маску из электронного резиста и, следовательно, с довольно сильным уходом размера в протравленной пленке от задаваемого электронной литографией (рис. 1).

В данной ситуации можно было бы использовать в качестве промежуточной жесткой маски оксид кремния, обладающий довольно высокой анизотропией травления. Но в силу того, что скорость травления оксида кремния в плазме сравнима со скоростью травления электронного резиста, существует вероятность растрава маски электронного резиста. Проблематично также получить малые линейные размеры формируемого рельефа (при толщинах резиста 0,2 мкм). Отсюда возникла идея использовать плазменную модификацию нитрида кремния для уменьшения скорости травления верхнего слоя диэлектрика и повышения анизотропии процесса. В результате удалось получить модифицированную пленку путем обработки поверхности нитрида кремния высокоэнергетическими ионами кислорода. На образцы из арсенида галлия осаждали плазмохимический нитрид кремния с последующей обработкой в плазме кислорода [8]. Схема используемого плазмохимического реактора приведена на рис. 2.

Исследование методом ВИМС обработанного и необработанного в плазме кислорода нитрида кремния (рис. 3) показывает резкое, почти на порядок величины, возрастание количества



Рис. 2. Схема плазмохимического реактора



полученные методом ВИМС

кислородных связей на поверхности диэлектрика, то есть нитрид кремния модифицируется в тонком приповерхностном слое толщиной около 100 А. Это подтверждает и интерферограмма процесса травления пленки диэлектрика, обработанной и необработанной в плазме кислорода, с подложки GaAs (рис. 4).



Рис. 4. Интерферограмма процесса травления обработанного (*a*) и необработанного (*б*) диэлектрика при одинаковых технологических режимах

Модифицированный слой на поверхности диэлектрика травится значительно медленнее основного слоя. На фотографии (рис. 5) с растрового электронного микроскопа видна граница модифицированного слоя нитрида кремния (линия шириной около 150 нм) и граница травления основного слоя нитрида кремния (линия шириной 300 нм). То есть плазменная модификация приводит к образованию слоя оксинитрида кремния. После травления в плазме появляется нависающий козырек из оксинитрида кремния, задающего размеры затвора СВЧтранзистора при напылении металлов. Подобрав оптимальный технологический процесс напыления затворов, удалось избежать обрыва металлизации при использовании модифицированного нитрида кремния. Такой процесс позволяет с большим воспроизводством получать заданные электронорезистивной маской размеры, допускает перетрав, что необходимо



Рис. 5. Линия в диэлектрике при обработке в плазме кислорода

для пластин большого диаметра, и при соответствующей технологии обработки затворов уменьшает паразитную емкость между затвором и омическими контактами.

Таким образом, с помощью довольно стандартного метода удалось получить диэлектрик, совмещающий свойства оксида кремния и нитрида кремния (оксинитрид кремния), что позволяет использовать его не только как защитный слой, но и для получения заданных размеров в толщинах диэлектрика при формировании каналов и затворов.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Yoshida X.B., Liu W.R.* 35-nm InP HEMT SMMIC amplifier with 4,4-dB gain at 308 GHz // IEEE Electron Device Letters. – 2007. – Vol. 28, No 6. – P. 470-472.

2. Применение плазменных процессов в производстве СВЧ-транзисторов с длиной затвора 0,1 мкм / *В.Е. Зем-ляков, Н.Е. Антонова, В.А. Красник, С.Ю. Шаповал* // Всероссийская конференция по физике низкотемпературной плазмы. ФНТП-2004. – Петрозаводск: ООО «СВД-Норд». – С. 161.

3. Пат. 2024991 РФ, МПК Н 01 L 21/308. Способ плазменного травления контактных окон в изолирующих и пассивирующих слоях диэлектриков на основе кремния / В.Н. Близнецов, О.П. Гущин, Г.Я. Красников, А.А. Трусов, В.В. Храпова, В.В. Ячменев; опубл. 15.12.94.

