

МИНИСТЕРСТВО ПРОМЫШЛЕННОСТИ И ТОРГОВЛИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ДЕПАРТАМЕНТ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1

СВЧ-ТЕХНИКА

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

Выпуск 4 (503)

2009

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»),
к.т.н. **В.Н. Батыгин**, **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. **С.С. Зырин**, к.т.н. **Ю.А. Кондрашенков**,
к.т.н. **А.С. Котов**, к.т.н. **Е.А. Котюргин**, к.т.н. **П.В. Куприянов**,
к.т.н. **В.В. Лисс**, д.т.н. **М.И. Лопин**, **В.М. Мальщик**, **В.А. Мальцев**,
к.т.н. **П.М. Мелешкевич**, 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. Трифионов** (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», 2009 г.

СОДЕРЖАНИЕ

Выпуск 4(503)

2009

Электривакуумные приборы

- Воскобойник М.Ф.*, *Воробьев И.Г.* – О количественной оценке допустимой неравномерности осевого распределения магнитного поля в промышленном магнетроне .. 4
- Каргин А.Н.* – Турбулентная электронная бомбардировка катода в магнетроне 8

Твердотельная электроника

- Коновалов С.А.*, *Куприянов П.В.*, *Петров С.А.* – Об эффективности компенсации частотной нестабильности опорного гетеродина мм-диапазона длин волн в широкополосных инфрадинных преобразователях СВЧ 18
- Калина В.Г.*, *Шаповалова В.В.* – Выбор модели многоканального микрополоскового ограничителя мощности по критерию пробивного напряжения диодов..... 28
- Иовдальский В.А.*, *Латин В.Г.*, *Пчелин В.А.* – Двухъярусная транзисторная сборка для усилителей мощности СВЧ-диапазона 38

Материалы

- Павлова М.А.*, *Рыбкин В.Н.*, *Немогай И.К.* – Поглотители СВЧ-энергии и их соединения с металлами 42

Медицинская электроника

- Казаринов К.Д.* – Биологические эффекты электромагнитного поля терагерцового диапазона 48
- Полников И.Г.*, *Герасимов В.В.*, *Казаринов К.Д.* – Исследование КВЧ-поглощения биологических растворов и препаратов методом фотоакустической спектроскопии 59

Тематический указатель 66

Алфавитный указатель 69

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

C O N T E N T S

Issue 4(503)

2009

Founded in 1950

Electrovacuum devices

Voskoboynik M.F., *Vorobyov I.G.* – On quantitative assessment of permissible irregularity of magnetic field axis distribution in an industrial magnetron 4

Kargin A.N. – Cathode turbulent electron bombardment in magnetron 8

Solid-state electronics

Konovalov S.A., *Kupriyanov P.V.*, *Petrov S.A.* – On compensation effectiveness of frequency instability of mm-wavelength reference local oscillator in microwave wide-band infradyne converters 18

Kalina V.G., *Shapovalova V.V.* – The choice of multi-channel microstrip power limiter model by diode breakdown voltage criterion 28

Iovdalsky V.A., *Lapin V.G.*, *Pchelin V.A.* – Double-level transistor assembling for microwave power amplifiers 38

Materials

Pavlova M.A., Rybkin V.N., Nemogay I.K. – Microwave energy absorbers and their connections
with metals 42

Medical electronics

Kazarinov K.D. – Biological effects of terahertz electromagnetic field 48

Polnikov I.G., Gerasimov V.V., Kazarinov K.D. – Investigation of VHF-absorption of biological
solutions and agents by photoacoustic spectroscopy method 59

Subject index 66

Alphabetical index 69

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

УДК 621.385.64

О КОЛИЧЕСТВЕННОЙ ОЦЕНКЕ ДОПУСТИМОЙ НЕРАВНОМЕРНОСТИ ОСЕВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ПРОМЫШЛЕННОМ МАГНЕТРОНЕ

М. Ф. Воскобойник, И. Г. Воробьев

ЗАО «НПП«Магратеп», г. Фрязино

Проанализирована неустойчивость работы мощных промышленных магнетронов в соленоидах и предложены решения по улучшению стабильности режима работы.

The instability of power industrial magnetron operation in solenoids have been analysed and the solutions on improving operation stability have been proposed.

КС: магнетрон, магнитное поле, вольт-амперная характеристика

При рассмотрении взаимодействия в магнетронах высокочастотного поля с электронным потоком обычно полагают, что вдоль оси прибора величина магнитного поля H остается неизменной. Так, ни в классических работах [1–5] по приборам М-типа, ни в большинстве периодических статей не затрагивается вопрос о неравномерности осевого распределения магнитного поля. Это объясняется, возможно, тем, что с помощью полюсных наконечников из магнитомягкого материала в магнетроне достаточно просто создать магнитное поле, практически неизменное вдоль оси по величине.

В конце 70-х годов XX века интерес к магнетронам со стороны создателей радиолокационных средств практически исчез, зато появилось направление конструирования магнетронов для промышленного использования (нагрев, стерилизация, стимулирование роста зерна и т. д.). Такие магнетроны разрабатывались в Москве, Саратове, Ростове-на-Дону и, особенно интенсивно, во Фрязине, в ГНПП «Исток» и его преемнике – НПП «Магратеп» [6]. Важнейшими параметрами магнетронов стали выходная мощность, КПД, долговечность, дешевизна при производстве. В качестве примера успешной разработки подобных магнетронов приведем параметры магнетрона М116-100, разработанного в НПП «Магратеп»:

Рабочая частота.....	915 МГц
Выходная непрерывная мощность.....	100 кВт
Коэффициент полезного действия.....	85 %
Долговечность.....	более 3000 ч

В промышленных магнетронах для создания магнитного поля используются, как правило, соленоиды. Часто соленоид включает в себя одну основную и две-три дополнительные катушки. Через дополнительные катушки пропускается анодный ток магнетрона, что делает его вольт-амперную характеристику и, следовательно, основные параметры менее чувствительными к колебаниям напряжения электрической питающей сети. Такой способ стабилизации режима работы магнетрона гораздо более прост и дешевле в сравнении с введением стабилизатора сетевого напряжения, особенно для мощных магнетронов.

Мы обратили внимание на тот факт, что при производстве в НПП «Магратеп» некоторых магнетронов имеет место брак по таким признакам, как срыв колебаний при анодных токах, достигающих лишь 70...75 % от номинального значения, самопроизвольные колебания анодного тока на некотором участке его значений и др.

Было проанализировано распределение величины магнитного поля вдоль оси соленоида магнетрона М-137 (433 МГц, 50 кВт). Выяснилось, что осевая составляющая поля спадает от одного края анодного блока магнетрона к другому на 7,6 %. Соленоид был трехкатушечным, хотя все катушки были соединены последовательно и питались от отдельного выпрямителя. Анализ ситуации показал, что при разработке магнетрона и его соленоида в 1987 году предпринималась попытка улучшить распределение поля за счет варьирования диаметров центральных отверстий в полюсных наконечниках, однако получить более равномерное поле не удалось. Испытания же показали, что многие магнетроны имели необходимую выходную мощность и при неравномерности магнитного поля в 7,6 %; случаи отбраковки по срывам колебаний относили к недостаткам сборки магнетрона (децентровка катода и т. д.).

Мы модернизировали соленоид, оставив две одинаковые катушки и *подобрав их положение вдоль оси соленоида*, и получили неравномерность магнитного поля в пределах высоты анодного блока порядка 2,6 %. Изменять форму полюсных наконечников при этом не понадобилось. Влияние местоположения катушек соленоида на распределение поля иллюстрируется рис. 1.

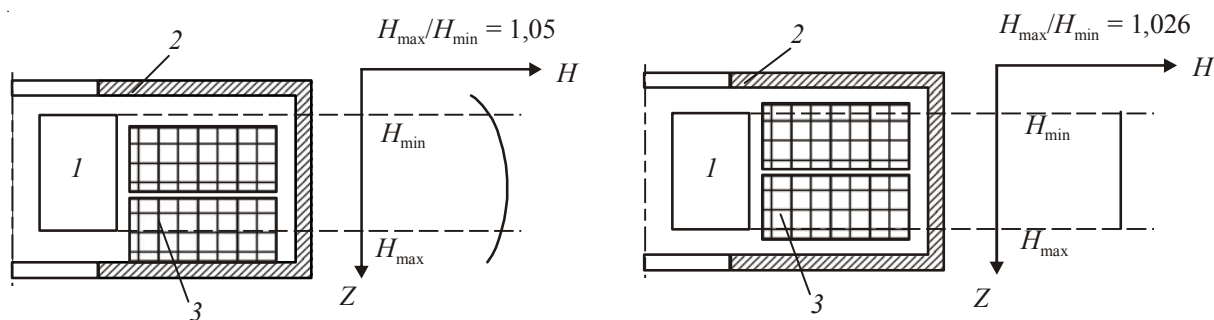


Рис. 1. Влияние положения катушек в соленоиде на величину осевой неравномерности поля в соленоиде магнетрона:

1 – ламель резонаторной системы магнетрона;
2 – ярмо соленоида; 3 – катушка

На рис. 2 приведены вольт-амперные характеристики магнетрона М-137 при работе в старом и новом соленоидах. Видно, что магнетрон, забракованный из-за срывов колебаний при

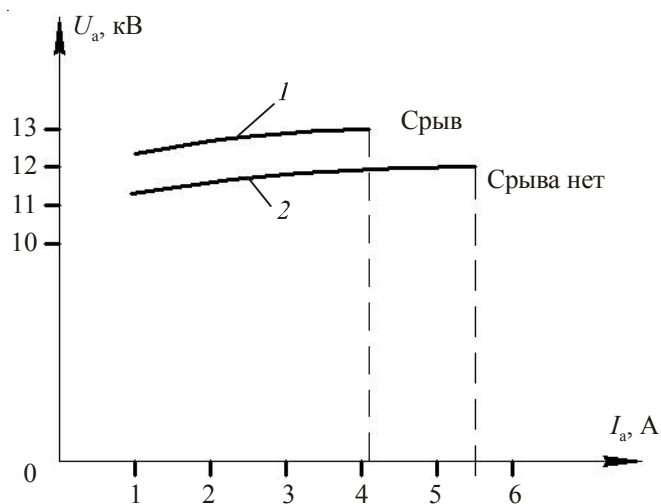


Рис. 2. Вольт-амперные характеристики одного и того же образца магнетрона М-137 при работе в разных соленоидах:

1 – старый соленоид; 2 – модернизированный соленоид

работе в старом соленоиде, вполне успешно работает в новом. Большой неравномерностью магнитного поля вдоль оси магнетрона нам удалось объяснить и неустойчивость работы мощного магнетрона М-116 (915 МГц, 50 кВт) в СВЧ-установке со стабилизацией режима катушками обратной связи по анодному току, упоминавшейся выше. Рис. 3 поясняет ситуацию.

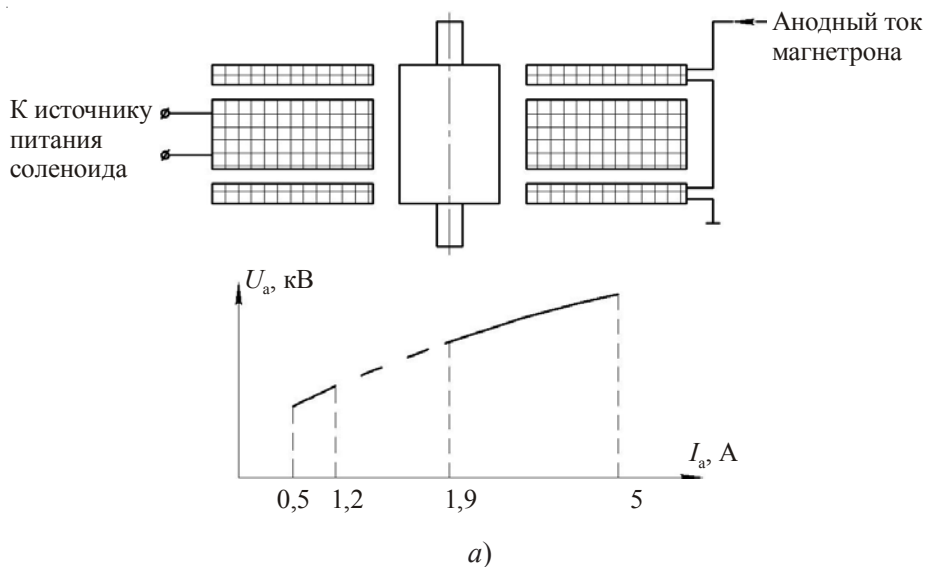


Рис. 3. Иллюстрация влияния неравномерности магнитного поля в соленоиде магнетрона М-116 (см. также с. 7):

а – вольт-амперная характеристика имеет разрыв; б – вольт-амперная характеристика гладкая

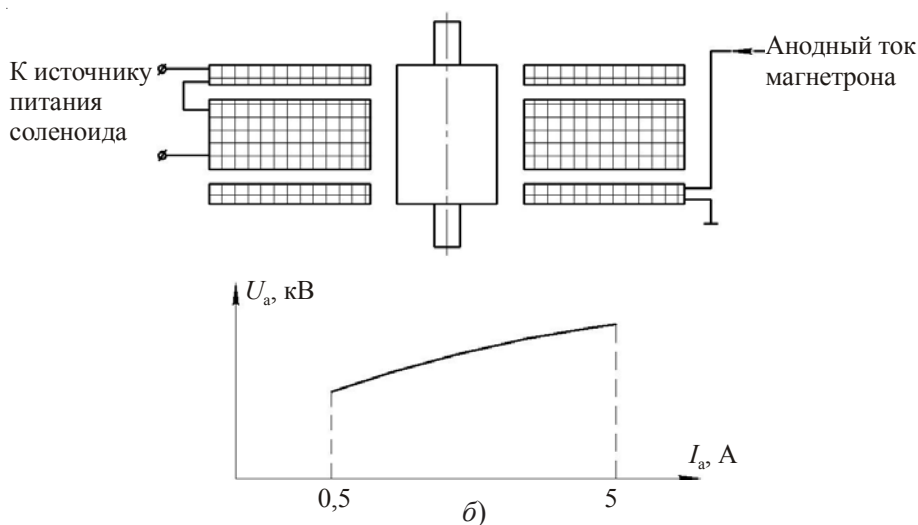


Рис. 3. Окончание

Из вышеизложенного можно сделать следующие выводы:

1. При разработке промышленных магнетронов с соленоидными магнитными системами необходимо добиваться осевой неравномерности распределения магнитного поля на протяжении длины анодного блока не хуже 2,5 %. При этом следует иметь в виду, что расположение катушек соленоида вдоль его оси влияет на распределение поля. Рекомендуемую конструкцию соленоида целесообразно вводить в паспорт магнетрона.
2. При использовании катушек обратной связи на соленоиде необходимо проверять неравномерность осевого магнитного поля при различных сочетаниях величины питающего тока соленоида и величины анодного тока в катушках обратной связи, добиваясь той же малой неравномерности распределения поля.

ЛИТЕРАТУРА

1. Магнетроны сантиметрового диапазона. Т. 1 / Пер. с англ. под. ред. С.А. Зусмановского. – М.: Сов. радио, 1950. – 418 с.
2. Магнетроны сантиметрового диапазона. Т. 2 / Пер. с англ. под. ред. С.А. Зусмановского. – М.: Сов. радио, 1951. – 470 с.
3. Электронные сверхвысокочастотные приборы со скрещенными полями. Т. 1 / Пер. с англ. под. ред. М.М. Федорова. – М.: Изд-во иностр. лит., 1961. – 556 с.
4. Электронные сверхвысокочастотные приборы со скрещенными полями. Т. 2 / Пер. с англ. под. ред. М.М. Федорова. – М.: Изд-во иностр. лит., 1961. – 471 с.
5. Самсонов Д. Е. Основы расчета и конструирования многорезонаторных магнетронов. – М.: Сов. радио, 1966. – 220 с.
6. Морозов О. А., Соколов И. В. Современное состояние и тенденции развития магнетронов для СВЧ-нагрева в промышленности и медицине // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2000. – Вып. 2(476). – С. 3-9.

Статья поступила 16 апреля 2009 г.

УДК 621.385.6

ТУРБУЛЕНТНАЯ ЭЛЕКТРОННАЯ БОМБАРДИРОВКА КАТОДА В МАГНЕТРОНЕ

А. Н. Каргин

ЗАО «НПП «Магратен», г. Фрязино

Неустойчивость пространственного заряда в запертом магнетронном диоде приводит к появлению тока на анод. При этом часть электронов возвращается на катод со значительной энергией, несмотря на отсутствие ВЧ-полей. Бомбардировка катода объясняется турбулентностью прикатодного электронного потока. Предложена формула расчета мощности турбулентной бомбардировки катода, полученная на основе обработки результатов пирометрирования. Мощность бомбардировки катода генерирующего магнетрона определяется как сумма высокочастотной и турбулентной составляющих. Эксперименты подтверждают достоверность расчета мощности дополнительного нагрева катода.

Instability of space charge in a locked magnetron diode leads to current availability at the anode. Thus, a part of electrons returns to the cathode with a significant energy in spite of RF-fields absence. Cathode bombardment is explained by near-cathode electron flow turbulence. A formula for calculating cathode turbulent bombardment power, obtained on the basis of pyrometer results processing has been proposed. The bombardment power of oscillating magnetron cathode is defined as a sum of RF and turbulent components. The experiments are verifying the correctness of cathode extra heating power calculation.

КС: магнетрон, бомбардировка катода, поток Бриллюэна, турбулентность

1. ВВЕДЕНИЕ

Интерес к физике магнетрона обусловлен его широким использованием для генерации большой ВЧ-мощности, однако до сих пор не вполне изучены процессы, происходящие в прикатодной области магнетрона. Наблюдаемый в магнетронах дополнительный нагрев катода может ограничивать предельную мощность, генерируемую магнетроном.

Обычно нагрев катода связывают с бомбардировкой его «неправильно-фазными» электронами, отбирающими энергию от ВЧ-поля резонаторной системы [1, 2]. Однако известно, что разогрев катода наблюдается даже в приборе с гладким анодом, так называемом магнетронном диоде (МД), и сопровождается появлением тока на анод. Этот эффект нарушения магнитной изоляции существует при устранении таких очевидных причин, как несоосность электродов, неоднородность магнитного поля и утечка электронов в торцевые полости МД. Ранние исследования представлены в работах [3–5], где авторы (Симпс, Банеман, Джемсен) указали на турбулентность электронного потока как на принципиальную причину появления анодного тока в запертом МД, однако признали, что проблема турбулентности осталась нерешенной, прежде всего, из-за трудности получения экспериментальных данных.

Интересная попытка моделирования неустойчивости электронного потока была предпринята российскими учеными с использованием РС-кода КАРАТ [6]. Согласно принятой модели, турбулентные колебания зарядов происходят при взаимодействии электронов со скрещенны-

ми $E \times B$ полями. Самоорганизация турбулентных потоков обеспечивается нестационарной вторичной эмиссией электронов с катода. Численные расчеты, проведенные на прототипе диода АХ9 [5], позволили «измерить» токи и потоки энергии в МД. Результаты расчета и данные [5] совпадали в пределах 10 % при величине поля $B_0 \cong 1,2B_{кр}$ ($B_{кр}$ – критическое магнитное поле, при котором прекращается ток анода МД). При больших полях наблюдались значительные расхождения между расчетом и экспериментом. Заметим, что в реальных магнетронах для повышения КПД используют именно большие магнитные поля. Авторы [6] не предложили никаких аналитических соотношений для оценки мощности бомбардировки катода.

В настоящей статье проводится анализ бомбардировки катода магнетрона при турбулентности электронного потока. В основу анализа положен постулат, согласно которому в реальном генерирующем магнетроне мощность бомбардировки складывается из двух компонент: высокочастотной, обусловленной ВЧ-полем резонаторной системы [1], и турбулентной, вызванной неустойчивостью прикатодной электронной втулки. Такой подход позволил получить аналитическое выражение для мощности обратной бомбардировки катода в магнетронах.

2. ТУРБУЛЕНТНОСТЬ КАК ЕСТЕСТВЕННОЕ ПОВЕДЕНИЕ ЖИДКОСТИ

Рассматривая прикатодный электронный заряд в запертом магнетроне как электропроводящую жидкость, мы можем описать ее свойства с общих позиций гидродинамики, утверждая, что во многих течениях присутствует турбулентность [7].

Согласно определению, турбулентность – есть нерегулярное движение, наблюдаемое в жидкостях и газах, когда они текут вдоль твердых поверхностей или когда два слоя текут один по другому [8]. Где бы в природе не наблюдалось движение жидкости, можно заметить, что струйное, т. е. не имеющее нерегулярностей, движение является редкостью; течение вод в реках, движения воздуха в атмосфере – движения турбулентного характера.

Турбулентность встречается в разнообразных условиях, например, в аэродинамике, гидравлике, военно-морском деле, электронике, в частности в облаке пространственного заряда, прижатого к катоду магнетрона. Вопросу теоретического описания турбулентных явлений посвящено множество монографий и научных статей, но эта проблема оказывается неуывающей уже в течение более 150 лет. С чисто теоретической стороны исследователи столкнулись с исключительными трудностями, связанными с пониманием сути проблемы. Тем не менее практическая важность инженерного решения породила огромное число полуэмпирических моделей, в которых вопрос о сути проблемы не ставится, а результаты ориентируются на определенный набор полезных технических решений. При этом делается упор на описание средних характеристик: скорости, давления, кинетической энергии и т. п. При внимательном рассмотрении можно обнаружить качественные результаты, интересные для нашего случая.

Турбулентность заключается в том, что в текущей жидкости образуются многочисленные вихри различных размеров. В результате их характеристики (скорость, температура, давление, плотность) испытывают хаотические флуктуации от точки к точке и во времени. Благодаря перемешиванию, турбулентные течения обладают повышенной способностью к передаче количества движения и потому – к силовому воздействию на обтекаемые тела, а электропроводящие жидкости – способностью генерировать флуктуирующее магнитное поле.

Основной вклад в передачу энергии через турбулентную среду вносят крупномасштабные компоненты турбулентности, сравнимые с масштабами течения. Под масштабом понимают порядок величины тех расстояний, на протяжении которых существенно меняется скорость движения. Мелкомасштабные компоненты вносят существенный вклад в перемешивание жидкости, генерацию магнитного поля в электропроводящей жидкости, спектр неоднородностей электронной плотности, флуктуацию параметров электромагнитного поля и т. д. Согласно теории Колмогорова, мелкомасштабная структура турбулентности определяется каскадным процессом передачи энергии по спектру вихрей – от крупномасштабных компонент ко все более мелкомасштабным. Вследствие хаотичности этого процесса, распределение мелкомасштабных компонент оказывается пространственно-однородным и характеризуется наличием среднего потока энергии от крупномасштабных компонент и равной ему рассеиваемой энергии [8].

Характерными особенностями турбулентности пространственного заряда являются бесконечное число колебаний различных частот и нелинейное взаимодействие между ними [9]. Движение электронов в потоке имеет характер вихрей разного масштаба. Это обусловлено, прежде всего, наличием магнитного поля B , порождающего циклоидальное движение с фундаментальной частотой, равной циклотронной: $\omega_{\text{ц}} = \eta B$. При переходе к хаосу в спектре мощности появляются частотные составляющие $\omega_{\text{ц}}/2$, $\omega_{\text{ц}}/4$, $\omega_{\text{ц}}/8$, и далее спектр становится непрерывным, так что при развитой турбулентности из-за разных масштабов пульсаций в спектре мощности будут присутствовать частоты от 0 до $\omega_{\text{ц}}$. В результате электронное облако хаотически пульсирует, выбрасывая часть электронов на анод. Для поддержания квазистационарного состояния потока турбулентного заряда необходимо наличие внешнего источника, непрерывно подпитывающего крупномасштабное движение.

Таким образом, можно предположить, что турбулентность ответственна за такие явления в магнетроне, как:

- нарушение ламинарности потока Бриллюэна и ток утечки на анод как результат поперечного движения электронов;
- хаотическая флуктуация плотности заряда и генерация шумов;
- дополнительный разогрев катод за счет потери кинетической энергии потока, полученной от источника напряжения анода.

Попытаемся оценить плотность мощности бомбардировки катода как меру турбулентности прикатодного электронного облака.

3. МОДЕЛЬ И ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Движение электронов рассмотрим на плоской модели, имеющей протяженность $2\pi R_{\text{к}}$ вдоль направления дрейфа (при радиусе катода $R_{\text{к}}$) и ширину $H_{\text{к}}$ по оси z (рис. 1). Далее последуем классическому подходу и разделим реальное течение на осредненное и турбулентное, предполагая, что электронный поток состоит из двух взаимодействующих между собой подсистем: потока Бриллюэна с дрейфом заряда вдоль катода и турбулентного хаоса с поперечными пульсациями заряда. Подсистема турбулентного хаоса, в свою очередь, представляется состоящей из вихревых образований всевозможных пространственно-временных масштабов, порождающих бомбардировку катода и ток на анод.

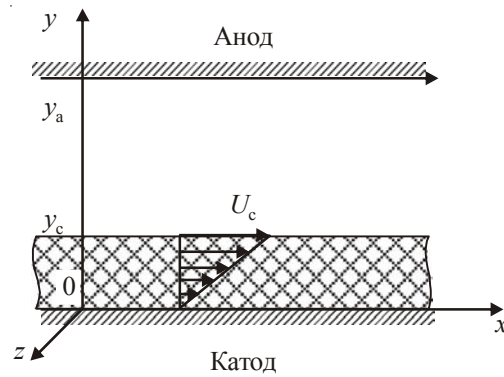


Рис. 1. Распределение скоростей v_x в потоке Бриллюэна

Полагаем при этом, что в турбулентность вовлечена лишь небольшая доля электронов и средние характеристики заряда остаются такими же, как в потоке Бриллюэна: плотность заряда $\rho_B = \epsilon_0 \eta B^2$; высота слоя, равная радиусу циклоиды, $y_c = R_{ц} = E/\eta B^2$; кинетическая энергия электронов верхнего слоя ($R = R_{ц}$) $W_k = eU_c$.

Синхронный потенциал U_c ($y = y_c$) описывается выражением:

$$U_c = \frac{1}{2\eta} \left(\frac{E}{B} \right)^2, \quad (1)$$

где $\eta = e/m$ – удельный заряд электрона; E – напряженность статического электрического поля; B – индукция статического магнитного поля.

Поток Бриллюэна создает ток в направлении дрейфа (кольцевой ток в цилиндрическом магнетроне):

$$J_B = \epsilon_0 H_k E^2 / B. \quad (2)$$

Двигаясь по циклоиде в скрещенных полях, электрон 1 верхнего слоя, передав часть энергии электронам нижнего слоя, не может вернуться на исходный уровень и смещается к аноду, наращивая смещение с каждым циклом, и в конце концов оседает на аноде (рис. 2,а). Электрон 2 нижнего слоя, получив дополнительную энергию, смещается вниз и рассеивает эту энергию на катоде в виде тепла (рис. 2,б).

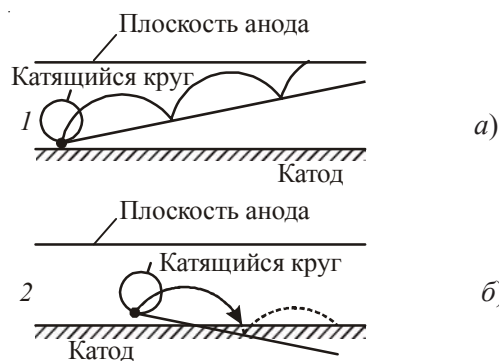


Рис. 2. Движение электронов из прикатодного слоя

Заметим, что обмен энергией происходит в результате коллективного взаимодействия электронов. Согласно закону сохранения, избыточная энергия, подогревающая катод, поступает от источника напряжения анода, следовательно, анодный ток в запертом МД является необходимым признаком возбуждения турбулентности электронного потока.

Определим плотность мощности бомбардировки катода как обобщенный параметр состояния, характеризующий турбулентный хаос. При бесконечном (вдоль оси x) или кольцевом потоке система находится в динамическом равновесии, когда установилась осредненная плотность бомбардировки. При однородных статических $\mathbf{E} \times \mathbf{B}$ полях эта плотность одинакова по всей поверхности катода.

Очевидно, что мощность бомбардировки определяется энергией электронов и обратным током на катод. Кинетическая энергия электрона в потоке Бриллюэна изменяется вдоль оси y от нуля до максимального значения eU_c . Полагая, что при каждом соударении электрон отдает поверхности катода долю энергии $\kappa_1 eU_c$, а число соударений определяется плотностью заряда, можно сформулировать следующие положения:

– мощность обратной бомбардировки пропорциональна мощности потока Бриллюэна $J_B U_c$ и длине дрейфа $2\pi R_k$:

$$P_{\text{к.обр}} = \kappa_1 (J_B U_c) (2\pi R_k); \quad (3)$$

– коэффициент κ_1 пропорционален плотности пространственного заряда ρ_B :

$$\kappa_1 = \kappa_2 \rho_B = \kappa_2 \epsilon_0 \eta B^2. \quad (4)$$

Объединив все перемножаемые константы под коэффициентом $\kappa_{\text{обр}}$, запишем мощность обратной бомбардировки так:

$$P_{\text{к.обр}} = \kappa_{\text{обр}} R_k J_B U_c B^2, \quad (5)$$

тогда плотность мощности бомбардировки

$$\frac{P_{\text{к.обр}}}{S_k} = \frac{\kappa_{\text{обр}}}{2\pi} \frac{J_B U_c B^2}{H_k}. \quad (6)$$

Наши допущения имеют смысл, если для различных приборов величина $\kappa_{\text{обр}}$ окажется одинаковой. Коэффициент $\kappa_{\text{обр}}$ следовало бы определить из экспериментов с МД, однако достоверный расчет $\kappa_{\text{обр}}$ по Джепсену [5] невозможен из-за неполноты приведенных данных. С другой стороны, расчет мощности высокочастотной бомбардировки в миниатюрных магнетронах [10] дал неожиданный результат: эта компонента составила не более 20 % от измеренной величины. Таким образом, можно предположить, что избыточный нагрев катода миниатюрного магнетрона обусловлен турбулентными явлениями!

4. ЭЛЕКТРОНИКА МИНИАТЮРНЫХ МАГНЕТРОНОВ

Миниатюрные магнетроны, разработанные на ФГУП «НПП «Исток», применяются в системах спутниковой связи [10]. Они представляют собой интересный объект исследования как масштабная модель мощного магнетрона: во-первых, низкое напряжение анода и малая мощность допускают точное измерение современными цифровыми приборами; во-вторых, одно-

родное магнитное поле способствует однородности электронных процессов вдоль высоты катода. Принципиальная особенность миниатюрных магнетронов – низкая внешняя добротность – обеспечивает невысокую амплитуду ВЧ-напряжения в резонаторах (U_m/U_a – не более 0,15) и, следовательно, небольшую мощность высокочастотной бомбардировки катода.

На специальных макетах приборов с окном с помощью пирометра измеряли температуру катода $T_{к1}$ в статическом ($U_a = 0$) и $T_{к2}$ в динамическом режимах. Такую же добавку температуры $T_{к2} - T_{к1}$ можно получить за счет увеличения напряжения накала, определив мощность бомбардировки катода $P_{к0}$ как эквивалентный прирост мощности накала. На рис. 3,4 приведены гистограммы мощности $P_{к0}$ магнетронов *М1* и *М3* при рабочих токах анода¹. Результаты группируются вокруг средних значений (0,51±0,15) Вт и (2,26±0,53) Вт соответственно.

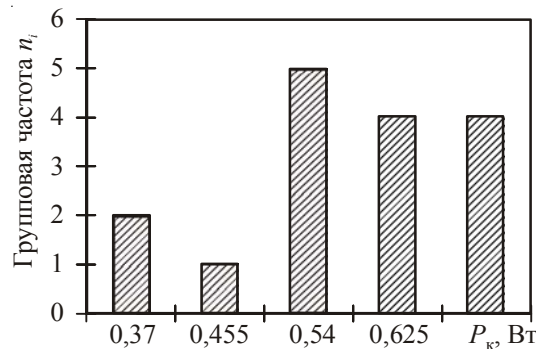


Рис. 3. Гистограмма мощности бомбардировки катода магнетрона *М1* ($n_0 = 16$, $J_a = 42$ мА)

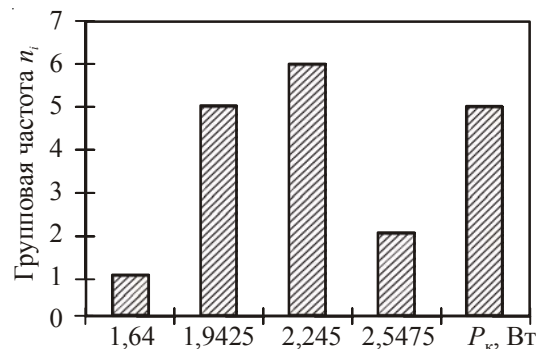


Рис. 4. Гистограмма мощности бомбардировки катода магнетрона *М3* ($n_0 = 19$, $J_a = 40$ мА)

По предложенной методике [1] рассчитали волновое сопротивление системы и мощность высокочастотной бомбардировки катода $P_{к1}$ при токе анода J_a :

$$P_{к1} \approx \frac{M\Omega}{F_1} U_m J_a (1 - \eta_e), \quad (7)$$

где M – коэффициент взаимодействия электронного потока с ВЧ-полем анодной щели; F_1 – функция формы ячейки взаимодействия; $\Omega = \omega/\omega_{ц}$ – нормированная частота; η_e – электронный КПД магнетрона.

¹ Обозначения приборов согласно [10].

Оказалось, что расчетное значение $P_{к1}$ значительно меньше измеренного значения мощности бомбардировки катода $P_{к0}$ (см. табл. 1, 2), что указывает на существование еще одного значимого механизма нагрева катода – турбулентности электронной втулки.

Таблица 1

Характеристики миниатюрных магнетронов

Прибор	f , ГГц	$P_{\text{вых}}$, Вт	Z_0 , Ом	$Q_{\text{вн}}$	Ω	M	F_1	U_m , В
<i>M1</i>	2,5	27	33,5	16	0,28	0,95	4,02	174
<i>M3</i>	6,0	30	15,1	25	0,62	0,90	6,82	152

Таблица 2

Характеристики бомбардировки катода миниатюрных магнетронов

Прибор	$P_{к0}$, Вт	$P_{к1}$, Вт	$P_{к2}$, Вт	J_B , А	U_c , В	B_0 , Тл	R_k , мм	$\kappa_{\text{обр}}$
<i>M1</i>	0,51	0,09	0,42	0,087	73	0,25	1,2	65,5
<i>M3</i>	2,26	0,13	2,13	0,138	190	0,345	1,05	64,7

Полагая, что мощность бомбардировки катода $P_{к0}$ складывается из двух компонент: высокочастотной $P_{к1}$ и турбулентной $P_{к2}$, находим интересующую величину:

$$P_{к2} = P_{к0} - P_{к1}. \tag{8}$$

На основе формулы (5) и данных табл. 2 рассчитаем искомое значение константы турбулентности $\kappa_{\text{обр}}$:

$$\kappa_{\text{обр}} = \frac{P_{к2}}{R_k J_B U_c B^2} \cong 65 \text{ Тл}^{-2} \cdot \text{м}^{-1}.$$

5. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Для известных магнетронов рассчитаем мощности высокочастотной $P_{к1}$ и турбулентной $P_{к2}$ компонент, сумму которых $P_{к0}$ сравним с измеренной мощностью обратной бомбардировки (табл. 3).

Для миниатюрного магнетрона М106 (6 ГГц, 6 Вт) совпадение отличное: (0,7±0,1) Вт (данные усреднены по трем макетам). Характеристики приборов 2J32 и 2J42, рассчитанные с учетом турбулентности (рис. 5, 6), демонстрируют лучшее соответствие экспериментам, чем предыдущие расчеты [1].

Особый интерес представляет бомбардировка катода в мощных промышленных приборах со спиральным катодом – английском магнетроне [11] и отечественном аналоге М93 (915 МГц, 25 кВт). При рабочих токах расчетные потери практически совпадают с экспериментом (см. табл. 3), хотя используемые формулы не учитывают спиральную форму катода. Оказывается, и здесь преобладают турбулентные потери (рис. 7).

Таблица 3

Характеристики бомбардировки катода магнетронов

Прибор	B_0 , Тл	J_B , А	U_c , В	J_a , А	$P_{к1}$, Вт	$P_{к2}$, Вт	$P_{к0}$, Вт	
							расчет	эксперимент
М106	0,40	0,053	99	0,03	0,05	0,65	0,70	0,70
2J32 [2]	0,145	6,0	3 556	17,5	10 700	900	11 600	12 000
2J42 [2]	0,52	2,2	1 061	4,9	1 249	442	1 691	2 240
[11]	0,145	4,0	789	3,8	94	286	380	350
М93	0,13	3,0	684	3,4	85	131	216	200

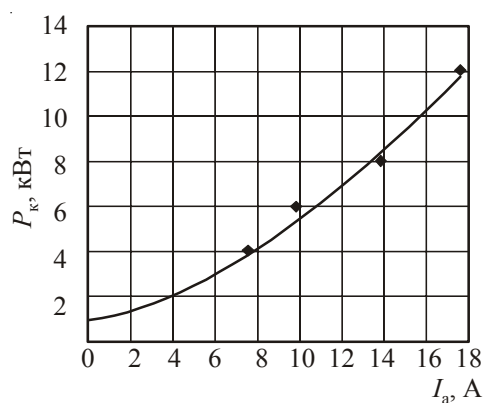


Рис. 5. Мощность бомбардировки катода магнетрона 2J32 при $B = 0,14$ Тл:
— расчет; \blacklozenge эксперимент [2]

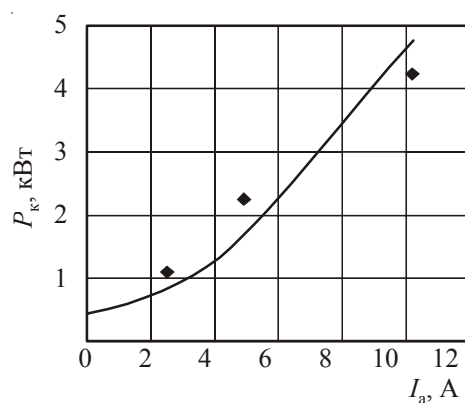


Рис. 6. Мощность бомбардировки катода магнетрона 2J42 при $B = 0,5$ Тл:
— расчет; \blacklozenge эксперимент [2]

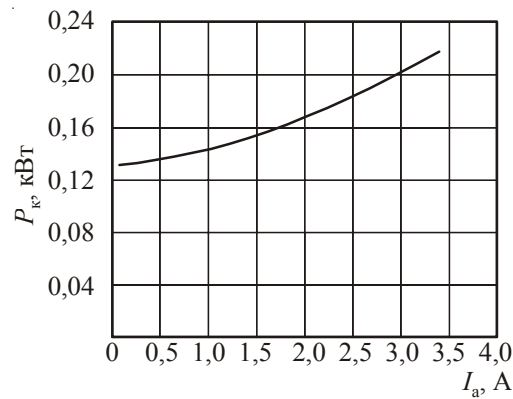


Рис. 7. Мощность бомбардировки катода магнетрона М93 (расчет при $B = 0,13$ Тл)

Таким образом, с достаточной для инженерной практики точностью можно определить катодные потери магнетрона как сумму

$$P_{k0} = P_{k1} + P_{k2}, \quad (9)$$

где турбулентные потери P_{k1} рассчитываются по формуле (5), а высокочастотные P_{k2} – по формуле (8).

Разумеется, строгий расчет прикатодных эффектов возможен только численными методами, которые, как мы надеемся, все-таки будут разработаны в обозримом будущем.

Преобразуем полученную формулу (6), для чего заменим J_b и U_c их значениями (1), (2):

$$\frac{P_{k1}}{S_k} = \frac{\kappa_{\text{обр}} \varepsilon_0 E^4}{4\pi\eta B}. \quad (10)$$

Поскольку мы проводим расчеты вдоль ВАХ, воспользуемся приближением $U_a \cong U_x$ (U_x – напряжение Хартри), а затем условием синхронизма для плоского магнетрона:

$$\frac{E}{B} = 2Lf, \quad (11)$$

где L – шаг резонаторной системы. Тогда

$$\frac{P_{k1}}{S_k} = \frac{\kappa_{\text{обр}} \varepsilon_0}{2\pi\eta} (Lf) E^3 = \frac{4\kappa_{\text{обр}} \varepsilon_0}{\pi\eta} (Lf)^4 B^3, \quad (12)$$

т. е. плотность мощности турбулентных потерь на катоде определяется четвертой степенью шага резонаторной системы и кубом индукции магнитного поля.