4. News update // A₃B₅ Review the Advanced Semiconductor Magazine. – 2002. – Vol 15, No 9. – P. 20-26.

5. *Григорьев* Ф.И. Плазмохимическое и ионно-химическое травление в технологии микроэлектроники: учеб. пособие. – М., 2003. – С. 17-21.

6. *Казанский Н.Л., Колпаков В.А., Колпаков А.И.* Исследование особенностей процесса анизотропного травления диоксида кремния в плазме газового разряда высоковольтного типа // Микроэлектроника. – 2004. – Т. 33, № 3. – С. 209-224.

7. Данилин Б.С., Киреев В.Ю., Врублевский Э.М. Применение низкотемпературной плазмы для травления и очистки материалов // Электронная техника. Сер. 6. Материалы. – 1983. – Вып. 9(182). – С. 3-16.

8. Etched ion tracks in silicon oxide and silicon oxynitride as charge injection or extraction channels for novel electronic structures / D. Fink, A.V. Petrov, K. Hoppe, W.R. Fahrner, R.M. Papaleo, A.S. Berdinsky, A. Chandra, A. Chemseddine, A. Zrineh, A. Biswas, F. Faupel, L.T. Chadderton // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. – 2004. – Vol. B 218. – P. 355-361.

Статья поступила 8 февраля 2010 г.

МЕДИЦИНСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.385.6.029.65

ИЗУЧЕНИЕ ДЕЙСТВИЯ МИКРОВОЛНОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ФОТОХИМИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ БИОМОЛЕКУЛ В ВОДНЫХ РАСТВОРАХ

Е. С. Дремина, В. С. Шаров, И. Г. Полников, К. Д. Казаринов

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, г. Фрязино

Предложен механизм влияния микроволнового излучения на фотохимические процессы в биологических объектах.

A mechanism of microwave radiation effect on photochemical processes in biological objects has been proposed.

КС: биологическое действие микроволнового излучения, фотохимическая реакция, ультрафиолетовое излучение, водный раствор акридина

Keywords: <u>biological effect of microwave radiation, photochemical reaction, ultraviolet radiation, acridine</u> <u>aqueous solution</u>

1. ВВЕДЕНИЕ

В работе исследовалось действие микроволнового излучения на водный раствор акридина – представителя гетероциклических соединений, конденсированного с бензольными ядрами. Ароматический характер акридина определяется участием неподеленной электронной пары гетероатома в образовании замкнутой системы из шести электронов. В кислой среде гетероатом присоединяет протон и система перестает быть ароматической.

Выбор данного объекта исследований определялся возможностью изучения модификации системы при микроволновом облучении путем регистрации флуоресценции в диапазоне видимого света, а также исключительной важностью роли гетероциклических соединений, которую они играют в процессах жизнедеятельности животных и растительных клеток. К таким соединениям относятся гемин крови, хлорофилл, нуклеиновые кислоты, коферменты и ряд антибиотиков.

2. МАТЕРИАЛЫ И МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Акридин (квалификации XЧ) растворяли в дистиллированной воде до концентрации 10^{-2} моль и использовали для приготовления образцов с концентрацией $10^{-5}...10^{-7}$ моль акридина в стандартном буферном растворе (Na₂HPO₄. 12H₂O; C₆H₅O₂Na₃. 5,5H₂O; Na₂B₄O₇. 10H₂O; 1:1:1).

Диапазон поддерживаемого pH в такой системе – 2,0...12,0. Раствор акридина нужного pH готовился титрованием 0,1N раствором NaOH или HCl. Величина pH контролировалась с помощью pH-метра ЭВ-74 со стеклянным комбинированным H⁺-чувствительным электродом OP-0808P фирмы Radelkis. Электрод калибровался по стандартным буферным растворам. Концентрация акридина в образцах контролировалась на спектрофотометре CФ-16 по величине оптической плотности раствора в максимуме поглощения. Растворы акридина хранились 2–3 дня в темном месте при температуре не более 10 °C и расходовались по мере необходимости. Перед измерениями люминесценции растворы прогревались для обезгаживания.

Экспериментальная установка была создана на основе монохроматора ИСП-51 с модифицированным блоком фотометрической регистрации. Сигнал люминесценции измерялся при помощи ФЭУ-85. Для повышения чувствительности установки при измерении сигнала люминесценции использовался метод синхронного детектирования с модуляцией потока возбуждающего света за счет питания осветительной лампы ДРК-120 переменным напряжением от сети. Режим осветительной лампы поддерживался стабилизатором Б2-3. Модулированный сигнал люминесценции демодулировали с помощью синхронного детектора УПИ-2. Люминесценция с кюветы проецировалась на входную щель монохроматора с помощью системы из двух линз, которая рассчитывалась исходя из оптимального согласования с входной апертурой монохроматора. Такая конструкция флуориметра позволила добиться хорошей чувствительности измерений и создала возможность проведения эксперимента в условиях микроволнового облучения.

При выборе формы и размеров измерительной кюветы учитывались особенности работы с флуоресцентными зондами, которые могут привести к ошибкам определения спектров люминесценции. В частности, известно, что по мере увеличения концентрации зонда (в данном случае акридина) отмечается заметное поглощение возбуждающего света на пути к центру кюветы, что приводит к эффекту «внутреннего фильтра». Необходимо учитывать также влияние светорассеяния. Очевидно, что погрешность измерений люминесценции будет тем меньше, чем короче оптический путь светового излучения. Наилучшие результаты удалось получить, применяя тонкую кювету, при регистрации люминесценции с ее передней грани. Так, при использовании кюветы размером 0,1 см и регистрации люминесценции под острым углом к возбуждающему свету ошибка измерений составила не более 2,5 %. Микроволновое облучение в экспериментах осуществлялось на ту же грань измерительной кюветы, с которой снималась люминесценция. Все вышесказанное определило конструкцию кюветы (рис. 1). Термостатировалась кювета с помощью электронного термостата, который обеспечивал точность поддержания температуры не хуже 0,1 °C. Основным элементом термостата являлась термостабилизированная пластина, находившаяся в контакте с задней стенкой кюветы. Нагревательными элементами служили безындуктивные сопротивления, током которых управляла электронная схема на основе полупроводникового датчика температуры.

Кювету спектрофлуориметра облучали с помощью конического рупора, расположенного под углом к плоскости кюветы. Микроволновое излучение попадало в зону, освещенную возбуждающим светом УФ-облучателя. Такие условия облучения позволяли добиться максимального перекрывания области люминесцирующих молекул акридина и зоны микроволнового облучения экспериментальной кюветы.

Однако при таком способе микроволнового облучения эффекты отражения и интерференции в ближней зоне рупора могут привести к большому отличию величин падающей мощносРис. 1. Экспериментальная кювета для изучения действия микроволнового излучения на водный раствор акридина:

1 – термостатируемая металлическая подложка кюветы; 2 – свинцовые прокладки; 3 – прокладка тефлоновая, задающая толщину полости для заполнения кюветы жидким образцом; 4 – пластины кварцевые; 5 – крышка кюветы; 6 – полость для заполнения кюветы экспериментальным образцом; 7 – отверстие для заливки полости кюветы; черными кружками показаны места крепления кюветы



ти и мощности, поглощенной водным раствором экспериментальной кюветы. Известно также, что эффекты отражения и интерференции микроволнового излучения сильно зависят от взаимного расположения кюветы и облучателя. Эти обстоятельства определяли необходимость контроля поглощенной мощности в эксперименте. С этой целью использовался разработанный ранее метод акустического детектирования поглощенной мощности (АДПМ) в микроволновом диапазоне [1].