При продвижении в область высоких частот с соответствующим увеличением магнитного поля (для сохранения КПД прибора) плотность катодных потерь резко возрастает, что вынуждает использовать высокотемпературные катоды, способные рассеять мощность обратной бомбардировки. Рост турбулентных катодных потерь можно компенсировать за счет уменьшения шага резонаторной системы. Эти выводы не противоречат опыту разработок и свидетельствуют о правильном описании потерь с помощью предложенных формул.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Избыточная бомбардировка катода, наблюдаемая как в магнетронном диоде, так и в генерирующем магнетроне, объясняется турбулентностью прикатодного электронного потока. Представление электронной втулки в виде двух подсистем: потока Бриллюэна с дрейфовым движением электронов вокруг катода и турбулентного хаоса с поперечными пульсациями заряда – позволило получить аналитическое соотношение для турбулентных катодных потерь. Анализ выполнен на модели плоского магнетрона при больших магнитных полях ($B_0 > B_{кр}$), характерных для реальных приборов. Полная мощность бомбардировки катода определяется как сумма высокочастотной и турбулентной составляющих. Известные экспериментальные результаты подтверждают достоверность расчета катодных потерь таким способом. В результате разработчик получает возможность правильно выбрать катод и оценить влияние потерь на КПД магнетрона.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Каргин А.Н.* Высокочастотная электронная бомбардировка катода в магнетроне // Радиотехника. – 2009. – № 3 (в печати).
2. Магнетроны см-диапазона. Т. 2. / Пер. с англ. под ред. *С.А. Зусмановского*. – М.: Сов. радио, 1950.
3. *Симс*. Предгенерационные явления в облаке пространственного заряда ниже основного порога генерации колебаний // Электронные сверхвысокочастотные приборы со скрещенными полями. Т. 1 / Пер. с англ. под ред. *М.М. Федорова*. – М.: Изд-во иностр. лит., 1961.
4. *Банеман*. Симметричные состояния и их разрушение // Электронные сверхвысокочастотные приборы со скрещенными полями. Т. 1 / Пер. с англ. под ред. *М.М. Федорова*. – М.: Изд-во иностр. лит., 1961.
5. *Джеспен*. Увеличенная эмиссия // Электронные сверхвысокочастотные приборы со скрещенными полями. Т. 1 / Пер. с англ. под ред. *М.М. Федорова*. – М.: Изд-во иностр. лит., 1961.
6. *Агафонов А.В., Тараканов В.П., Федоров В.М.* Динамика нарушения магнитной изоляции и самоорганизация электронного потока в магнетронном диоде // ЖТФ. – 2004. – Т. 74, вып. 1. – С. 93–103.
7. *Вайнштейн Л.А., Солнцев В.А.* Лекции по сверхвысокочастотной электронике. – М.: Сов. радио, 1973.
8. Физический энциклопедический словарь / Под ред. *А.М. Прохорова*. – М.: Сов. энциклопедия, 1984.
9. *Трубецков Д.И., Храмов А.Е.* Лекции по сверхвысокочастотной электронике для физиков. Т.1. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003.
10. *Каргин А. Н.* Миниатюрные синхронизированные магнетроны для систем связи // Радиотехника. – 2000. – № 2. – С. 62–66.
11. *Twisletron I. R.* Twenty-kilowatt 890 Mg/S continuous-wave magnetron // Electronic Record. – 1964. – Vol.11, No 1. – P. 51–56.

Статья поступила 10 апреля 2003 г.

ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.385.6

ОБ ЭФФЕКТИВНОСТИ КОМПЕНСАЦИИ ЧАСТОТНОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ОПОРНОГО ГЕТЕРОДИНА ММ-ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН В ШИРОКОПОЛОСНЫХ ИНФРАДИННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ СВЧ

С. А. Коновалов, П. В. Куприянов, С. А. Петров

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Проведены теоретическая оценка и экспериментальное исследование уровня и физической сущности компенсации паразитной частотно-временной нестабильности опорного генератора мм-диапазона длин волн в схеме широкополосного инфрадиного квазикогерентного преобразователя СВЧ с возвратным гетеродинамированием. Установлено наличие, наряду с фазовым, амплитудного механизма ограничения компенсации.

Theoretical assessment and experimental research of the level and physical essence of mm-wavelength reference oscillator parasitic frequency-time compensation in the circuit of wide-band infradyne quasicohherent microwave converter with a reverse heterodyning have been conducted. Along with phase mechanism of compensation limitation the availability of amplitude mechanism of compensation limitation was determined.

КС: широкополосные приемные устройства СВЧ, возвратное гетеродинамирование, компенсация, частотно-временная нестабильность, частотно-амплитудная конверсия

1. ВВЕДЕНИЕ

Широкополосные инфрадиные преобразователи (ШИП) СВЧ представляют собой приемные устройства с двойным преобразованием частоты. Они строятся на основе принципа возвратного гетеродинамирования с компенсацией переменных во времени паразитных отклонений частоты опорного генератора кольца компенсации (ОГКК). Источниками указанных отклонений (нестабильности) могут быть самые различные факторы: пульсации источников питания, вибрационные воздействия, вносимые фазовые шумы различной природы и т. п. Компенсация паразитной частотно-временной нестабильности ОГКК позволяет существенно упростить реализацию ШИП СВЧ за счет снижения требований к опорному генератору мм-диапазона длин волн, что представляется крайне важным.

Хотя создание высококачественных, в том числе когерентных, источников сигнала мм-диапазона длин волн возможно, но связанное с этим существенное усложнение конструкции инфрадиного преобразователя не является целесообразным. Гораздо более рациональным представляется использование в схеме ШИП СВЧ сравнительно простого генератора мм-диапазона длин волн, обладающего минимально необходимым комплексом электрических параметров.

В этом случае эффективность кольца компенсации (КК), а именно уровень подавления частотных флуктуаций ОГКК, становится одним из важнейших параметров преобразователя.

Прообразом современных ШИП СВЧ стал «стабилидин», описанный М. Кола в 1956 году [1] и построенный на основе «фильтра», предложенного В. И. Юзвинским в 1941 году [2]. Типичная схема ШИП СВЧ – переносчика частоты с кольцом компенсации частотной нестабильности ОГКК приведена на рис. 1.

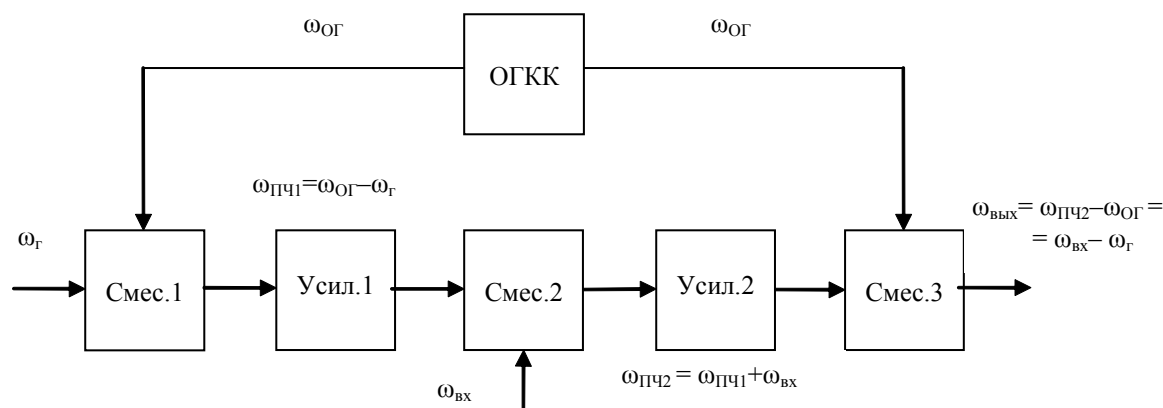


Рис. 1. Схема ШИП СВЧ – переносчика частоты с кольцом компенсации частотной нестабильности опорного гетеродина мм-диапазона длин волн:

Усил.1, Усил.2 – усилители 1 и 2; Смес.1, Смес.2, Смес.3 – смесители 1, 2 и 3

В этой схеме инфрадинное преобразование входной частоты $\omega_{вх}$ на частоту $\omega_{ПЧ2}$ в мм-диапазоне длин волн позволяет минимизировать паразитные продукты преобразования и, следовательно, расширить реальный динамический диапазон ШИП. Более того, при решении ряда задач, в частности при преобразовании друг в друга диапазонов с перекрытием по частоте, такой способ построения переносчиков СВЧ является единственно возможным.

За время существования этой тематики на ФГУП «НПП «Исток» были созданы конструкции переносчиков частоты с промежуточным преобразованием через 3-мм и 5-мм диапазоны длин волн [3]. Подробное описание одного из вариантов реализации перестраиваемого ШИП СВЧ приведено в публикации [4].

2. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

При разработке указанных выше конструкций ШИП СВЧ ранее делались приближенные расчетные оценки подавления частотных флуктуаций ОГКК. В основе расчетов лежало предположение, что эффективность компенсации связана с разницей электрических длин распространения сигнала ОГКК по первому плечу КК (ОГКК→Смес.3) и по второму плечу (ОГКК→Смес.1→Усил.1→Смес.2→Усил.2→Смес.3).

Проведенные расчетные оценки эффективности компенсации показали, что ее уровень превышает 30 дБ и вполне достаточен для выполнения заданных на тот момент требований. Этот результат нашел косвенное экспериментальное подтверждение при создании ШИП СВЧ, описанного в [4]. Однако установить предельные возможности квазикогерентной схемы построе-

ния ШИП СВЧ в то время не позволил технический уровень имеющегося измерительного оборудования.

В последние годы произошел существенный рост требований к широкополосным радиоприемным устройствам СВЧ в части реального динамического диапазона и спектральных характеристик сигналов. Это позволило провести более глубокое исследование физической сущности процессов, влияющих на эффективность компенсации паразитной частотно-временной нестабильности ОГКК в квазикогерентных ШИП СВЧ.

В качестве основной рабочей гипотезы было принято предположение, что паразитная частотная нестабильность ОГКК представлена в выходном сигнале ШИП СВЧ, построенного по схеме рис. 1, в общем случае двумя компонентами:

- 1) фазовой, вызванной разницей электрических длин путей распространения сигнала ОГКК (несимметрией группового времени запаздывания (ГВЗ) первого и второго плеч КК);
- 2) амплитудной, вызванной ЧМ/АМ-конверсией сигнала ОГКК на локальных неоднородностях АЧХ СВЧ-трактов кольца компенсации.

Целью данной публикации является теоретическое и экспериментальное исследование уровня и природы паразитных составляющих выходного сигнала ШИП СВЧ, обусловленных неполной компенсацией частотной нестабильности ОГКК.

3. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОЦЕНКИ

3.1. Общие положения

Аналогично [5] выполним следующее:

1) будем считать, что элементы трактов ШИП (смесители, фильтры, усилители) являются линейными четырехполюсниками и к ним можно (пренебрегая сдвигом частоты в смесителях) применить понятия комплексного коэффициента передачи с АЧХ $|K_i(j\omega)|$ и ФЧХ $\varphi_i(j\omega)$;

2) в качестве модели, описывающей частотно-временную нестабильность ОГКК, принимаем синусоидальную частотную модуляцию (ЧМ) на отстройке Ω с малым индексом модуляции $m_{ог}$, т. е. сигнал ОГКК имеет вид несущей ω_0 с двумя симметрично расположенными относительно нее на отстройках Ω боковыми гармоническими составляющими:

$$U_{ог}(t) = U_{мог} \cos(\omega_0 t) + (m_{ог} U_{мог} / 2) [\cos((\omega_0 - \Omega)t) - \cos((\omega_0 + \Omega)t)],$$

$$U_{ог}(t) = U_{мог} \cos(\omega_0 t - m_{ог} \sin(\Omega t)); \quad (1)$$

3) нестабильностями ω_r и $\omega_{вх}$ пренебрегаем, т. е. рассматриваем только паразитные составляющие, вносимые в $\omega_{вых}$ ЧМ-сигналом ОГКК;

4) ГВЗ и неоднородностью АЧХ первого плеча КК пренебрегаем.

3.2. Оценка фазовой компоненты

Теоретический анализ фазовой компоненты паразитного сигнала, вносимого ОГКК в выходной сигнал квазикогерентного преобразователя с КК, был проведен в [5], где для девиации

частоты $\Delta\omega_{\text{вых}}$ выходного сигнала, обусловленной разностью электрических длин плеч КК, была получена формула:

$$\Delta\omega_{\text{вып}} = \Delta\omega_M [\sin(\Omega t) - y \sin(\Omega t - \varphi)] \quad (2)$$

где $\Delta\omega_M$ – девиация частоты ОГКК ($\Delta\omega_M = m_{\text{ог}} \Omega$); y – отношение модулей коэффициента передачи (АЧХ) КК в точках $\omega_{\text{пч2}}$ и $\omega_{\text{пч2}} \pm \Omega$ (предполагается, что АЧХ симметрична относительно $\omega_{\text{пч2}}$); φ – разность фаз ФЧХ КК в точках $\omega_{\text{пч2}}$ и $\omega_{\text{пч2}} \pm \Omega$ (предполагается, что ФЧХ антисимметрична относительно $\omega_{\text{пч2}}$).

Пренебрегая на время амплитудными искажениями боковых составляющих ($y = 1$), из формулы (2) мы получаем для индекса ЧМ $M_{\text{чм}}$ выходного сигнала преобразователя

$$M_{\text{чм}} = 2m_{\text{ог}} \sin(\varphi/2) = 2m_{\text{ог}} \sin(\Omega\tau_3/2), \quad (3)$$

где τ_3 – ГВЗ второго плеча КК в точке $\omega_{\text{пч2}}$ ($\tau_3 = -d\varphi_{\text{пч}}(j\omega_{\text{пч2}})/d\omega \approx |\varphi|/\Omega$).

Формула, аналогичная (3), известна в теории РЛС с непрерывным излучением при рассмотрении эффекта декорреляции отраженного от цели сигнала [6].

Из формулы (3) можно сделать два вывода:

1. При достаточно малых отстройках Ω

$$M_{\text{чм}} \approx m_{\text{ог}} \Omega\tau_3. \quad (3a)$$

Такая зависимость типична в реальных конструкциях ШИП СВЧ, где $\tau_3 \approx 1$ нс, для отстроек от несущей вплоть до десятков мегагерц.

2. При достаточно больших отстройках Ω могут наблюдаться чередующиеся значения $M_{\text{чм}} = 0$ (полное подавление нестабильности ОГКК) и $M_{\text{чм}} = 2m_{\text{ог}}$ (т. е. усиление флуктуаций ОГКК на 6 дБ). Однако в ШИП СВЧ этот эффект может проявляться лишь при отстройках от несущей порядка 1 ГГц и практически отсутствует*.

3.3. Оценка амплитудной компоненты

В [5] не были рассмотрены вопросы, связанные с амплитудной компонентой паразитных сигналов, вносимых в выходной сигнал преобразователей частоты с кольцом компенсации.

На практике, кроме искажения сдвига фаз между боковыми составляющими ЧМ ОГКК в КК, которое описывается формулой (3), в тех же трактах за счет неравномерности АЧХ происходит искажение их амплитуд, что приводит к конверсии частотной нестабильности ОГКК в амплитудную. Эти два вида искажений при малых индексах ЧМ-сигнала ОГКК можно считать независимыми.

Если паразитная частотная нестабильность ОГКК в выходном Смес.3 подавляется в соответствии с формулой (3), то соответствующий АМ-сигнал, возникший в результате конверсии,

* Осцилляции фазовых шумов при относительно больших отстройках (порядка 1 МГц) экспериментально наблюдались, например, в [7] при измерении фазовых шумов генератора ($f_0 = 2,4$ ГГц) с использованием фазового дискриминатора на линии задержки ($\tau_{\text{злч}} \approx 100$ нс).

не компенсируется и при некоторых условиях может определять уровень паразитных составляющих сигнала на выходе преобразователя.

В [8] была получена формула, описывающая мгновенную амплитуду $U(t)$ ЧМ-сигналов с несущей ω_0 после прохождения через линейный тракт с АЧХ $|K(\omega)|$:

$$U(t) = E |K(\omega_0 + \omega_d \cos(\Omega t))|, \quad (4)$$

где E – амплитуда ЧМ-сигнала на входе линейного тракта; ω_d – девиация частоты ЧМ-сигнала на входе линейного тракта.

Эту формулу можно в нашем случае применить для количественной оценки паразитной ЧМ/АМ-конверсии сигнала ОГКК в СВЧ-трактах КК.

АЧХ тракта ПЧ вблизи $\omega_{\text{ПЧ2}}$ при достаточно малых отстройках Ω можно представить линейной функцией вида

$$|K(\omega)| = K_0(1 + B_0(\omega - \omega_{\text{ПЧ2}})), \quad (5)$$

где K_0, B_0 – константы.

Тогда по формуле (4) для мгновенной амплитуды сигнала на выходе КК справедливо выражение

$$U_{\text{ПЧ2}}(t) = U_{0\text{ПЧ2}} |K_{\text{ПЧ2}}(\omega_{\text{ПЧ2}} + \Delta\omega_M \cos(\Omega t))| = K_0(1 + B_0 \Delta\omega_M \cos(\Omega t)). \quad (6)$$

Отсюда индекс паразитного АМ-сигнала после прохождения КК равен:

$$M_{\text{АМ}} = B_0 \Delta\omega_M = B_0 m_{\text{ОГ}} \Omega. \quad (7)$$

После некоторых преобразований эту формулу можно представить в более удобном для оценок виде

$$M_{\text{АМ}} = ((10^{D_{\text{ПЧ}/20}} - 1)/(10^{D_{\text{ПЧ}/20} + 1})) m_{\text{ОГ}}, \quad (8)$$

где $D_{\text{ПЧ}} = (\Omega/\pi) \cdot K'(f)$, а $K'(f)$ – крутизна АЧХ второго плеча КК (дБ/Гц) при $\omega = \omega_{\text{ПЧ2}}$.

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЙ РАЗДЕЛ

Для экспериментальной проверки приведенных в предыдущем разделе теоретических оценок была собрана исследовательская установка, структурная схема которой приведена на рис. 2.

Она представляла собой упрощенный вариант (без Смес.1) схемы, представленной на рис. 1, без сдвига частот входного и выходного сигналов, т. е. являлась аналогом фильтра Юзвинского [2]. В этой схеме сигнал ОГКК имитировался синтезированным генератором Anritsu 68369 A/NV с опцией прецизионной ЧМ.

Методика исследования состояла в измерении подавления частотной синусоидальной модуляции ОГКК ($f_0 = 34 \dots 34,5$ ГГц) с постоянным малым индексом $m_{\text{ОГ}}$ в выходном сигнале частоты

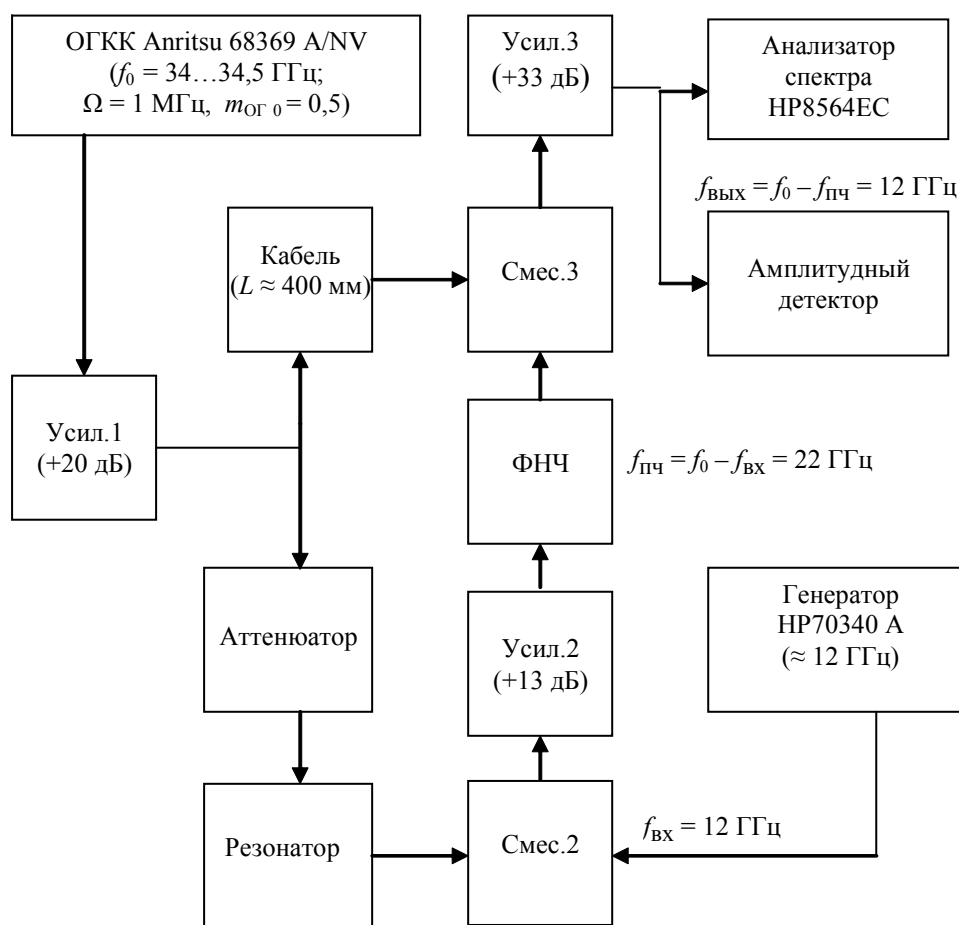


Рис. 2. Структурная схема исследовательской установки

той $f_{\text{ПЧ2}} = 12$ ГГц. Параметры ЧМ-сигнала ОГКК: отстройка от несущей $\Omega = 1$ МГц, $m_{\text{ог}0} = 0,5$, что соответствовало уровню боковой составляющей относительно несущей минус 12 дБ.