Измерения с помощью этого метода заключались в том, что на образец, представляющий собой водный раствор в экспериментальной кювете, падало микроволновое излучение, модулированное по частоте ω. Тепло, выделяющееся при поглощении этого излучения, модулировано той же частотой, и в образце появляются пульсации температуры. Вследствие теплового расширения среды формируется звуковая волна с частотой, равной частоте модуляции. При этом, несмотря на то, что в звуковую волну преобразуется лишь незначительная часть энергии микроволнового излучения, пьезокерамический датчик ЦТС-19 с чувствительностью 0,7 мВ/П в полосе от 0 до 100 кГц даже при незначительных уровнях мощности микроволнового излучения позволял измерять акустический сигнал. Датчик находился в акустическом контакте с термостатируемой металлической подложкой 4, как показано на рис. 1.

Сигнал пьезодатчика линейно связан со звуковым давлением *P*, а звуковое давление, в свою очередь, определяется величиной поглощения микроволновой мощности *I*, частотой модуляции ω и термодинамическими параметрами водного раствора (теплоемкостью *C*, плотностью ρ, коэффициентом линейного расширения β, модулем объемной упругости *B*):

$$P = I(\beta B/i\omega C)F(Q, \omega_r).$$

Функция $F(Q, \omega_r)$ описывает измерительную ячейку как акустический резонатор с добротностью Q и резонансной частотой ω_r .

Модуляция микроволнового излучения в процессе контроля осуществлялась с помощью *p*–*i*–*n*диода частотой 300 Гц. Для оценки абсолютной величины поглощенной мощности проводили калибровку акустического детектора в условиях, обеспечивающих почти полное поглощение микроволнового излучения: рупор приставляли вплотную к фронтальной плоскости кюветы.

Проведенные калибровочные измерения показали, что поглощенная мощность в условиях экспериментов была почти на порядок меньше падающей мощности. Согласование кюветы с излучателем при изменении условий облучения менялось также существенно (иногда в 3–4 раза, судя по измерениям поглощенной мощности), что требовало регулярного контроля поглощенной мощности методом АДПМ (в частности, после каждого перезаполнения экспериментальной кюветы).

Такой способ повышения воспроизводимости результатов измерений был совершенно необходим, так как в зависимости от величины поглощенной мощности наблюдаемый в эксперименте эффект действия микроволнового излучения менялся не только количественно, но и качественно.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

При возбуждении акридина (Acr) УФ-светом в экспериментально заданных условиях могут происходить процессы [2, 3], схематично представленные на рис. 2.



Рис. 2. Схема, иллюстрирующая процессы, происходящие под действием ультрафиолетового света в условиях экспериментов при температуре 25 °С и рН 10:

концентрация водного раствора акридина – 10⁻⁵...10⁻⁷ моль; длина волны УФ-излучения – 365 нм; Асг₁ – продукт реакции фотодимеризации возбужденной молекулы акридина Асг* с его основной формой Асг

На рис. 3 показана кинетика люминесценции щелочного (pH 10) раствора акридина при различных мощностях микроволнового излучения. Видно, что излучение низкой интенсивности приводит к обратимому повышению интенсивности люминесценции акридина. При дальнейшем повышении мощности микроволнового излучения наблюдаются периодические колебания интенсивности флуоресценции с затухающей амплитудой. Было отмечено также, что период этих колебаний уменьшается с увеличением мощности микроволнового излучения.



Рис. 3. Кинетика действия микроволнового излучения различного уровня мощности на щелочной раствор акридина концентрацией 10⁻⁶ моль при температуре 25 °C и pH 10. Стрелками показаны моменты включения (стрелка вниз) и выключения (стрелка вверх) микроволнового излучения

Достоверного влияния микроволнового излучения на спектральный состав флуоресценции при различных уровнях мощности в экспериментах выявить не удалось.

Известными механизмами: температурным тушением и влиянием на скорость реакции протонизации, которая сопровождается изменением квантового выхода и длины волны максимума интенсивности в спектре флуоресценции, наблюдаемое увеличение люминесценции (не говоря уже о возникновении периодических колебаний) под действием микроволнового излучения объяснить не удается.

Поскольку в экспериментах снижение уровня флуоресценции наблюдается только при щелочных значениях pH, а при кислых не наблюдается, то это указывает, прежде всего, на возможность реакции обратимой фотодимеризации акридина [3]. Протекание этой реакции при кислых pH затруднено, так как при протонизации акридина создается заряд, препятствующий взаимодействию молекул.

Падение флуоресценции за счет фотодимеризации при ярком освещении раствора акридина возбуждающим светом с длиной волны 365 нм представлено на рис. 4. В неосвещенном растворе происходит медленный процесс распада нелюминесцирующих димеров, что приводит к постепенному восстановлению исходного уровня люминесценции. Темновая реакция восстановления ускоряется при нагреве раствора (на рисунке не показано).

В условиях малоинтенсивного освещения кюветы падение люминесценции не происходило и при повышении температуры имело место обычное тушение люминесценции (рис. 5).

Таким образом, в условиях экспериментов в процессе измерения флуоресценции происходит реакция фотодимеризации акридина. Эта реакция определяет эффект микроволнового излучения. Каков же механизм этого эффекта?

Если небольшое увеличение люминесценции при сравнительно малых уровнях мощности микроволнового излучения (см. рис. 3, верхняя кривая) можно объяснить тепловым ускорением распада димера, то для объяснения колебательного режима люминесценции необходимо предположить существование в растворе волновых процессов теплового характера с периодом около 10² с. Наиболее простая гипотеза – наличие в объеме кюветы конвективного движения нагретых элементов объема раствора, содержащих различные концентрации молекул димеризованного и мономерного акридина с различным квантовым выходом. Конвективное перемещение таких концентрационных волн в ограниченном объеме через зону освещения возбуждающим светом создает колебания интенсивности люминесценции.



Рис. 4. Кинетика обратимой реакции фотодимеризации акридина в щелочном растворе (pH 10). Стрелками показаны моменты включения и выключения возбуждающего света ($\lambda = 365$ нм)



Рис. 5. Изменение максимума спектра люминесценции акридина при различных температурах (концентрация акридина – 10⁻⁵ моль; pH 10)

В пользу такого утверждения свидетельствуют следующие данные. Во-первых, действие излучения не зависит от места микроволнового облучения поверхности экспериментальной кюветы, т. е. оно может не совпадать с местом освещенной зоны. Во-вторых, эффект наблюдается только в случае локальной зоны освещения кюветы, т. е. при узком пучке возбуждающего света, и отсутствует при равномерном освещении всей поверхности кюветы. И наконец, это подтверждают полученные ранее экспериментальные данные [4, 5], свидетельствующие о конвективном перемешивании водного раствора в кювете под действием микроволнового излучения определенной интенсивности, а также аналогичные результаты, которые были представлены в экспериментальной работе [6], выполненной в Филадельфийском центре биомедицинской физики и посвященной изучению конвекции в водном растворе малой толщины под действием миллиметровых волн. Авторы данной работы наблюдали колебания температуры в фиксированной точке объема водного раствора при поглощении КВЧ-излучения.

Таким образом, конвекция воды с растворенными в ней молекулами акридина и продуктами его фотопревращения может объяснить обнаруженное действие микроволнового облучения на изменение интенсивности флуоресценции акридина в наших экспериментах.

Полученные нами экспериментальные результаты свидетельствуют о том, что с помощью измерения кинетики люминесценции можно зарегистрировать вызванные микроволновым излучением изменения, происходящие в системе. Отсутствие спектральных изменений, медленная кинетика падения люминесценции в процессе измерения и восстановление исходного уровня люминесценции в темноте и при нагревании указывают на возможность реакции обратимой фотодимеризации акридина. Димеризация акридина приводит к потере люминесцентных свойств из-за разрушения системы сопряженных двойных связей. В темноте происходит медленная реакция распада димеров за счет теплового разрушения напряженных связей между двумя плоскими гетероциклами. Повышение температуры ускоряет эту реакцию, а охлажде-

ние стабилизирует димеры. Равновесные концентрации мономеров и димеров акридина в этом процессе определяются исходной концентрацией акридина, а также температурой.