С целью усиления эффекта декомпенсации сигнала ОГКК во второе плечо КК был включен высокодобротный объемный резонатор с известными АЧХ и ФЧХ, приведенными на рис. 3,а.

В качестве источника входного сигнала частоты $f_{\text{ВХ}} = 12$ ГГц с малым уровнем фазовых шумов был использован синтезированный генератор HP70340 А. Исходя из наличия необходимых элементов СВЧ-тракта: резонатора, смесителей, фильтра, усилителя и т. п., диапазон сигнала первой промежуточной частоты $f_{\text{ПЧ}}$ был выбран около 22 ГГц.

Выходной сигнал анализировался параллельно спектроанализатором HP8564ЕС и амплитудным детекторным приемником, состоящим из диодной детекторной секции и селективного микровольтметра В6-10. При этом спектроанализатор использовался как отсчетный прибор для измерения суммарного уровня (АМ+ЧМ) боковой составляющей синусоидальной модуляции выходного сигнала. Амплитудный детекторный приемник измерял исключительно уровень АМ-составляющей.

Назначение остальных элементов схемы следующее: поляризационный аттенюатор предназначался для нормирования выходного сигнала по амплитуде; ФНЧ – для обеспечения необ-

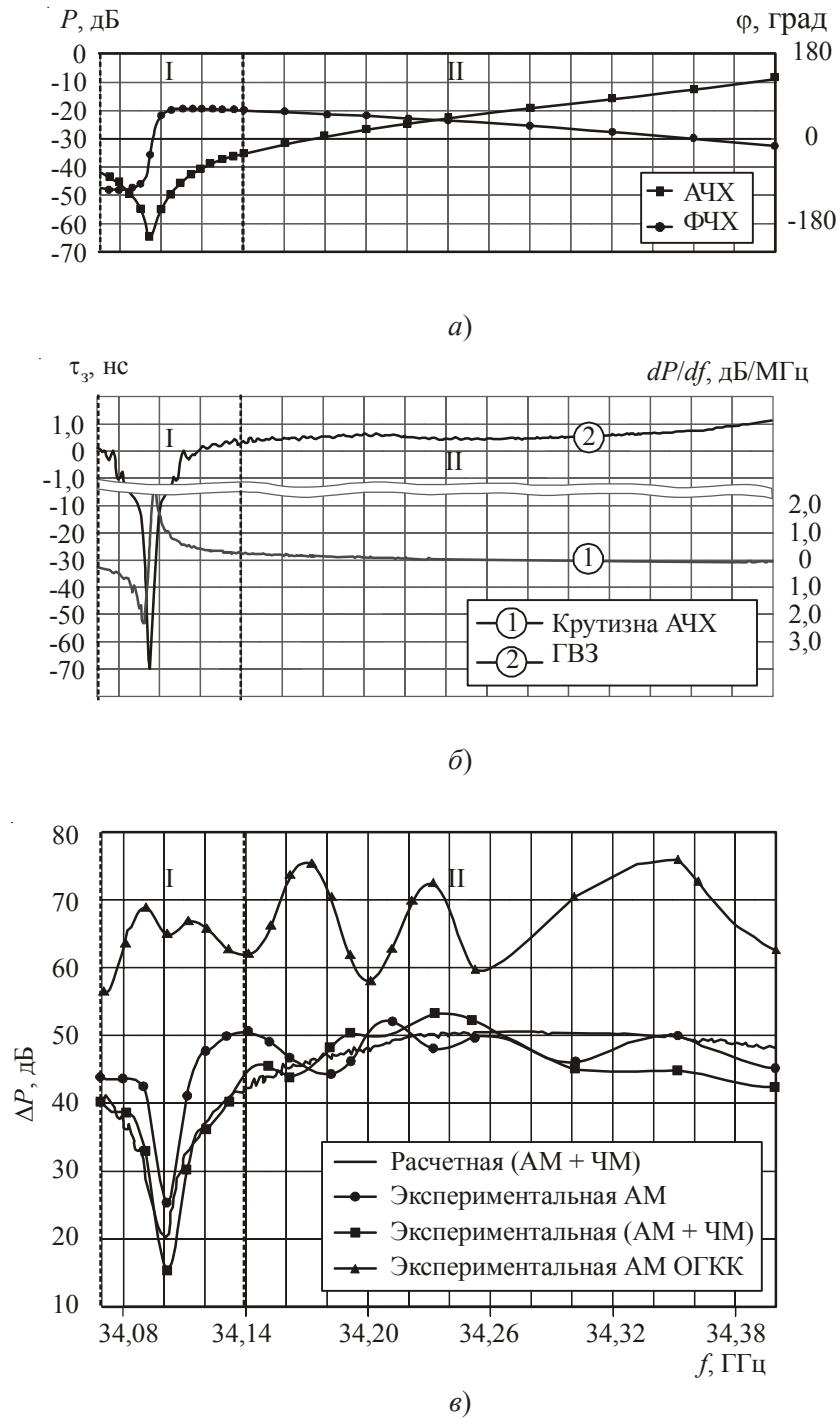


Рис. 3. Характеристики высокодобротного объемного резонатора, включенного во второе плечо КК:
 а – АЧХ и ФЧХ резонатора; б – крутизна АЧХ dP/df и ГВЗ τ_g резонатора;
 в – расчетные и экспериментальные относительные уровни ΔP АМ и ЧМ составляющих выходных шумов

ходимой развязки гетеродинных трактов; усилители – для обеспечения нормального режима работы смесителей и отсчетных приборов.

При измерениях сигнал на входе амплитудного детектора поддерживался в пределах квадратичного участка амплитудной характеристики и был откалиброван по уровням мощности несущей и АМ боковой составляющей. Для определения предельной чувствительности метода предварительно был измерен уровень остаточной амплитудной модуляции в диапазоне частот перестройки ЧМ-генератора, имитирующего ОГКК (см. рис. 3,в).

Измерения проводились при значениях несущей частоты ОГКК в пределах основных перепадов АЧХ и ФЧХ резонатора.

На рис. 3,в показаны экспериментальные графики относительных уровней (дБ) как суммарного уровня боковой составляющей модуляции, так и отдельно ее амплитудной составляющей. На этом же рисунке приведен измеренный уровень чувствительности метода, определяемый остаточной амплитудной модуляцией ОГКК, а также расчетно-экспериментальные зависимости относительного уровня (дБ) суммарного уровня боковых составляющих (АМ+ЧМ) модуляции сигнала на выходе. Последние вычислены с использованием формул (3) и (8) по экспериментальным данным зависимостей крутизны АЧХ и ГВЗ резонатора, приведенным на рис. 3,б.

Предел измерений суммарного уровня модуляции выходного сигнала на графике не приведен, т. к. он определяется возможностями спектра-анализатора HP8564ES, составляет более 70 дБ и не ограничивает чувствительность метода.

В ходе эксперимента было также получено подтверждение довольно очевидных фактов, имеющих важное практическое значение: на значительных отстройках от центральной частоты резонатора, где не наблюдается больших величин ГВЗ, а АЧХ не имеет значительной крутизны, уровень боковых составляющих модуляции на выходе уменьшается до уровня чувствительности метода, что говорит о высокой достижимой степени подавления ЧМ ОГКК – более 50 дБ при $\Omega = 1$ МГц; с уменьшением Ω подавление ЧМ ОГКК увеличивается в соответствии с формулой (3а), т. е. 20 дБ на декаду.

5. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Как видно из рис. 3а,б, АЧХ и ФЧХ резонатора, а также их производных имеют две ярко выраженные области:

– область I вблизи центральной частоты резонатора характеризуется аномальной дисперсией и максимальной крутизной АЧХ и ФЧХ. ГВЗ здесь достигает значений 70 нс, а крутизна АЧХ – 2,5 дБ/МГц;

– область II на правом склоне резонатора характеризуется малой величиной ГВЗ (на уровне 1 нс) и постоянной крутизной АЧХ около 0,1 дБ/МГц.

В области I на выходе преобразователя наблюдается почти полная декомпенсация ЧМ ОГКК, вызванная в основном фазовой компонентой, обусловленной значительной дисперсией вблизи центральной частоты резонатора. Это выражается в том, что индекс суммарной (АМ+ЧМ) модуляции на выходе преобразователя приближается к уровню исходной ЧМ-модуляции ОГКК. Вклад амплитудной компоненты, измеренной детекторным приемником, в суммарную модуляцию невелик и не превышает 10 %.

В области II декомпенсация также наблюдается, но ее природа носит амплитудный характер. Этот вывод следует из отсутствия существенной разницы между суммарной кривой относительного уровня модуляции и ее амплитудной составляющей.

Другими словами, суммарная модуляция выходного сигнала, измеренная спектром-анализатором, практически (с точностью, сопоставимой с погрешностью измерения) совпадала с показаниями детекторного приемника амплитудной составляющей модуляции. В области II измеренный уровень модуляции выходного сигнала соответствует подавлению ЧМ ОГКК порядка 35 дБ при $\Omega = 1$ МГц.

Сравнение результатов эксперимента с расчетными данными позволяет констатировать их удовлетворительное совпадение, приблизительно соответствующее точности метода. Приведенная на рис.3,в расчетно-экспериментальная кривая суммарного уровня модуляции выходного сигнала в области I определяется фазовой компонентой, а в области II – амплитудной. Кривая приведена на одном графике с экспериментальными зависимостями для удобства сравнения. Отдельные расчетно-экспериментальные кривые для АМ и ЧМ не приводятся, чтобы не перегружать рисунок.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенная теоретическая оценка и экспериментальное исследование уровня и природы подавления паразитной частотной нестабильности ОГКК в схеме ШИП СВЧ с возвратным гетеродинамированием позволяет сделать ряд важных выводов:

1. Формулы (3) и (8) с учетом приведенных выше допущений являются простым инженерным инструментом, позволяющим разработчику сделать достаточно точные оценки эффективности КК (фазовой и амплитудной компонент) на основе легко измеряемых параметров элементов ШИП СВЧ: исходного уровня частотной нестабильности ОГКК и комплексной АЧХ КК. Эффективность КК при практически реализуемых параметрах СВЧ-трактов преобразователя ($\tau_3 < 10$ нс и $dP/df < 0,1$ дБ/МГц) составляет более 30 дБ при отстройке от несущей $\Omega = 1$ МГц, что, с учетом характера зависимости от Ω , удовлетворяет большинству возможных применений ШИП СВЧ.

2. Амплитудный механизм ограничения подавления частотных флуктуаций ОГКК в ШИП СВЧ существует. Его физическая сущность состоит в амплитудной конверсии частотных флуктуаций ОГКК на элементах СВЧ-трактов преобразователя, а численная оценка может быть осуществлена с использованием формулы (8).

3. Приведенные в данной статье теоретические и практические результаты, с учетом часто используемых в литературе допущений [5, 9], применимы для оценки вносимых ШИП СВЧ фазовых шумов.

4. Предложенная в настоящей публикации модель подавления частотных флуктуаций ОГКК является линейной и не учитывает возможной ЧМ/АМ-конверсии в активных элементах ШИП СВЧ, а также особенностей импульсного режима работы преобразователя. Работы в этом направлении предполагается продолжить.

Авторы выражают благодарность А. С. Котову, С. С. Зырину, В. И. Новосельцу и В. Н. Ештокину за полезные обсуждения, способствовавшие улучшению качества публикации.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Colas M.* Le stabilidyne // *Ond Elec.* – 1956. – No 347. – P. 83 – 93.
2. *Юзвинский В.И.* О некотором способе приема радиоволн с сохранением постоянства фазовых соотношений // *ЖТФ.* – 1941. – Т. 11, № 1/2. – С. 61– 68.
3. *Куприянов П.В.* Широкополосные инфрадинные преобразователи СВЧ // *Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника.* – 2003. – Вып. 1(481). – С. 66-74.
4. *Куприянов П.В.* Широкополосный инфрадинный преобразователь СВЧ // *Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника.* – 1998. – Вып. 2(472). – С. 35-40.
5. *Шапиро Д.Н., Паин А.А.* Основы теории синтеза частот. – М.: Радио и связь, 1981. – 115с.
6. *Справочник по радиолокации. Т. 3 / Под ред. М. Скольника.* – М.: Сов. радио, 1979. – 238с.
7. *Automated phase noise measurements / A.L. Lance et al.* // *MW Journal.* – June 77. – P. 96.
8. *Радиотехнические цепи и сигналы / Под ред. К.А. Самойло.* – М.: Радио и связь, 1982. – 215с.
9. *Ondria J.G.* A MW-system for measurements of AM and FM noise spectra // *MTT-16.* – September 68. – P. 767.

Статья поступила 1 апреля 2009 г.

УДК 621.385.6

ВЫБОР МОДЕЛИ МНОГОКАНАЛЬНОГО МИКРОПОЛОСКОВОГО ОГРАНИЧИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ПО КРИТЕРИЮ ПРОБИВНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДИОДОВ

В. Г. Калина, В. В. Шаповалова

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Предложена методика выбора модели многоканального микрополоскового защитного устройства (ЗУ) по критерию пробивного напряжения диодов (импульсной мощности). Методика предусматривает два этапа: аналитический для выбора исходной модели ЗУ и программный для оптимизации результирующей модели ЗУ.

The method of choosing multi-channel microstrip protection device model using diode breakdown voltage criterion (pulse power) is suggested. The method envisages two stages: analytical for choosing the initial model of protection device and computer-aided design for optimization of the final model of protection device.

КС: защитное устройство СВЧ, микрополосковая техника, многоканальное устройство

1. ВВЕДЕНИЕ

СВЧ приёмные устройства защищают от мощных импульсных сигналов, как правило, с помощью диодов, шунтирующих тракт передачи сигнала. При высоком уровне мощности (порядка нескольких киловатт) тракт защиты разветвляют на ряд каналов, для того чтобы диоды выдерживали падающую на них импульсную мощность без опасности электрического пробоя [см., например, 1]. Аналогичный принцип применён в работе [2], где каналы передачи сигнала компактно выполнены в виде связанных микрополосковых линий.

Основой каждого канала, согласно структурным схемам [1, 2], служит резонатор. Такие защитные устройства (ЗУ) представляют собой систему связанных либо несвязанных полуволновых проходных резонаторов, в центре которых установлены шунтирующие диоды защиты.

Одной из первоочередных задач при моделировании многоканального ЗУ является выбор числа и параметров каналов для выполнения требований по падающей импульсной мощности. Ниже эта задача рассматривается как основная. Наряду с этим, показано, что на выбор модели по критерию мощности могут влиять требования к другим параметрам ЗУ: ширине полосы, защитным свойствам.

2. ЭТАПЫ ПОДГОТОВКИ МОДЕЛИ ЗУ

Упрощённая структурная схема многоканального ЗУ на примере четырёх каналов с полуволновыми микрополосковыми резонаторами, в середине каждого из которых установлен диод, показана на рис. 1.

Входной и выходной порты могут быть соединены с резонаторами посредством цепей разветвления сигнала и трансформаторов сопротивлений.

Моделирование ЗУ предлагается выполнять двумя этапами. Сначала на основе элементарного расчёта по критерию требуемой мощности выбрать исходную модель проектируемого

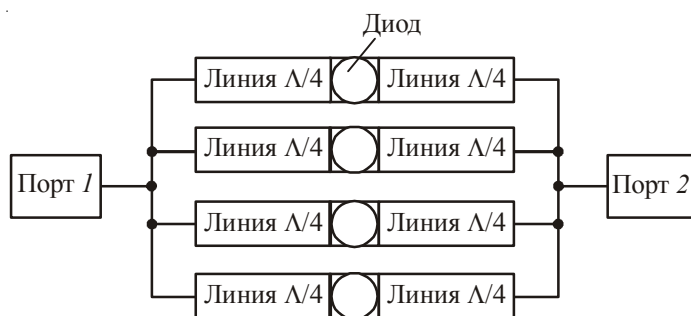


Рис. 1. Структура многоканального защитного устройства

ЗУ (см., например, рис. 1). Затем уточнить модель с учётом других требований к ЗУ, включая конструктивные, и с помощью САД-программы провести её детальный расчёт для оценки правильности предварительного решения и его оптимизации.

3. ВЫБОР И АНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЁТ ИСХОДНОЙ МОДЕЛИ

При расчёте допустимой импульсной мощности введём упрощения, которые не повлияют на окончательные результаты моделирования ЗУ: резонаторы независимы и одинаковы; рассматривается режим резонанса; линии резонаторов не имеют потерь; шунтирующее влияние диода не учитывается; входной и выходной порты имеют одинаковое сопротивление.

Как показывают расчёты и простейшие физические соображения, параллельно включённые идентичные резонаторы по отношению к тракту сигнала могут быть представлены одним эквивалентным резонатором.

Напряжение в эквивалентном резонаторе U_ϕ и равное ему напряжение в каждом из параллельных резонаторов, нормированное к напряжению падающей волны $U_{пад}$, может быть определено как

$$U_{норм\ \phi} = U_\phi / U_{пад} = \cos\phi - i(R_{рез} / R_\Pi) \sin\phi, \quad (1)$$

где ϕ – фазовое расстояние от начала резонатора до точки наблюдения; $R_{рез} = R/n$ – сопротивление линии эквивалентного резонатора; R – сопротивление линии каждого из параллельно включённых полуволновых отрезков-резонаторов; n – число резонаторов; R_Π – сопротивление порта (сопротивление тракта, в который включён резонатор).

Нормированное напряжение в середине эквивалентного полуволнового резонатора по модулю равно отношению сопротивления линии эквивалентного резонатора к сопротивлению подводящих линий:

$$U_{норм} = U / U_{пад} = R_{рез} / R_\Pi = R / (nR_\Pi), \quad \phi = 90 \text{ град.} \quad (2)$$

Оценить величину нормированного напряжения $U_{норм}$ для системы с n одинаковыми резонаторами и выбрать подходящее число каналов, при котором напряжение на диоде не превышает допустимого, можно с помощью рис. 2, где сопротивление линий резонаторов R нормировано к сопротивлению портов: $R_{норм} = R/R_\Pi$.

Напряжение в середине эквивалентного резонатора определяется соотношением проводимости линии тракта и суммы проводимостей линий каналов. Как видно из рис. 2, напряже-

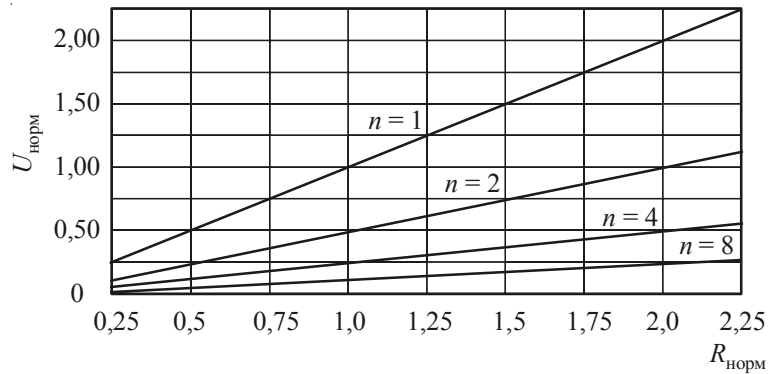


Рис. 2. Зависимости нормированного напряжения на диодах для системы с одинаковыми резонаторами

ние в середине резонатора может быть либо равно напряжению падающей волны ($R_{\Pi} = R_{рез}$, резонанс отсутствует), либо быть больше его ($R_{\Pi} < R_{рез}$, высокоомный резонатор), либо меньше ($R_{\Pi} > R_{рез}$, низкоомный резонатор). Здесь рассматриваются ЗУ с низкоомными эквивалентными резонаторами, которые позволяют повысить допустимую импульсную мощность по сравнению с одиночной линией.

Допустимая импульсная мощность для ЗУ по типу рис. 1 определяется амплитудой допустимого напряжения $U_{доп}$ в точке размещения диода в системе с параметрами R_{Π} , R , n .

Значение $U_{доп}$ для конкретного типа диода определяется его паспортными данными для допустимого обратного напряжения либо, при фиксированных параметрах СВЧ-импульса, экспериментально из соотношения:

$$U_{доп} = (2R_{\Pi} P_{доп.лин})^{0,5}, \quad (3)$$

где $P_{доп.лин}$ – предельно допустимое значение импульсной мощности для диода в одиночной линии с сопротивлением R_{Π} .

Нормированное значение допустимой падающей мощности $P_{норм}$, поступающей из порта на систему резонаторов, т. е. выигрыш или проигрыш по величине максимальной импульсной мощности, которая может быть подана на ЗУ в многоканальной системе с одинаковыми резонаторами по отношению к одиночной линии, согласно (2) и (3) определяется выражением:

$$P_{норм} = P_{пад.пред} / P_{доп.лин} = (R_{\Pi} / R_{рез})^2 = (nR_{\Pi} / R)^2, \quad (4)$$

где $P_{пад.пред}$ – предельно допустимое значение мощности, падающей на систему.

Величину предельно допустимой падающей мощности находим из формулы:

$$P_{пад.пред} = P_{доп.лин} (R_{\Pi} / R_{рез})^2 = P_{доп.лин} (nR_{\Pi} / R)^2 = 0,5R_{\Pi} (nU_{доп} / R)^2. \quad (5)$$

Примеры расчёта нормированной мощности $P_{норм.пред}$ для структуры рис. 1 по формуле (4) в зависимости от числа резонаторов n и отношения сопротивлений порта и линии резонаторов R_{Π} / R приведены в таблице.

n	R _н /R					
	0,5	0,75	1	1,25	1,5	2
1	0,25	0,563	1	1,56	2,25	4
2	1	2,25	4	6,25	9	16
4	4	9	16	25	36	64
8	16	36	64	100	144	256

Число резонаторов многоканального ЗУ, необходимое для согласования требований по падающей и допустимой для диодов импульсной мощности, можно найти из соотношения:

$$n \geq (P_{\text{пад.пред}}/P_{\text{доп.лин}})^{0,5} R/R_{\text{н}} = (2P_{\text{пад.пред}}/R_{\text{н}})^{0,5} R/U_{\text{доп}}, \quad n = 1, 2, \dots \quad (6)$$

Следует отметить, что увеличение параметра R_н/R с целью выигрыша по допустимой мощности и уменьшения числа каналов сопряжено с уменьшением полосы пропускания и ослаблением защитных свойств ЗУ (см. Приложение). При реализации комплекса требований к ЗУ выбор параметра R_н/R может оказаться компромиссным.

Относительная полоса пропускания эквивалентного резонатора 2δF определяется соотношением:

$$2\delta F = (2/\pi) \arcsin[2(R_{\text{рез}}/R_{\text{н}})(K^2 - 1)^{0,5}/(1 - (R_{\text{рез}}/R_{\text{н}})^2)], \quad (7)$$

где K – относительный уровень отсчёта ширины полосы на резонансной кривой относительно её вершины (0,944 для -0,5 дБ; 0,7079 для -3 дБ).

Полоса пропускания системы резонаторов может быть расширена с помощью трансформаторов (рис. 3). Выигрыш по мощности P_{норм} при этом падает.

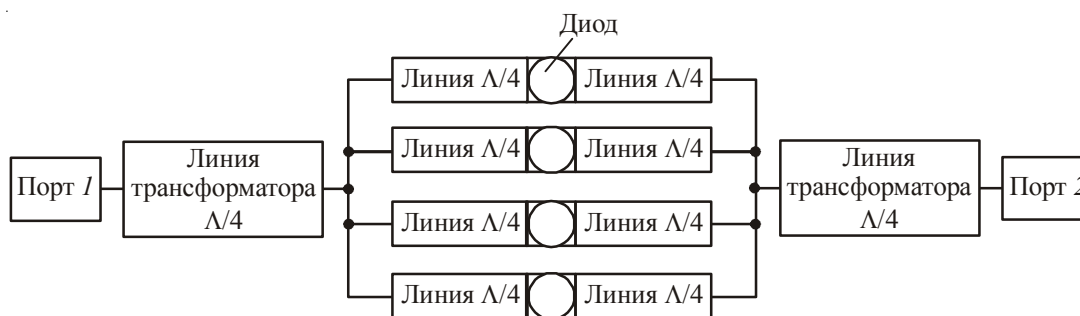


Рис. 3. Структура многоканального защитного устройства с согласующими трансформаторами

В системе с трансформаторами нормированное напряжение в середине эквивалентного резонатора и равно ему напряжение в середине каждого из n параллельных резонаторов изменяется обратно пропорционально сопротивлению линии трансформатора:

$$|U_{\text{норм}}| = R_{\text{рез}}/R_{\text{тр}} = R/(nR_{\text{тр}}), \quad \varphi = 90 \text{ град.} \quad (8)$$

Нормированное значение допустимой падающей мощности $P_{\text{норм.тр}}$, поступающей из порта на ЗУ с трансформаторами, определяется соотношением сопротивлений линии трансформатора и эквивалентного резонатора:

$$P_{\text{норм.тр}} = P_{\text{пад.пред}}/P_{\text{доп.лин}} = (R_{\text{тр}}/R_{\text{рез}})^2 = (nR_{\text{тр}}/R)^2, \quad (9)$$

где $P_{\text{пад.пред}}$ – предельно допустимое значение мощности, падающей на систему.

Предельно допустимая падающая мощность для системы, которая снабжена согласующими трансформаторами, может быть определена с помощью выражения:

$$P_{\text{пред.тр}} = (R_{\text{тр}}/R_{\text{рез}})^2 P_{\text{доп.лин}} = (nR_{\text{тр}}/R)^2 P_{\text{доп.лин}} = 0,5(nU_{\text{доп}} R_{\text{тр}}/R)^2/R_{\text{п}}. \quad (10)$$

4. ДЕТАЛЬНЫЙ РАСЧЁТ НА ОСНОВЕ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ

Приведенные выше простые формулы и зависимости позволяют быстро и наглядно выбрать систему резонаторов многоканального диодного ЗУ с несвязанными резонаторами по заданной максимальной мощности и допустимой для диода мощности или допустимому напряжению в качестве исходной модели ограничителя. Они позволяют также сделать оценку системы связанных резонаторов с введением понижающего коэффициента для величины допустимой мощности (см. Приложение, пример 4). Однако исходная модель ЗУ и относящиеся к ней расчётные формулы являются начальным приближением: исходная модель по отношению к реальным конструкциям ограничителей заведомо упрощена.

Рассмотрим последующий этап построения модели ЗУ – переход к результирующей модели, отвечающей комплексным требованиям к ЗУ.

Напряжение в точке установки диода в середине резонансного отрезка может быть определено, как и в других точках системы, с помощью любой САД-программы, которая позволяет вычислить матрицу рассеяния системы.

Чтобы определить напряжение в точке установки диода с помощью численного расчёта матрицы рассеяния, структурную схему ЗУ дополним портом, подключённым параллельно диоду. Сопротивление порта выберем значительно более высоким, и определим данный порт как высокоомный.

Запишем формулу расчёта напряжения в заданной точке системы:

$$|U_{\text{норм}}| = |U/U_{\text{пад}}| = |S_{k1}|(R_k/R_{\text{п}})^{0,5}, \quad (11)$$

где $|S_{k1}|$ – модуль нормированного коэффициента передачи падающей волны из входного порта l в высокоомный порт k (непосредственный результат расчёта нормированной матрицы рассеяния модели ЗУ с высокоомным портом); $R_k/R_{\text{п}}$ – отношение сопротивлений высокоомного порта и порта с падающей волной. Точность расчёта $|U_{\text{норм}}|$ тем выше, чем больше отношение сопротивления R_k к сопротивлению системы в точке присоединения высокоомного порта.

При данном расчёте допустимая для ЗУ мощность может быть вычислена с учетом влияния входящих в структуру ЗУ вспомогательных и паразитных реактивностей: ёмкостей диодов, цепей разветвления сигнала, трансформаторов. Становится возможным определить частотные зависимости напряжения на диоде и допустимой мощности*.

Выигрыш по величине мощности $P_{\text{пад.пред}}$ относительно значения $P_{\text{доп.лин}}$, которое допустимо для одиночной линии с сопротивлением $R_{\text{п}}$, может быть определён с помощью простой формулы:

$$P_{\text{норм}} = P_{\text{пад.пред}}/P_{\text{доп.лин}} = R_{\text{п}}/(R_k |S_{k1}|^2). \quad (12)$$

Таким образом, для абсолютного значения импульсной мощности $P_{\text{пад.пред}}$, которая может быть подана на ЗУ, можно записать

$$P_{\text{пад.пред}} = P_{\text{доп.лин}} R_{\text{п}}/(R_k |S_{k1}|^2) = (U_{\text{пред}}/|S_{k1}|)^2/2R_k. \quad (13)$$

Модель многоканального ЗУ удовлетворяет требуемой импульсной мощности $P_{\text{пад.пред}}$ при допустимой импульсной мощности $P_{\text{доп.лин}}$ или допустимом обратном напряжении диода $U_{\text{пред}}$ в одиночной линии, если коэффициент передачи напряжения падающей волны в высокоомный порт в месте установки диода не превышает значения, определяемого выражением (14):

$$|S_{k1}| \leq [(P_{\text{доп.лин}}/P_{\text{пад.пред}})(R_{\text{п}}/R_k)]^{0.5} = U_{\text{пред}}/(2R_k P_{\text{пред}})^{0.5}. \quad (14)$$

Данное значение $|S_{k1}|$ служит контрольным параметром при оптимизации выбранной модели на заданную мощность $P_{\text{пред}}$ по известной величине допустимого пробивного напряжения диода $U_{\text{пред}}$.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Простейшие аналитические выражения позволяют по заданным величинам входной импульсной мощности и допустимому напряжению на диоде наметить структуру многоканального ЗУ на первом этапе построения его модели.

Дальнейший расчёт и оптимизация ЗУ по допустимой величине падающей мощности могут быть выполнены на основе расчёта матрицы рассеяния полной модели ЗУ. Приведенные в статье выражения позволяют вычислить напряжения в точках установки диодов и допустимые входные мощности.

Расчёт модели на основе матрицы рассеяния легко поддаётся оптимизации с учётом комплекса параметров ЗУ. Он применим как для многоканальных ЗУ, включая структуры со связанными резонаторами, так и для любых других структур ЗУ, допускающих расчёт матрицы рассеяния, вне зависимости от типа их построения.

* В рабочем диапазоне частот ЗУ допустимая мощность изменяется, как правило, незначительно и в зависимости от структуры модели может увеличиваться либо уменьшаться относительно значения при резонансе.

Примеры выбора моделей ЗУ

Приведём несколько примеров оценки и выбора моделей ЗУ. Примеры подтверждают согласованность предложенных приёмов аналитического и программного расчётов, позволяют оценить связь параметров ЗУ с параметрами моделей и демонстрируют взаимозависимость параметров ЗУ: допустимой мощности, ширины полосы пропускания, степени защиты. Применительно к рамкам статьи приведены простейшие модели, не включающие в себя элементы разводки.

Пример 1. Модель с четырьмя параллельными независимыми резонаторами (см. рис. 1). Рассчитаем выигрыш по импульсной мощности $P_{\text{норм}}$ и ширину полосы пропускания $2\delta F$ по уровню $-0,5$ дБ в функции отношения $R_{\text{рез}}/R_{\text{п}}$ при $R_{\text{п}} = 50$ Ом. Параметры подложки: $h = 0,5$ мм, $\epsilon = 9,6$; проводники – золото, 6 мкм.

Результаты расчёта (рис. П.1) показывают рост выигрыша по мощности, сопровождаемый падением ширины полосы пропускания по мере уменьшения сопротивления линии эквивалентного резонатора относительно сопротивления портов. Сплошные линии – программный расчёт на основе матрицы рассеяния, точки – расчёт по формулам (4) и (7). При сопротивлении линий резонаторов 50 Ом относительная полоса пропускания $2\delta F$ близка к 11 %, выигрыш по мощности равен 16.

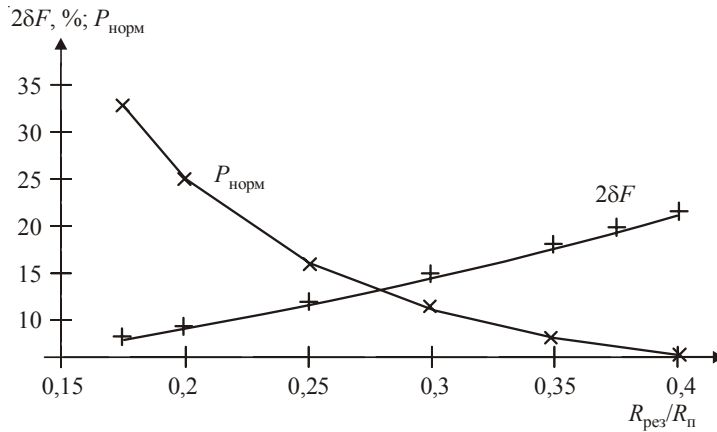


Рис. П.1. Зависимости допустимой мощности и ширины полосы пропускания от сопротивления линии эквивалентного резонатора

Пример 2. Модель с четырьмя параллельными независимыми резонаторами, которые соединены с портами через четвертьволновые трансформаторы (см. рис. 3) при $R_{\text{п}} = 50$ Ом. Параметры подложки: $h = 0,5$ мм, $\epsilon = 9,6$; проводники – золото, 6 мкм; ширина линий резонаторов $w = 0,481$ мм.

Результаты расчёта выигрыша по допустимой мощности в функции сопротивления линии трансформатора приведены на рис. П.2, значения нормированного напряжения $U_{\text{норм}}$ даны в таблице.

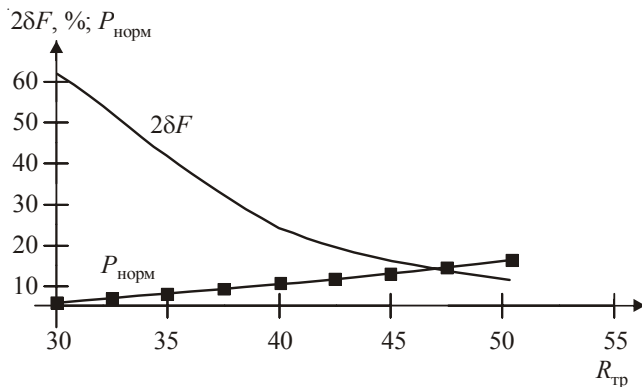


Рис. П.2. Зависимости допустимой мощности и ширины полосы пропускания от сопротивления линии трансформатора

Волновое сопротивление линии резонатора, Ом	100	50	25	15
Волновое сопротивление линии трансформатора, Ом	35,36	25	17,7	13,69
Относительное напряжение по аналитическому расчёту	0,707	0,5	0,354	0,273
Относительное напряжение в порте 3 (CAD-расчёт)	0,694	0,495	0,351	0,2718
Погрешность CAD-расчёта, %	-1,79	-1	-0,73	-0,44

Зависимость выигрыша $P_{\text{норм}}$ от сопротивления трансформатора $R_{\text{тр}}$ на рис. П.2 показана сплошной линией для программного расчёта и точками для аналитического расчёта по формуле (9). Там же приведены результаты программного расчёта относительной полосы пропускания $2\delta F$ данной модели в функции сопротивления линии трансформатора.

Зависимости показывают, что по мере уменьшения сопротивления линии трансформатора (увеличения коэффициента трансформации) возрастает полоса пропускания, но падает величина выигрыша $P_{\text{норм}}$.

Пример 3. Выбор модели микрополоскового многоканального ЗУ по комплексу требований: падающая импульсная мощность – до 2500 Вт; импульсная мощность, допустимая для диода в одиночной линии, – 180 Вт; сопротивление портов – 50 Ом; параметры подложки: $h = 0,5$ мм, $\epsilon = 9,6$; проводники – золото, 6 мкм; рабочая частота – в диапазоне 10 ГГц.

Принимаем модель ЗУ в виде несвязанных резонаторов с параметрами линий: $w = 0,481$ мм ($R = 50,37$ Ом); длина резонаторов – $(2,93 + 2,93)$ мм; сопротивление высокоомного порта $R_k = 5 \cdot 10^5$ Ом.

Определим число резонаторов с помощью формулы (6):

$$n \geq (P_{\text{пад.пред}}/P_{\text{доп.лин}})^{0,5} R/R_{\text{п}} = (3500/250)^{0,5} R/50 = 0,078R = 3,93.$$

Структура модели при $n = 4$ показана на рис. П.3.

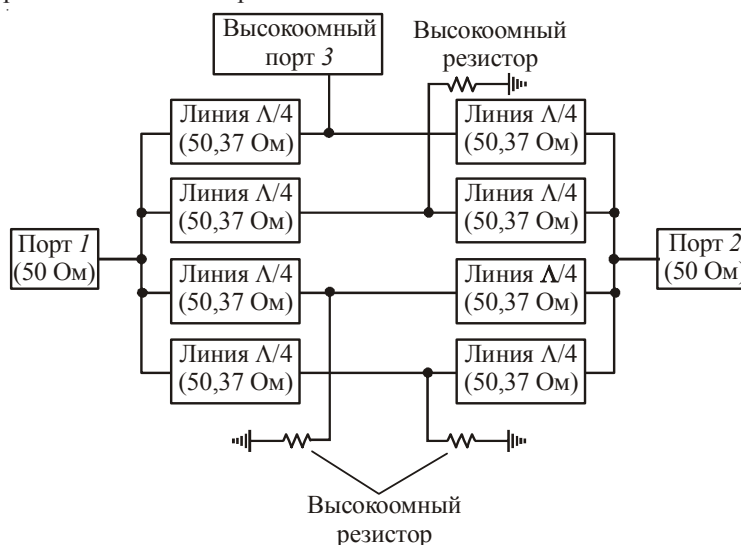


Рис. П.3. Модель многоканальной системы при расчёте матрицы рассеяния

Коэффициент передачи в высокоомный порт S_{31} при $n = 4$ на частоте резонанса 9,9 ГГц равен 0,0025206, что, согласно (12), соответствует выигрышу по допустимой мощности $P_{\text{пад.пред}}/P_{\text{доп.лин}} = R_{\text{п}}/(R_k |S_{k1}|^2) = 15,74$ и, согласно (13), допустимой падающей мощности $P_{\text{пад.пред}} = 2833$ Вт $>$ 2500 Вт.

Аналитический расчёт по формуле (5) при сопротивлении линий резонатора 50,37 Ом приводит к тем же значениям величины выигрыша и допустимой падающей мощности:

$$P_{\text{пад.пред}}/P_{\text{доп.лин}} = (nR_{\text{л}}/R)^2 = 15,77; P_{\text{пад.пред}} = 2839 \text{ Вт.}$$

Оценим защитные свойства данной модели, вычисляя матрицу рассеяния. Зависимости степени защиты L (дБ) от сопротивления линии резонатора R при сопротивлениях диода 1 и 3 Ом приведены на рис. П.4. Для выбранного сопротивления линий резонатора $R \approx 50$ Ом мощность падающего сигнала ослаблена на 17,4 дБ и 10 дБ при сопротивлении диода 1 и 3 Ом соответственно.

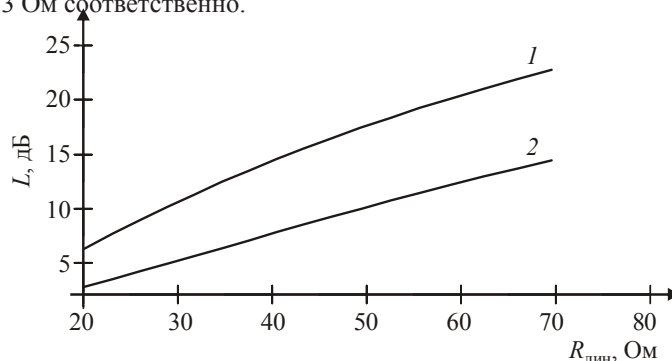


Рис. П.4. Зависимость степени защиты от сопротивления линии резонатора:

$$1 - R_{\text{д}} = 1 \text{ Ом}; 2 - R_{\text{д}} = 3 \text{ Ом}$$

Пример 4. С целью уменьшения габаритов ЗУ изменим модель микрополоскового ЗУ относительно примера 3: перейдём к связанным параллельным резонаторам. На основе ранее найденной модели для несвязанных резонаторов примем, что число связанных резонаторов равно четырём; зазоры между линиями равны 0,3 мм; сопротивления высокоомных портов $R_3 = R_4 = 5 \cdot 10^5 \text{ Ом}$. Структура модели показана на рис. П.5.

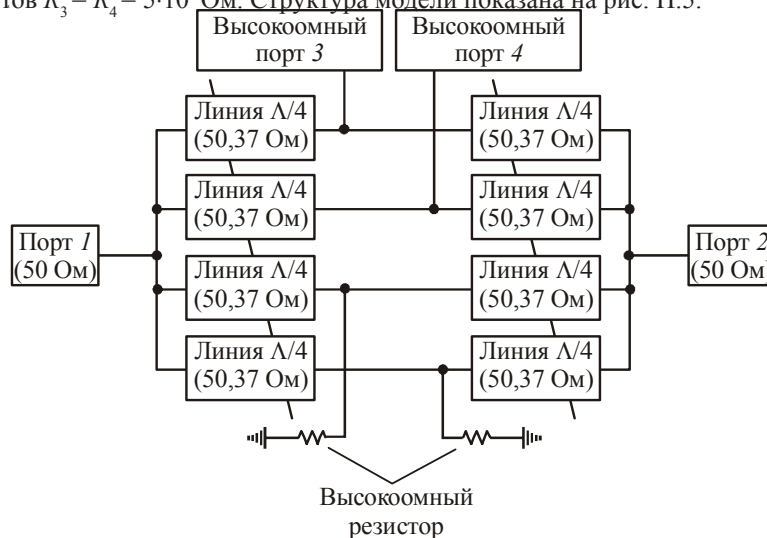


Рис. П.5. Модель многоканальной системы со связанными микрополосковыми линиями

Коэффициенты передачи S_{31}, S_{41} в высокоомные порты 3 и 4 на частоте резонанса равны соответственно 0,0031 и 0,0038. Выигрыш по допустимой импульсной мощности применительно к внешнему и внутреннему проводникам, согласно (13), составляет 10,4 и 6,92 раз. Для модели в целом выигрыш $P_{\text{норм}}$ близок к 6,9, что соответствует допустимой падающей мощности $P_{\text{пад.пред}} = 1245 \text{ Вт}$, меньшей заданного значения 2500 Вт. Снижение допустимой

мощности по сравнению с системой одиночных резонаторов составляет 2,28 раза. Выигрыш по величине допустимой мощности, как показано на рис. П.6, падает по мере сближения проводников линий резонаторов (параметры подложки: $h = 0,5$ мм, $\epsilon = 9,6$; проводники – золото, 6 мкм).