Реакция фотодимеризации акридина за счет низкой скорости распада димеров сильно снижает концентрации Acr и Acr*. Таким образом, именно реакция распада димеров становится лимитирующей стадией процесса, приводящего к изменению люминесцентных свойств нашего объекта, и мы получаем модельную систему для изучения скорости реакции обратимой фотодимеризации.

Рассмотрим кинетические особенности реакций обратимой фотодимеризации акридина. В условиях эксперимента фотовозбуждение, димеризация и распад димеров образуют практически замкнутый цикл реакций (см. рис. 2), так как вкладом остальных реакций при рН 10 можно пренебречь. Из-за различия в скоростях реакций происходит постепенное накопление акридина, и микроволновое излучение низкой интенсивности парадоксальным образом усиливает люминесценцию, вместо того чтобы оказывать температурное тушение.

Однако эффект имеет чисто тепловую природу, что подтверждается наличием соответствующего температурного эквивалента. Микроволновое излучение интенсивностью 20 мВт/см² при комнатной температуре усиливает люминесценцию так же, как повышение температуры ячейки на 5 °C. Понятно, что нагрев ускоряет распад димеров, приводит к повышению концентрации мономерного акридина и таким образом усиливает люминесценцию. Температурное тушение уровня люминесценции выражено в данном случае значительно слабее.

При увеличении интенсивности микроволнового излучения выше 50 мВт/см² эффект изменяется качественным образом: наблюдались затухающие колебания интенсивности люминесценции с периодом в несколько минут.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Итак, микроволновое излучение способно оказывать на фотохимические системы разнообразное действие. Интерпретацию данных, полученных физическим методом в данных системах, необходимо проводить с большой осторожностью, учитывая, по возможности, все физико-химические процессы, которые могут повлиять на измеряемые параметры. Однако полученные результаты имеют не только методическое значение. Полученные экспериментальные данные об изменении люминесцентных свойств акридина и возможности управления ими с помощью микроволнового излучения, света и температуры представляют самостоятельный интерес.

ЛИТЕРАТУРА

1. Полников И.Г., Герасимов В.В., Казаринов К.Д. Исследование КВЧ-поглощения биологических растворов и препаратов методом фотоакустической спектроскопии // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2009. – № 4(502). – С. 98-107.

2. Гетероциклические соединения. Т. 4. – М.: Изд. иностр. лит., 1955. – 377 с.

3. Теренин А.Н. Фотохимия красителей. – М.: Изд. АН СССР, 1947. – 350 с.

4. *Kazarinov K.D., Putvinsky A.V., Malinin V.S.* Interface convection in water as a primary mechanism of extra high frequency irradiation // Electricity and Magnetism in Biology and Medicine: Plenum Publishing Corporation. New York. – 1999. – P. 569-572.

5. *Казаринов К.Д.* Биологические эффекты КВЧ-излучения низкой интенсивности // Итоги науки и техники. Сер. Биофизика. – 1990. – Т. 27. – 102 с.

6. *Khizhnjak E.P., Ziskin C.* Temperature oscillation in liquid media caused by continuous (nonmodulated) millimeter wavelength electromagnetic irradiation // Bioelectromagnetics. – 1996. – Vol. 17. – P. 223-229.

Статья поступила 11 января 2010 г.

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

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

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

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

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

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

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

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

5. Иллюстрации к статье представляются в виде отдельных файлов.

Рисунки выполняются в соответствии со следующими требованиями:

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

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

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

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

На весь иллюстративный материал должны быть ссылки в тексте.

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

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

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

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

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

11. Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.

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. 8	Формат 60×88 ^{1/8}
22.09.2010 г.	Учизд. л. 8,5	Тираж 500
Заказ № 406	Индекс 36292	9 статей

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

Электронная техника. Сер. 1, СВЧ-техника, 2010, вып. 3(506), с. 1-64

Подписной индекс 36292 в каталоге агентства «Роспечать»