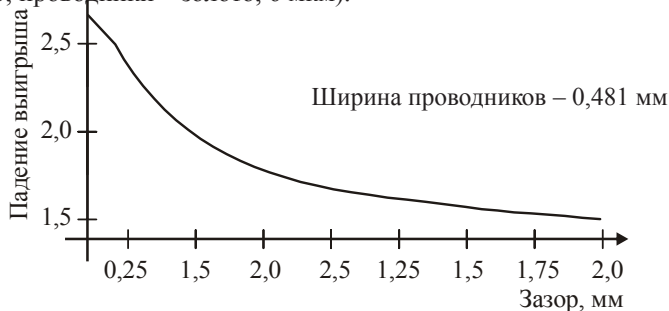


Рис. П.6. Зависимость выигрыша по мощности от связи микрополосковых линий

Оптимизируем модель, оставив неизменным число резонаторов. В соответствии с требованием $P_{\text{пад. пред}} = 2500$ Вт значение параметра оптимизации, согласно (14), составляет:

$$|S_{41}| \leq [(P_{\text{доп. лин}} / P_{\text{пад. пред}})(R_{\text{п}} / R_{\text{к}})]^{0,5} = 0,002683.$$

Для обеспечения запаса по допустимой мощности устанавливаем значение параметра оптимизации более жёстко: $|S_{41}| = 0,0025$.

Выбирая зазор между крайним и средним проводниками $s_{11} = 0,3$ мм, для частоты резонанса 9,9 ГГц находим оптимизированные значения зазора между средними проводниками ($s_{12} = 0,85$ мм), а также ширины и длины четвертьволновых участков резонаторов ($w = 0,85$ мм; 2,62 мм). Коэффициенты передачи в высокоомные порты при этом составляют: $S_{31} = 0,00205$, $S_{41} = 0,0025$, что соответствует выигрышу по импульсной мощности для крайнего и среднего проводников 23,8 и 16 раз, т. е. для модели в целом – в 16 раз, и допустимой падающей мощности $P_{\text{пад. пред}} = (P_{\text{пад. лин}} R_{\text{п}} / R_{\text{к}}) / (S_{41})^2 = 2880$ Вт > 2500 Вт.

Дальнейшая оптимизация модели может быть проведена с учётом полного комплекса требований к ЗУ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Разработка и исследование защитных устройств повышенного уровня предельно допустимой мощности для маломощных СВЧ транзисторных усилителей // Ю.Л. Гунченко, В.А. Завьялов, В.С. Постовой, В.А. Шпирт // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1986. – Вып. 2(386). – С. 4.
2. Ильичёв Н.В., Калина В.Г., Шаповалова В.В. Диодные защитные устройства с резонатором на связанных микрополосковых линиях // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2004. – Вып. 1(483). – С. 9.

Статья поступила 11 сентября 2008 г.

УДК 621.885.6.002

ДВУХЪЯРУСНАЯ ТРАНЗИСТОРНАЯ СБОРКА ДЛЯ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ СВЧ-ДИАПАЗОНА

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

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Сообщается о реализации двухъярусной сборки оригинальной конструкции из СВЧ-транзисторов, исследовании ее электрических характеристик и анализе полученных результатов. Получено сложение мощности двух одноваттных полевых транзисторов на частоте 6 ГГц. Достиженные результаты подтверждают правильность новой концепции двухъярусной компоновки кристаллов параллельно включенных СВЧ полупроводниковых приборов в ГИС СВЧ.

The implementation of a double-level transistor assembling of microwave transistors with a peculiar design, studying the assembly electric characteristics and the analysis of the obtained results have been reported. The power addition of two one-watt FETs was obtained at 6 GHz frequency. The achieved results verify the correctness of a new concept of double-level chip mounting with a parallel inclusion of microwave semiconductor devices into microwave HICs.

КС: двухъярусная транзисторная сборка, сложение мощности полевых транзисторов

1. ВВЕДЕНИЕ

Комплексная микроминиатюризация по-прежнему остается одним из основных направлений развития РЭА СВЧ-диапазона. Поскольку аппаратура этого диапазона базируется на ГИС, то улучшение массогабаритных и электрических характеристик за счет совершенствования их конструкции и технологии является актуальной задачей. Отечественные полупроводниковые приборы, в частности полевые транзисторы с барьером Шотки (ПТШ), уступают по электрическим характеристикам лучшим зарубежным аналогам. В связи с этим для получения требуемого усиления мощности сигнала приходится увеличивать число усилительных каскадов либо наращивать мощность отдельных каскадов усиления за счет параллельного включения большего числа полупроводниковых приборов, например ПТШ.

2. КОНСТРУКТОРСКАЯ ЧАСТЬ

В различных радиоэлектронных системах и устройствах все чаще возникает необходимость увеличения мощности СВЧ-сигнала. В системах радиолокации с активными антенными фазированными решетками (АФАР), аппаратуре спутникового телевидения, радиорелейных линиях, системах радиоэлектронного противодействия специального назначения на выходе передающего канала требуется СВЧ-мощность в несколько ватт. Это обеспечивается применением усилителей мощности различной конструкции. Наиболее часто с этой целью используются транзисторные усилители в гибридно-интегральном исполнении. Отечественными и зарубежными специалистами проводятся разработки таких усилителей мощности [1–3]. В усилителях

суммируется СВЧ-мощность в нескольких специальных электрических цепях, содержащих кристаллы полевых арсенидгаллиевых транзисторов.

Однако отечественная промышленность существенно отстает от зарубежных разработок мощных СВЧ-транзисторов, а разработка радиоэлектронной аппаратуры специального назначения исключает использование импортной комплектации. В связи с этим особый интерес представляют работы в области суммирования мощности в ГИС СВЧ.

В работе [3] сообщалось о разработке усилительного каскада на 5 Вт, выполненного с использованием отечественных транзисторов 3П976. В каскаде для увеличения мощности применялись сборки, в которых осуществлялось сложение мощности двух транзисторов (рис. 1). Транзисторы для каждой сборки подбирались с близкими статическими характеристикам (ток насыщения и ток стока при заданном напряжении на затворе) и монтировались на выступ металлического основания. В каскаде суммировалась мощность восьми транзисторов.

В работе [4] сообщалось о разработке новой концепции сложения мощности кристаллов ПТШ в ГИС усилителей мощности СВЧ-диапазона. Отличительной особенностью данной концепции является возможность сложения мощности ПТШ с балочными выводами путем их двухъярусного расположения лицевыми сторонами друг к другу и соединения однофункциональных выводов. Конструкция ГИС, иллюстрирующая данную концепцию, представлена на рис. 2. Для подтверждения правильности данной концепции были изготовлены опытные образцы двухъярусных транзисторных сборок, аналогичные конструкции ГИС, представленной на рис. 2.

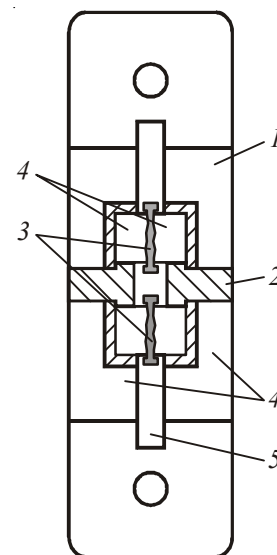
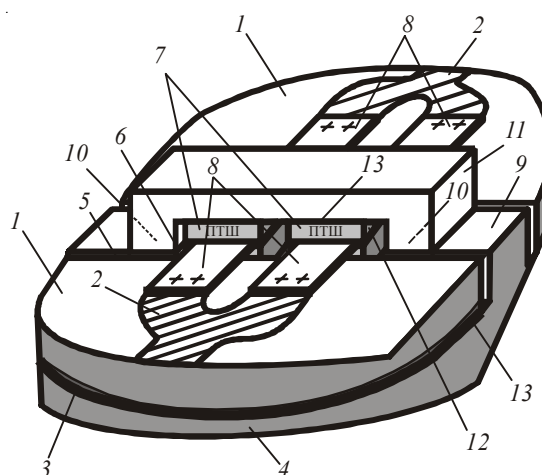


Рис. 1. Держатель транзистора:
1 – поликор ($\epsilon = 9,6$; $h = 0,5$ мм);
2 – МПЛ; 3 – транзистор; 4 – балка;
5 – выступ металлического основания

Рис. 2. Разработанная мощная гибридно-интегральная схема СВЧ-диапазона (общий вид):

1 – диэлектрическая подложка; 2 – топологический рисунок металлизации; 3 – экранная заземляющая металлизация; 4 – металлическое теплоотводящее основание; 5 – отверстие в диэлектрической подложке; 6 – выемка в металлическом теплоотводящем основании; 7 – кристаллы транзисторов; 8 – плоские балочные выводы кристаллов транзисторов; 9 – выступ на металлическом теплоотводящем основании; 10 – монтажные площадки; 11 – металлическая электро- и теплопроводящая пластина; 12 – канавка в металлической электро- и теплопроводящей пластине; 13 – электро- и теплопроводящее связующее вещество



Конструкция сборки отличается удобством измерения электрических характеристик и малыми габаритами, что позволяет ее использовать для непосредственного встраивания в ГИС усилительных каскадов усилителей мощности.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

Исследования электрических характеристик транзисторных сборок проводились на измерительном стенде, структурная схема и состав которого представлены на рис. 3.

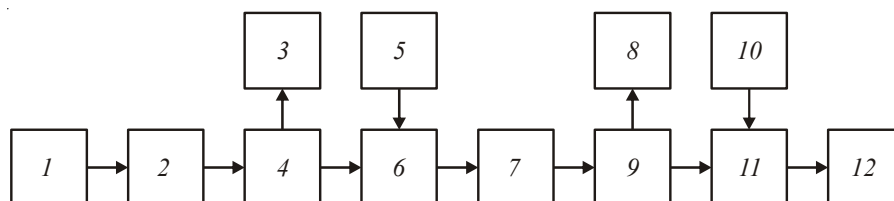


Рис. 3. Структурная схема установки

для измерения коэффициента усиления и выходной мощности:

1 – генератор сигналов высокочастотный ГЧ-111 (ЕЭ3.260.080 ТУ); 2 – усилитель СВЧ-мощности; 3 – ваттметр поглощаемой мощности МЗ-51 (ЕЭ0.140.026 ТУ); 4 – ответвитель направленный коаксиальный ХШЗ.554.373; 5 – блок режимов ЯВХ-264; 6 – трансформатор полных сопротивлений (РеМ3.563.060); 7 – транзисторная сборка, испытываемая с контактным устройством; 8 – блок питания ТЕС-41 (НТР30.5); 9 – трансформатор полных сопротивлений (РеМ3.563.060); 10 – ваттметр поглощаемой мощности МЗ-51 (ЕЭ0.140.026 ТУ); 11 – ответвитель направленный коаксиальный ХШЗ.564.373; 12 – нагрузка согласованная коаксиальная (РеМ3.260.014)

Исследования осуществлялись на частоте 6 ГГц. Плавно наращивалась мощность входного сигнала от 10 до 240 мВт и фиксировалось соответствующее изменение основных характеристик сборки. Результаты исследований представлены на рис. 4,5.

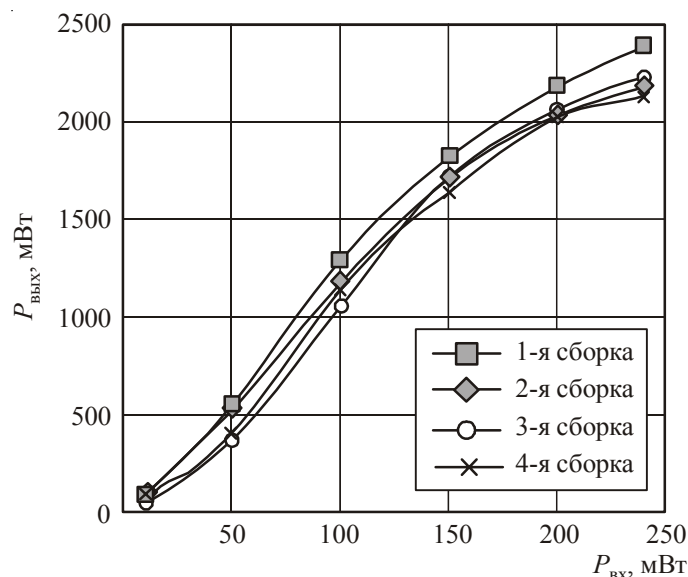


Рис. 4. Зависимость выходной мощности транзисторной сборки от входной мощности сигнала

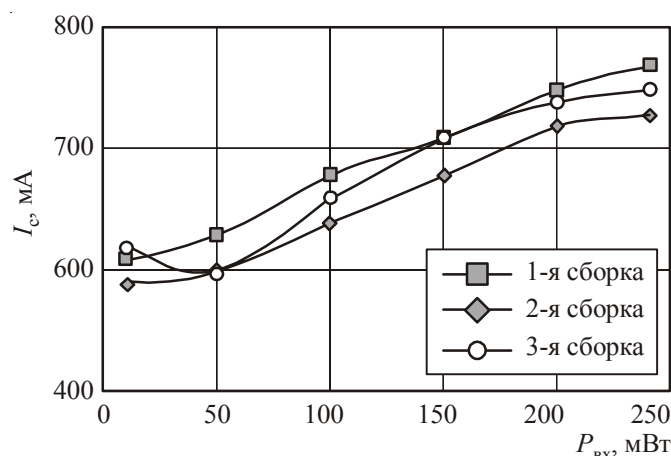


Рис. 5. Зависимость тока стока транзисторной сборки от входной мощности сигнала

4. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ

Анализ полученных результатов показывает, что при входной мощности 240 мВт максимальная мощность транзисторных сборок находится в пределах от 2132 до 2392 мВт, что позволяет сделать вывод о достижении поставленной цели: сложении мощности кристаллов одноваттных ПТШ. Коэффициент усиления сборок находится на уровне 7...11 дБ. При изменении входной мощности от 10 до 240 мВт и подаче фиксированного напряжения на стоки транзисторов 7 В суммарный ток стоков меняется в интервале от 600 до 750 мА, а напряжение на затворах – от 1,7 до 1,1 В соответственно.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенных исследований впервые экспериментально доказана возможность сложения мощности кристаллов ПТШ при двухъярусном их расположении лицевыми сторонами друг к другу и параллельном включении за счет соединения однофункциональных плоских балочных выводов. Тем самым подтверждена новая концепция сложения мощности кристаллов ПТШ в ГИС усилителей мощности СВЧ-диапазона, сформулированная ранее в [4].

ЛИТЕРАТУРА

1. Technical Date, Howlett Packard. Rew. – 1995. – July 6.
2. C-band high performance IMFETS™ and SuperIMFETS using MESFET and PHEMT technology for sat-com applications / Jeff Shu, John Wei et al. // IEEE MTT-S Digest. – 1994. – P. 561-564.
3. Пчелин В.А. СВЧ-усилители мощности на сосредоточенных элементах // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2000. – Вып. 1(475). – С. 5-9.
4. Иовдальский В.А. Новая концепция сложения мощности кристаллов ПТШ в ГИС усилителей мощности СВЧ-диапазона // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2006. – Вып. 1(487). – С. 44-51.

Статья поступила 1 ноября 2008 г.

МАТЕРИАЛЫ

УДК 621.315:621.384

ПОГЛОТИТЕЛИ СВЧ-ЭНЕРГИИ И ИХ СОЕДИНЕНИЯ С МЕТАЛЛАМИ

М. А. Павлова, В. Н. Рыбкин, И. К. Немогай

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Рассматриваются экспериментальные данные по использованию в электронных приборах и изделиях поглощающих материалов типа КТ-30 и других в составе металлокерамических узлов. Приводятся данные как по свойствам некоторых из особенно применяемых материалов-поглотителей, так и по результатам исследования термомеханических свойств соединений с ними.

Experimental data on using absorbing materials of КТ-30 type and others in cermet node compositions in electronic devices are considered. The data on the properties of some of the most frequently used materials-absorbers as well as the results of studying thermal-mechanical properties of connections with them are given.

КС: поглотитель, кермет, узел, пайка

Со второй половины прошлого века большое внимание специалистов привлекают работы по созданию поглотителей электромагнитных волн (ПЭВ) и радиопоглощающих материалов (РПМ) [1,2]. Их проектирование и разработка основаны на аналитических методах расчета и экспериментальных исследованиях. При этом наиболее сложным вопросом является решение задачи синтеза для получения наименьшего коэффициента отражения в заданном диапазоне частот при минимальной толщине поглотителя. Незначительное изменение исходных данных в композиционных смесях на практике приводит к существенному изменению расчетных электромагнитных параметров материала. В связи с этим не существует единого рецепта создания универсального, поглощающего СВЧ-энергию материала, которым можно было бы пользоваться в самых разнообразных практических ситуациях.

Материалы, поглощающие СВЧ-излучение, предназначены для следующих целей: избирательного подавления нежелательных видов колебаний, полного поглощения сигнала, уменьшения уровня отраженного. Требования к материалам-поглотителям не ограничиваются их способностью эффективно поглощать СВЧ-энергию, высокой теплопроводностью, определяющей отвод поглощенной энергии, и механической прочностью. Для внутривакуумных поглотителей обязательны также структурная стабильность, низкие значения упругости паров, высокие предельные температуры применения. Кроме того, от них требуются низкий уровень газовыделения, обеспечивающий их работу в приборе без ухудшения вакуума, и возможность прочного и надежного соединения с металлами и другими материалами пайкой или сваркой. Известные и широко применяемые ранее в качестве поглотителей такие материалы, как, на-

пример, науглероженная пористая керамика, карбид кремния, составы «Альсифер», «Альфэр» и многие другие, не могут быть использованы для создания мощных приборов СВЧ-диапазона из-за низкой теплопроводности, малой стойкости к окислению при нагреве на воздухе. Одним из существеннейших недостатков этих поглощающих материалов является низкая (не выше 10 МПа) прочность соединений с конструкционными металлами, предельно ограничивающая их использование в узлах электронных изделий.

В настоящее время объемные поглотители электромагнитной энергии являются одним из важных функциональных элементов электронных и измерительных приборов. Значительный качественный скачок был сделан с появлением класса поглотителей типа КТ-30 и 2БТ-9П (табл. 1) с оксидной фазой в составе, обладающих высокой теплопроводностью λ (в 2,5...5 раз выше по сравнению с предшествующими) и механической прочностью на изгиб $\sigma_{изг}$ (в 2,5...5 раз выше), имеющих значительные диэлектрические потери [3,4]. Например, применение КТ-30 в аттенюаторах и согласованных нагрузках позволяет в 5...7 раз увеличить выходную мощность ЭВП. В КТ-30 и 2БТ-9П основной поглощающей фазой является полупроводниковое соединение Ti_3O_5 , которое образуется при восстановлении TiO_2 в процессе обжига керамики в водороде. С появлением этих керамических материалов стало возможным получать прочные, надежные, герметичные поглотительные узлы как пайкой после предварительной металлизации керамики [6], так и без металлизации по «активной» технологии и сваркой. При этом последующая пайка может производиться и мягкими припоями типа ПОС-61, Pb-In, ПСр-2,5В и др., и твердыми припоями на основе меди, золота, серебра.

Таблица 1

Параметры материалов – поглотителей СВЧ-энергии

Марка материала (химический состав)	П а р а м е т р ы						Максимальная рабочая температура, °С
	$\sigma_{изг}$, МПа	γ , г/см ³	$\alpha \cdot 10^{-7}$, 1/°С	λ , Вт/(м·К)	ϵ (при частоте 10^{10} Гц)	$tg \delta \cdot 10^{-4}$ (при 20°С и частоте 10^{10} Гц)	
КТ-30 (Al_2O_3 , TiO_2 , MgO)	300–350	4	65–78	5	25–40	0,2–1,0	350
2БТ-9П ($B_2Ti_7O_{20}$)	120	4	95–110	5	35–50	–	350
ПКМ-35Ж (AlN, Fe, $CaCO_3$)	300	4,1	55–59	60–80	20	0,03–0,06	800
АН-МКХ2 (AlN, Mo, $CaCO_3$, Cr_2O_3)	300	3,9	52–55	80	40–70	0,3–0,5*	800

*На частоте 27,7 ГГц.

На рис. 1 показаны зависимости механической прочности на изгиб спаев керамики КТ-30, металлизированной толсто пленочной металлodieлектрической пастой типа ПСТМ-1, с различными металлами и сплавами при использовании твердых припоев ПСр-72В или ПЗлМ35 (если

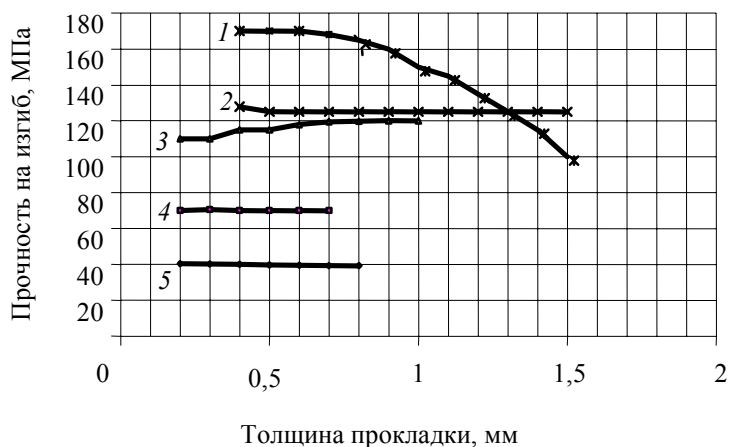


Рис. 1. Зависимости механической прочности спаев керамики КТ-30 с металлами от толщины металлической прокладки:
 1 – Cu; 2 – МД15НП; 3 – 29НК; 4 – 42НА-ВН; 5 – Mo

конструкционный металл – медь) от толщины металлической прокладки [5]. На рис. 2 приведены зависимости прочности спаев с металлами керамики 2БТ-9П с вакуумной металлизацией (хром-медь) с применением мягких припоев типа ПОС-61 от температуры пайки [6]. Соединения имеют необходимый запас прочности и термостойкости, и их применение помогло решить многие проблемы при разработке СВЧ-изделий. В табл. 2 приведены результаты испытаний спаев керамики КТ-30 (предварительно металлизированной) с конструкционной медью, полученных пайкой твердыми припоями. Испытания на целостность и термомеханическую прочность представляли собой периодические прогревы в среде водорода до температуры 750 °С при пайке твердым припоем ПСр72В и до 850 °С при пайке, например, припоем медь-германий. Последний припой получали высаживанием непосредственно на металлизующее по-

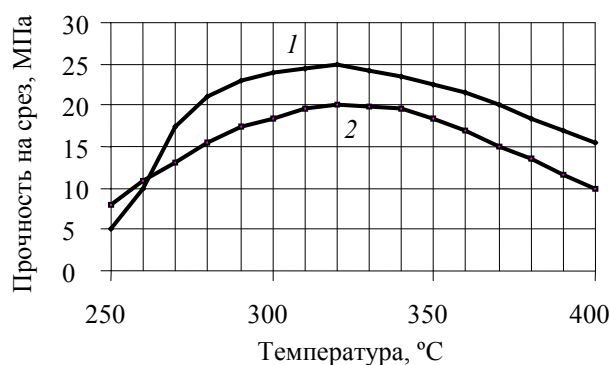


Рис. 2. Зависимости прочности спаев керамики 2БТ-9П (Cr-Cu) с металлами от температуры пайки:
 1 – 29НК; 2 – Cu

Таблица 2

Результаты испытаний керамики КТ-30 с медью

Площадь спая, мм ²	Припой	Исходное количество узлов, шт	Количество герметичных узлов после испытаний на 100 термоциклов									
			10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
3,5	Cu-Ge	20	19	19	17	17	17	17	0	0	0	0
1,0	Cu-Ge	20	20	18	18	18	18	18	14	14	14	5
0,5	ПСр72В	20	20	18	17	17	17	17	17	17	10	10

крытые детали из поглощающей керамики гальваническим способом [7]. Как следует из табл. 2, результаты испытаний зависят, в частности, от величины площади контакта в металлокерамическом соединении. При этом более высокие показатели связаны с малыми площадями контакта, то есть характерны для микроминиатюрных узлов. Механическая прочность на отрыв, например, планарного вывода из меди или никеля с площадью спая 0,25 мм² достигает 4 кг и более с разрушением смешанного типа с частицами вырванной керамики и/или металлизации; частично разрушение идет и по границе соединения, и с обрывом самого вывода или же по клеевому крепежному соединению.

Недостатком КТ-30 может считаться некоторая нестабильность с изменением температуры таких параметров, как диэлектрическая проницаемость ϵ и тангенс диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$, что не свойственно, в частности, 2БТ-9П. Значения прочности соединений на отрыв и результаты термических испытаний для соединений с 2БТ-9П несколько ниже по сравнению с КТ-30, что связано с его большей химической инертностью. Помимо пайки этих металлизированных поглотителей, их можно надежно соединять как напрямую по терморезактивной («активной») технологии, так и сваркой, и пайкой под давлением твердыми припоями, содержащими титан, или, например, чистой медью, сплавом медь-германий-марганец [8] и др.

Наиболее перспективной оказалась задача создания композиционных керамико-металлических поглощающих материалов – керметов (см. табл. 1) и их прочных и высоконадежных соединений с конструкционными металлами. Большой интерес специалистов вызвали керметы на основе бинарных смесей нитрида алюминия с железом, никелем, хромом, молибденом, вольфрамом, обладающие преимуществами по основным свойствам по сравнению с известными материалами аналогичного назначения [9, 10]. Керметы отличаются высокой механической прочностью и высоким уровнем поглощающей мощности на единицу массы нагрузки, а также более чем в 2 раза выше рабочая температура, чем, например, у КТ-30. Для керметов типа ПКМ-35Ж и АН-МКХ2 основным условием их эффективного поглощения СВЧ-энергии является изолированность и равномерность расположения металлических частиц в объеме материала, при этом размер частиц должен быть одного порядка с величиной скин-слоя.

Керметы находят широкое применение в качестве объемных поглотителей в вакуумной полости электронных приборов с высокими энергетическими характеристиками и в качестве оконечных нагрузок измерительных высокочастотных устройств высокого уровня мощности. При этом они в преобладающем большинстве случаев используются в соединениях с металлами, к которым применяются повышенные требования. Эти требования возрастают по мере увеличения мощности приборов и устройств. Процесс соединения керметов с металлами из-за их

значительной химической инертности технологически достаточно трудоемок, в частности, при выборе наиболее перспективных способов и приемов. Аналогичные испытания на отрыв (см. выше для КТ-30) дают разброс значений от 2 до 3 кг для паяных соединений металлизированных керметов с железом и молибденом такими припоями, как серебро, ПСр72В, ПЗлМ35. В отсутствие металлизации удовлетворительные результаты получены при пайке поверхностно- и межфазно-активными припоями типа медь-титан (титана 1,5...5 %) или медно-германиевым (9 % Ge и 1...1,5 % Mn) припоем. Перспективен и способ термокомпрессионной (диффузионной) сварки [11]. При этом если любой способ пайки предполагает проведение испытания при температуре до 750 °С, то сварка позволяет повысить ее до 1000 °С. Сварку сложно применять к микроминиатюрным узлам из-за опасности разрушения кермета. Макроузлы после сварки допускают высокотемпературные нагревы до 10 раз и более с обязательным учетом конструктивного фактора надежности.

Поглотители СВЧ-энергии и соединения с ними продолжают совершенствоваться по составу и по технологическим процессам изготовления, обеспечивающим повторяемость и стабильность свойств, высокий процент выхода годных и хорошую надежность при использовании узлов в изделиях. В частности, для этой цели введен контроль поглощающих свойств материалов посредством измерения коэффициента ослабления $K_{\text{осл}}$, являющегося, по сути, коэффициентом затухания. Для этого специально разработаны установка типа УК-ОК на основе панорамного измерителя КСВН Р2-103 и методика измерения. Это позволяет проводить измерения $K_{\text{осл}}$ до уровня 50 дБ (на исходных заготовках – пластинах различной толщины) в диапазоне частот 5,64...8,24 ГГц. Электромагнитная волна проходит через слой поглощающего материала и ослабляется пропорционально значениям ϵ и $\text{tg}\delta$. Поэтому по величине $K_{\text{осл}}$ (без численных значений ϵ и $\text{tg}\delta$) можно производить оценку поглощающей способности материала. Методика измерения не требует предварительной подготовки специальных образцов и относительно трудоемких расчетов (в отличие от измерений ϵ и $\text{tg}\delta$), что позволяет обеспечить лучшую воспроизводимость поглощающих свойств объемных поглотителей СВЧ-энергии и надежность контроля процесса их изготовления. Разработана технология, позволяющая получать материалы с различным значением $K_{\text{осл}}$. Так, для КТ-30 он составляет 16...24 дБ (при толщине образца 3 мм), для керметов – 8,5...12,5 дБ (при толщине 5...6 мм). При этом структура и свойства поглощающих материалов оптимально подходят для разработки приборов и изделий электронной и радиотехники.

Создание специальной установки и методики определения $K_{\text{осл}}$ позволяет обеспечить как надежность контроля самого процесса изготовления объемных поглотителей, так и лучшую воспроизводимость их поглощающих свойств.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алимин Б.Ф. Современные разработки поглотителей электромагнитных волн и радиопоглощающих материалов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1988. – № 2. – С. 75-82.
2. Ковнеристый Ю.К., Лазарева И.Ю., Раваев А.А. Материалы, поглощающие СВЧ-излучения. – М.: Наука, 1982. – С. 164.
3. Объемные поглотители для мощных ЛБВ / В.Н. Батыгин, Н.В. Ефимова, А.В. Иноземцева, Л.Г. Мазурова // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1970. – Вып. 11. – С. 95-102.
4. Батыгин В.Н., Иноземцева А.В., Нейлык Н. Термостабильная керамика состава $\text{V}_2\text{Ti}_9\text{O}_{20}$ // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1984. – Вып. 5(365). – С. 55-57.

5. Метелкин И.И., Скальская В.П., Чередица Л.Ф. Спаи керамики КТ-30 с металлами // Электронная техника. Сер 1. Электроника СВЧ. – 1990. – Вып. 5 (429). – С. 59-62.
6. Доронкина А.А., Метелкин И.И. Спаи керамики БТ-9 с металлами // Электронная техника. Сер 1. Электроника СВЧ. – 1983. – Вып. 2 (350). – С. 53-55.
7. Викман К.В., Трубачева Г.А. Пайка миниатюрных сеточных узлов // Электронная техника. Сер 1. Электроника СВЧ. – 1982. – Вып. 2 (338). – С. 59-60.
8. Соединение разнородных материалов без видимых переходных зон / И.И. Метелкин, М.А. Павлова, А.М. Решетников, Г.А. Парилова, В.П. Скальская // Адгезия расплавов и пайка материалов: сб. трудов. – 1978. – Вып. 7. – С. 79-82.
9. Бухарин У.Н. Разработка состава и технологии керметов AlN-Me (Fe, Ni, Cr, Mo, W) для объемных поглотителей электромагнитной энергии: автореферат диссертации № 83/11. – М., 1986. – 16 с.
10. Новый класс керамических материалов на основе теплопроводного нитрида алюминия / В.И. Куликов, Ю.Н. Мушкаренко, С.И. Пархоменко, Л.Н. Прохоров // Электронная техника. Сер 1. СВЧ-техника. – 1993. – Вып. 2 (456). – С. 45-47.
11. Метелкин И.И., Павлова М.А., Поздеева Н.В. Сварка керамики с металлами. – М.: Металлургия, 1977. – 159 с.

Статья поступила 18 марта 2009 г.

МЕДИЦИНСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.385.6.029.67:61

БИОЛОГИЧЕСКИЕ ЭФФЕКТЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДИАПАЗОНА

К. Д. Казаринов

ФИРЭ им. В. А. Котельникова РАН

Рассмотрены и проанализированы вопросы экспериментального изучения и перспективы практического применения терагерцового излучения в биологии и медицине, возбуждаемого непрерывным излучением, а также световыми импульсами.

The issues of experimental study of terahertz radiation generated by cw radiation and light pulses and prospects of its practical application in biology and medicine were considered and analyzed.

КС: терагерцовое излучение, диэлектрические свойства биологических материалов, применение

1. ВВЕДЕНИЕ

Сверхширокополосное ТГц-излучение имеет огромный потенциал для применений в диагностике, дистанционном зондировании, спектроскопии химических и биологических объектов. Особенности проникновения такого излучения сквозь дым и туман, одежду, бумагу, дерево, пластмассу, керамику и другие материалы [1] открывают широкие возможности для ТГц-локации, ТГц-томографии и ТГц-интравидения с высоким разрешением. Большие надежды возлагаются также на клиническое использование ТГц-излучения в терапевтических целях. И для этого в последние годы появились серьезные основания. В работе [2] представлены результаты первого использования в клинической практике ТГц-излучения, действие которого изучалось на здоровых добровольцах и пациентах с сердечно-сосудистой патологией. Показано изменение параметров гемодинамики как в процессе сеанса, так и в результате курсового лечения у больных нестабильной стенокардией. В том же литературном источнике представлены положительные результаты терапевтического действия ТГц-излучения на ожоговый раневой процесс [3], при экспериментальной стафилококковой инфекции [4], при хирургическом лечении пародонтита [5], а также при патологии коагуляционного гемостаза и фибринолиза у больных стенокардией [6].

К терагерцовому диапазону принято относить область электромагнитного излучения приблизительно от 0,3 до 20 ТГц. Современный прогресс в разработке методов и техники ТГц-облучения стимулирует повышенный интерес к изучению взаимодействия данного излучения с биологическими молекулами, клетками и тканью. Энергия фотона в этом диапазоне частот электромагнитных излучений составляет $2,0 \times 10^{-22} \dots 1,3 \times 10^{-20}$ Дж. На частотах ниже 6 ТГц взаимодействие излучения с биологической тканью изучается с помощью классического подхода, с использованием величин диэлектрической проницаемости и удельной электропроводности.

На более высоких частотах для исследования этого взаимодействия рационален квантово-механический подход. В последнее время проявляется значительный интерес к изучению переходов между вибрационными модами в ДНК (дезоксирибонуклеиновой кислоте). И уже первые работы в этом направлении показали, что для полного понимания механизма взаимодействия ТГц-излучения с биологически важными молекулами, клетками и тканями требуется еще значительный объем экспериментальных исследований. В то же время современный прогресс позволяет использовать источники и детекторы излучения субпикосекундных импульсов в полосе 0,05...10 ТГц. С помощью этой техники развиваются ТГц спектроскопические методы исследования в биологии и медицине [7]. Таким образом, усилия по развитию ТГц-техники должны привести к изучению механизмов взаимодействия излучения с живым веществом, а следовательно, и к направленному использованию ТГц-излучения в медико-биологической практике.

В этом обзоре очень коротко изложен материал по различным методам генерации, детектирования и волноведущей технике ТГц-излучения и представлены экспериментальные данные по изучению воздействия излучения на биологически важные молекулы, клетки и ткани.

2. ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ, ГЕНЕРАТОРЫ И ДЕТЕКТОРЫ ТГц-ИЗЛУЧЕНИЯ

В зависимости от требований к элементам приемно-передающей аппаратуры ТГц-излучения могут применяться различные типы волноведущих структур. Прежде всего, это модовые полые металлические волноводы, имеющие сравнительно малые потери (не более 0,1 дБ/см). При этом специалисты указывают на значительные трудности, связанные с возбуждением и сохранением структуры монохроматической волны, вследствие неизбежного присутствия в волноводе случайных нерегулярностей [8]. По этой причине использование полых металлических волноводов в коротковолновой части субмиллиметрового диапазона ограничивается лишь случаями передачи излучения на очень короткие расстояния.

Не лишены существенных недостатков и микрополосковые линии в рассматриваемом диапазоне длин волн из-за резкого возрастания потерь в металле при увеличении частоты субмиллиметрового излучения [9]. В последнее десятилетие обнаружилась перспективность применения в устройствах ТГц-диапазона проводниковых периодических структур (ППС). Экспериментальные исследования, проведенные в 1996 году в ФИРЭ им. В. А. Котельникова РАН (В. В. Мериакри, Б. А. Мурмушев, И. П. Никитин, Л. И. Пангонис и др.), показали, что наряду с известными волноведущими устройствами СВЧ-диапазона (полые металлические и диэлектрические волноводы, полосковые линии передачи и т. д.) могут успешно использоваться волноводы в виде металлических микроспиралей, так называемые микроспиральные волноводы (МСВ). Основное отличие МСВ от традиционных спиральных волноводов и линий замедления заключается в том, что внутренний диаметр спирали должен быть не больше диаметра проводника, из которого навита эта спираль [10]. Дальнейшие экспериментальные исследования показали, что, помимо МСВ, в качестве гибких волноводов в СВЧ-диапазоне могут найти применение и другие ППС [11]. В частности, исследовались планарные ППС, представляющие собой плоский тонкий металлический проводник, изогнутый в плоскости по некоторой кривой (например, по синусоиде или в виде сопряженных полуокружностей и т. д.). Волноводы такого типа могут быть реализованы на тонких диэлектрических пленках методом фотолитографии. Учитывая высокую технологичность планарных волнове-

дущих ППС, их низкую стоимости, а также уникальные электродинамические свойства, они могут быть успешно использованы не только как линии передачи ТГц-излучения, но и при разработке интегральных схем субмиллиметрового диапазона длин волн, малогабаритных высокочувствительных датчиков различного назначения, а также новых функциональных элементов [11].

Что же касается диэлектрических волноводов, то еще до недавнего времени главным препятствием для их применения в области субмиллиметровых волн были значительные потери в используемых тогда материалах. Позднее применение SiO_2 , Al_2O_3 , BN, BeO позволило значительно снизить потери в диэлектрических волноводах. Кроме того, было установлено, что ряд высокоомных полупроводников (GaAs, GaP, InP) обладают еще меньшими потерями (0,1...0,2 дБ/см при частоте 0,3 ТГц). Минимальные потери были обнаружены у свободного от аморфного углерода алмаза и высокоомного кремния [12, 13]. Использование этих материалов позволит изготавливать диэлектрические волноводы с минимальными потерями (около 10^{-2} дБ/см) в значительной части ТГц-диапазона.

Первые генераторы ТГц-излучения на ЛЮВ, пригодные для спектроскопических устройств, были разработаны и изготовлены на ФГУП «НПП «Исток» в 1960-х годах. Следует отметить, что это были первые в мире генераторы субмиллиметрового диапазона волн с такими уникальными параметрами. Они отличались широкополосностью и генерировали монохроматическое излучение мощностью не менее нескольких милливольт [14, 15].

Современные зарубежные литературные источники указывают на преимущественное применение электронных устройств в диапазоне частот ниже 0,5 ТГц: генераторы на туннельных диодах, диодах Ганна, биполярных транзисторах [16], выходная мощность которых обратно пропорциональна квадрату частоты излучения.

Другой подход получения ТГц-излучения связан с использованием лазеров [17]. Получить прямую генерацию лазеров в ТГц-диапазоне довольно сложно, так как излучение лазеров является следствием переходов между различными энергетическими уровнями и можно показать, что эффективность действия лазера в диапазоне ТГц-излучения принципиально ограничена плотностью населенности этих уровней [18]. Хотя молекулярные газовые лазеры и подходят по уровню выходной мощности, но являются громоздкими и сложны в эксплуатации. Твердотельные лазеры в ТГц-диапазоне имеют ограничения по выходной мощности и некоторым другим параметрам [19].

Трудности использования прямой генерации лазеров для получения ТГц-излучения преодолеваются за счет их двухкаскадного включения [20, 21]. Лазеры (обычно Ti-сапфир накачивается аргоновым лазером) генерируют короткие импульсы длительностью до 0,1 пс, которые управляются нелинейным оптическим кристаллом или фотопроводящей структурой.

Площадь фотопроводящей структуры, облучаемой сверхкороткими импульсами, включает в себя диполи Герца [22], или резонансные диполи [23], диполи с диэлектрическими линзами [24], крупноапертурные фотопроводящие антенны [25], а также крупноапертурные антенны на кремниевых $p-i-n$ -диодах [26]. Использование электрооптических материалов позволяет повысить эффективность энергетического преобразования оптических импульсов в импульсы ТГц-диапазона [25, 27]. Если ω_1 , ω_2 и E_1 , E_2 – две частоты и соответствующие им напряженности поля составляющих колебаний лазерного импульса, поглощенного нелинейным кристаллом, то поляризацию кристалла P можно представить как функцию времени $\chi' E_1 E_2 e^{i(\omega_1 - \omega_2)t}$, где χ' – тензор поляризации материала [28]. Кристалл преобразует излучение

в сигнал с разностной частотой $\omega_1 - \omega_2$. Генерируемые импульсы отличаются низким уровнем мощности (порядка нескольких пиковатт), каждый импульс содержит в среднем тысячу фотонов, что предполагает для детектирования наличие когерентной техники [16]. Выбор материала нелинейного оптического кристалла должен обеспечивать разность частот $\omega_1 - \omega_2$, лежащую в области спектра ТГц-диапазона [29].

В простейшем случае ТГц-излучение регистрируется болометром (некогерентный способ регистрации). Болометр, охлаждаемый жидким гелием [30], измеряет только интенсивность ТГц-излучения, но не может дать информацию о фазе сигнала. На спектрометре с некогерентной регистрацией получают автокорреляционную функцию сигнала. Для этого, как правило, используется типичная схема интерферометра Майкельсона. Следует отметить также, что чувствительность подобного датчика ограничена из-за частичного отражения падающей мощности ТГц-излучения. Кроме того, некогерентный способ регистрации имеет низкое соотношение сигнал/шум, не превышающее 50 дБ [31].

От этих недостатков свободны измерительные схемы с когерентной регистрацией сигнала, которые позволяют непосредственно измерять амплитуду, фазу и пространственное распределение поля ТГц-излучения. Существует два способа реализации когерентного детектирования. При первом способе в качестве детектирующего устройства применяется фотопроводящая антенна [32], второй способ основан на использовании электрооптического эффекта Покельса [33, 34, 35]. Эти детекторы отличаются широкополосностью и линейной частотной характеристикой. Известен также метод оптической генерации второй гармоники в силиконе для детектирования ТГц-излучения в свободном пространстве [36].

3. ВОДНЫЕ РАСТВОРЫ БИОЛОГИЧЕСКИ ВАЖНЫХ МОЛЕКУЛ

Анализ взаимодействия ТГц-излучения с биологическими молекулами, клетками и тканями основан на хорошо разработанной теоретической базе [37]. При этом в качестве основного действующего фактора рассматривается электрическое поле излучения.

Известны многочисленные результаты экспериментальных исследований диэлектрических свойств воды в ТГц-диапазоне [38, 39]. Вычислялась комплексная диэлектрическая проницаемость воды и комплексный коэффициент преломления. Было показано [28], что между этими параметрами существует аналитическая зависимость: $\epsilon = n^2 - k^2$ и $\epsilon' = 2nk$. Также было отмечено [38], что величины диэлектрической проницаемости и проводимости, полученные на основании простых моделей диэлектрической релаксации [40, 41], обеспечивают удовлетворительное совпадение с данными, установленными экспериментально вплоть до значения частоты 1 ТГц. В этом диапазоне вода демонстрирует две диэлектрические дисперсии: $\epsilon_1 = 78,36$ и $\epsilon_2 = 4,93$ – с временами релаксации $\tau_1 = 8,4$ пс и $\tau_2 = 0,19$ пс и характерными частотами диэлектрической релаксации $f_1 = 0,019$ и $f_2 = 0,84$ ТГц соответственно. Диэлектрическая проницаемость воды для предельных частот определена как $\epsilon_\infty = 3,48$. Для описания межмолекулярной диэлектрической релаксации в данном частотном диапазоне определяют ϵ_∞ с помощью измерения n_D^2 (где n_D – коэффициент преломления на длине волны 589 нм; D – линия поглощения натрия), учитывая, что величина n^2 соответствует нижнему теоретическому пределу ϵ_∞ и представляет диэлектрический вклад в коэффициент диэлектрической проницаемости. Установленная для воды величина $\epsilon_\infty = 3,48$ значительно превосходит $n_D^2 = 1,78$, что сви-

детельствует о вкладе межмолекулярной релаксации в диапазоне частот около 3 ТГц. Коэффициент поглощения воды на частотах 1, 6 и 19,5 ТГц составляет 230 и 2900 см^{-1} соответственно.

Авторы работы [42] с помощью системы THz-TDS (time-domain spectroscopy), основанной на использовании фотопроводящих дипольных антенн и фемтосекундного импульсного лазера, измерили коэффициент преломления бензола, четырёххлористого углерода и циклогексана в области 0,1...2 ТГц. В этой области диэлектрический отклик определяется процессами, связанными с взаимодействием дипольных моментов молекул. Наведенные внешним электрическим полем, дипольные моменты создают непродолжительный переходный процесс, который может быть описан дипольной функцией корреляции, или так называемой «функцией памяти» [43].

Белки, которые играют существенную структурную и каталитическую роль в клетках и тканях, включают в себя линейные цепи аминокислот. В самом общем виде α -аминокислоты могут быть представлены как $R - C\alpha(H)(NH_3^+) - COO^-$, где R – сайт (фрагмент) первичной цепи белка. Эти сайты цепи определяют диэлектрические и электронные свойства молекул белка [44, 45]. Так как молекула белка имеет большой дипольный момент, растворы этих молекул должны иметь высокую диэлектрическую проницаемость в СВЧ-диапазоне (поскольку диэлектрическая постоянная отражает степень поляризации). Наблюдаемая в эксперименте на характерной частоте 3,3 ГГц релаксация глицина (самой простой α -аминокислоты) оказалась смещенной в область более низких частот, чем вычисленная (12,56 ГГц) без учета молекулярных взаимодействий между раствором и растворенным веществом [46].

Область релаксации в ТГц-диапазоне задает значение предельного коэффициента диэлектрической проницаемости ϵ_∞ . При анализе механизма взаимодействия ТГц-излучения с растворами аминокислот исходят из возможности участия в этом процессе вибрационных и вращательных мод и невозможности следования вращающихся массивных молекул действию быстроизменяющегося внешнего электрического поля (инерционный эффект).

4. БИОЛОГИЧЕСКИЕ ТКАНИ

Большинство работ по изучению взаимодействия ТГц-излучения с биологической тканью на начальном этапе было направлено на получение изображений, которые бы отличались для различных видов или же состояний ткани. Для получения этих изображений использовались более простые методы, чем те, которые применяются в традиционной спектроскопии. При этом преследовалась цель увеличения скорости сканирования изображений. Для получения изображений с помощью ТГц-лучей можно использовать как непрерывное, так и импульсное излучение [47]. Изображение ткани может быть построено с помощью проникающего ТГц-излучения через образец или отраженного от него. При этом достигается различная степень контраста изображений. Каждый пиксел изображения получается путем обработки информации, содержащейся в регистрации прошедшего или отраженного импульсов ТГц-излучения от образца ткани.

При измерениях с временным разрешением используются амплитуда или ширина ТГц-импульса, а также задержка его по времени. Существуют требования к стабильности амплитуды импульса в рабочем диапазоне частот ТГц-излучения при использовании поглощения излучения, прошедшего через образец, для построения его изображения. Задержка времени прохождения ТГц-импульса – функция коэффициента преломления и толщины образца, так что одна

из этих переменных должна оставаться постоянной в процессе измерений. Перед измерениями *in vivo* принято вначале определить свойства исследуемой ткани на стандартных тонких образцах. В работе [48] сравнивали изображения ткани (свиной жир), сделанные с помощью ТГц-излучения, с аналогичными, полученными в ИК-свете. Был отмечен увеличенный контраст изображения, полученный благодаря более низкому уровню рассеивания излучения, присущему ТГц-диапазону. Исследования биологических тканей с помощью излучения в ТГц-диапазоне частот развиваются в основном в двух направлениях. Первое – как диагностические приложения при изучении поверхности тела человека или животного, что связано с интенсивным поглощением данного излучения в поверхностных слоях кожи и малой глубиной проникновения излучения. Второе направление исследований связано с экспресс-анализом образцов тканей организма млекопитающих *in vitro*, способным в некоторых случаях заменить современную биохимическую диагностику «в пробирке».

Хотя интенсивное поглощение ТГц-излучения и ограничивает глубину его проникновения в биологические ткани, присутствие воды может иметь и некоторые преимущества. В частности, можно использовать чувствительность поглощения ТГц-излучения к водному содержанию и учитывать степень гидратации ткани как степень патологии изучаемого органа. Это имело место в самых ранних исследованиях биологической ткани, о которых сообщается в работах [49, 50]. Предварительная работа с обожженной кожей цыпленка показала, что ТГц-излучение можно использовать как для заживления ран, так и для диагностики самого процесса лечения. Еще одно перспективное направление медицинского использования ТГц-лучей связано с диагностикой состояния эмали зубов [51]. В работах [7, 20] продемонстрирована возможность дифференцирования различных участков поверхности эмали и дентина извлеченного зуба человека и показана возможность раннего обнаружения кариеса эмали. Изучение кариеса было первым исследованием больной ткани организма человека с помощью ТГц-излучения, о котором сообщили разработчики. Затем последовали сообщения о полученных данных, связанных с изучением мышц, жира и тканей почки в образцах толщиной 2 мм [20]. Сообщалось о предварительных результатах ТГц-анализа образцов кожи человека, которые позволили дифференцировать различные участки кожного покрова. Отличающиеся спектры были также замечены для образцов мышц, кожи и хряща цыпленка [20]. Точно так же авторы работы [52] представили отличающиеся спектры для нормальной и опухолевой тканей грудной части цыпленка. К этому же направлению работ следует отнести и исследование спектров поглощения образцов костной ткани двух линий лабораторных крыс разного возраста в диапазоне частот 1,25...2,5 ТГц [53]. Уже первые результаты экспериментов показали, что коэффициент поглощения костной ткани имеет корреляционную зависимость между частотой, возрастом и линией животных. Так, чем моложе животное, тем выше коэффициент поглощения ТГц-излучения костной тканью. Чем раньше развивается остеопороз у стареющих животных, тем ниже коэффициент поглощения костной ткани. После проведения необходимой статистической проверки такая методика позволит использовать скрининговые доклинические исследования по оценке эффективности средств, разрабатываемых для лечения и профилактики остеопороза, а также в целях его диагностики [53].

Эти результаты представляются достаточно оптимистичными, поскольку демонстрируют возможность использования ТГц-излучения для обнаружения больных тканей, что связано с разной степенью поглощения нормальными и больными тканями этого излучения. Авторы публикаций [20, 48] приводят результаты своих экспериментальных исследований, которые

свидетельствуют о более низком поглощении ТГц-излучения тканью по сравнению с чистой водой. Однако исследователи указывают на трудности работы с водосодержащими образцами, связанные с необходимостью поддержания стабильной гидратации тканей, соответствующей их состоянию *in vivo*. В работе [54] удалось использовать спектрометр с частотой 94 ТГц и низкочастотный спектрометр, работающий в диапазоне 0,1...0,5 ТГц, для изучения содержания воды в листьях, измеряя действительную и мнимую части коэффициента преломления.

Известны также результаты исследований влияния ТГц-излучения на организмы животных. Так, в работе [55] исследовалось действие излучения с частотой 150,2 ГГц при интенсивности 3 мВт в течение 30 мин. Режим облучения: воздействие – 2 мин, перерыв – 5 мин. При облучении области кишки регистрировали импульсную активность брыжеечного нерва до облучения, в процессе воздействия и в течение 10 мин после отключения. ЭКГ регистрировали во втором стандартном отведении. Полученные результаты подтвердили способность электромагнитного излучения с частотой 150,2 ГГц изменять спонтанную активность в висцеральных нервах, что, по мнению авторов, указывает на изменение процессов восприятия стимулов рецепторами в тканях органа. Авторы данной работы обращают внимание на то, что монооксид азота оказывает тормозящее действие на моторику кишки, увеличивает кровоток в ее сосудистых бассейнах и усиливает активность ее многочисленных рецепторов. Таким образом, механизм наблюдаемого биологического эффекта ТГц-излучения основывается на посредничестве сигнальной молекулы NO, наряду с другими, пока не идентифицированными факторами, которое реализуется, в конечном счете, воздействием на кишечник лабораторных животных в остром опыте [55].

С помощью лазера на свободных электронах (ЛСЭ) выполнены исследования по спектрально-селективной интроскопии конденсированных сред, включая аминокислоты, ДНК и другие биообъекты [56]. Длительность импульса излучения составляла примерно 50 пс, период следования импульсов – 180 нс и длина волны излучения – от 120 до 240 мкм, что соответствует частоте 2,5 и 1,25 ТГц соответственно. Для изучения структуры вещества предложен метод мягкой абляции [57]. Энергия связи макромолекул с поверхностью и между собой приблизительно соответствует энергии ТГц-кванта. Низкая энергия кванта (около 0,01 эВ) не может разрушать ковалентные связи. Высокая пиковая мощность источника позволяет проводить мягкую абляцию. Следовательно, аблирующие макромолекулы сохраняют свою структуру. При выполнении экспериментальной работы удалось перевести в аэрозольную фазу интактную ДНК плазмиды *pBScript* и ДНК фага *lambda*. При этом размеры образующихся частиц составили 7 и 70 нм соответственно. Было показано, что абляция неразрушающая и в результате в аэрозольной фазе образуются частицы биополимеров наноразмеров [57].

В дальнейшей работе авторов приведенного выше исследования метод мягкой неразрушающей абляции нашел применение для анализа структуры биочипов. В последние годы значительно возросло количество исследований с использованием биочипов, которые представляют собой пластинки небольшого размера, несущие на своей поверхности ДНК-пробы. Каждый биочип содержит от сотен до тысяч упорядоченных ячеек с ДНК-пробами. При стандартном анализе ДНК связывается с флуоресцентной меткой. После гибридизации каждое пятно, на котором ДНК связалась с пробой, дает специфический сигнал. В предварительных исследованиях было получено хорошее совпадение последовательностей исходной и аблированной ДНК. В дальнейшем планируется использовать развитую методику для стандартизации производства биочипов.

Результаты наших экспериментов, проведенных по методике работы [58], показали, что излучение с частотой 0,3 ТГц повышает чувствительность клеток к апоптотическим стимулам. В выбранной нами модели для изучения механизма биологического действия ТГц-излучения окислительный стресс играет существенную роль при патологических процессах (ишемии, воспалении), токсических воздействиях и т. п. В тканях окислительный стресс приводит к гибели клеток, основным механизмом которой является апоптоз (запрограммированная смерть клеток). Механизмы запуска апоптоза, вызванного стрессом, чрезвычайно разнообразны, однако все эти механизмы реализуются на уровне митохондрии и индуцируют выход цитохрома *c* из митохондрий в цитозоль (митохондриально-зависимый апоптоз). Эта необратимая стадия развития апоптоза приводит к запуску каскада реакций протеолитических ферментов и деградациии клетки. Считается, что выходу цитохрома *c* в цитозоль предшествует перераспределение кардиолипина в мембранах митохондрии и образование комплексов цитохром *c* – кардиолипин (КЦ-комплекс). КЦ-комплекс характеризуется высокой пероксидазной активностью и катализирует накопление гидроперекиси кардиолипина, которая, в свою очередь, необходима для образования пор во внешней мембране митохондрии и выхода проапоптотических белков (включая цитохром *c*) в цитозоль [59].

При образовании КЦ-комплекса цитохром *c* частично разворачивается и переходит из глобулярной формы в состояние расплавленной глобулы, при этом гемовый карман раскрывается и гем внедряется в мембрану. Гем катализирует окисление кардиолипина за счёт восстановления перекиси, а его пероксидазная активность определяется окружением и конформацией пептидной цепи.

КЦ-комплекс представляет интерес с точки зрения взаимодействия с микроволновым излучением. Во-первых, он находится на границе раздела фаз липид – вода и катализирует окислительно-восстановительные реакции в обеих фазах. Следовательно, простое усиление конвекции за счёт поглощения излучения водой может нелинейно повлиять на кинетику ферментативной реакции. Во-вторых, белок в КЦ-комплексе находится в состоянии расплавленной глобулы и, следовательно, может иметь максимумы поглощения в очень широком диапазоне энергий. Поглощение ТГц-излучения глобулой может влиять на её конформационное состояние, а значит, на каталитическую активность гема [60].

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведенные в работе данные показывают, что незначительная энергия терагерцовых квантов и связанный с этим неионизирующий характер терагерцового излучения открывают широкие возможности для его использования в биологии и медицине [61]. В то же время энергия терагерцовых квантов соответствует колебательной энергии важных биологических молекул, включая молекулы ДНК и РНК. Это позволяет осуществлять целенаправленное воздействие на них как в исследовательских, так и в медицинских целях, например, стимулируя или подавляя развитие вирусов, клеток и их компонентов, а также направленно изменяя скорость биохимических реакций. Не менее перспективным с точки зрения практики является применение терагерцового излучения в медицине для визуализации, голографирования и томографии тканей, терапии и хирургии. Разработка научно-технических основ использования электромагнитного излучения терагерцового диапазона спектра в голографии и томографии послужит прогрессу в данной области, приведет к созданию нового направления – тераграфии, которое, несомненно, займет свое место, наряду с такими известными, как рентгенокопия, когерентная оптическая томография и ЯМР-томография.

ЛИТЕРАТУРА

1. Terahertz for military and security applications (IV) / *J.O. Jensen, H.-L. Cui, D. Woolard et al.* // Proc. SPIE. – 2008. – Vol. 6949. – P. 39.
2. Первый опыт клинического применения электромагнитного излучения терагерцового диапазона на частотах молекулярного спектра оксида азота / *С.С. Паришина, В.Ф. Киричук, Т.В. Головачева* и др. // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – 2004. – № 11. – С. 46-54.
3. Комплексное лечение ожоговых ран терагерцовыми волнами молекулярного спектра оксида азота / *Н.В. Островский, С.М. Никитюк, В.Ф. Киричук* и др. // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – 2004. – № 11. – С. 55-61.
4. Применение электромагнитного излучения терагерцового диапазона на частотах молекулярного спектра оксида азота при лечении экспериментальной стафилококковой инфекции // *Г.М. Шуб, А.В. Лепилин, О.А. Фиохина* и др. // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – 2004. – № 11. – С. 62-76.
5. Применение электромагнитного излучения терагерцового диапазона на частотах молекулярного спектра оксида азота при хирургическом лечении парадонтита / *А.В. Лепилин, О.А. Фиохина, Н.Л. Ерокина* и др. // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – 2005. – № 10. – С. 8-12.
6. Новые возможности коррекции патологии коагуляционного гемостаза и фибринолиза у больных нестабильной стенокардией методом терагерцовой терапии / *В.Ф. Киричук, А.А. Цымбал, Е.В. Андронов* и др. // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – 2007. – № 1. – С. 3-10.
7. Biomedical applications of terahertz pulse imaging commer / *C.M. Ciesla, D.D. Arnone, A. Corchia, D. Crawley, C. Longbottom and E.H. Linfield* // Commercial and Biomedical Applications of Ultrafast Lasers II: Proc. SPIE. – 2000. – Vol. 3934. – P. 73–81.
8. *Ваганов Р.Б., Матвеев Р.Ф., Мериакри В.В.* Многоволновые волноводы со случайными нерегулярностями. – М.: Сов. радио, 1972.
9. *Мериакри В.В.* Состояние и перспективы развития линий передачи субмиллиметрового диапазона волн и устройств на их основе // Успехи современной радиоэлектроники. – 2002. – № 12. – С. 3-7.
10. Создание нового поколения антенно-фидерных устройств коротковолновой части мм-диапазона на основе диэлектрических и спиральных волноводов, а также управляемых квазиоптических структур / *В.В. Мериакри, Б.А. Мурмушев, И.П. Никитин, Л.И. Пангонис* и др. // Физика микроволн: сб. отчетов по научным проектам МНТП России за 1995 г. – М.: МНТП, РАН, МГУ, 1996. – С. 137-142.
11. Создание нового поколения антенно-фидерных устройств коротковолновой части мм-диапазона на основе диэлектрических и спиральных волноводов, а также управляемых квазиоптических структур / *В.В. Мериакри, Б.А. Мурмушев, И.П. Никитин, Л.И. Пангонис* и др. // Физика микроволн: сб. отчетов по научным проектам МНТП России за 1996 г. – М.: МНТП, РАН, МГУ, 1997. – С. 72-75.
12. *Гарин Б.М.* О предельно малых диэлектрических потерях в твердых материалах в миллиметровом диапазоне // Диэлектрики-97: тез. докл. МНТК. – С.-Пб., 1997. – С. 107-108.
13. О потерях в алмазе в миллиметровом диапазоне / *Б.М. Гарин, В.В. Паршин, В.Г. Ральченко* и др. // Письма в ЖЭТФ. – 1999. – Т. 25, № 7. – С. 85-89.
14. *Ирисова Н.А.* Метрика субмиллиметровых волн // Вестник АН СССР. – 1968. – № 10. – С. 63–71.
15. Лампы обратной волны миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн / *Е.М. Гершензон, М.Б. Голант, А.А. Негирев, К.С. Савельев*; под ред. Н.Д. Девяткова. – М.: Радио и связь, 1985. – 135 с.
16. Introduction to terahertz solid state sources / *J.M. Chamberlain, R.E. Miles, C.E. Collins and D.P. Steenson* // New Directions in Terahertz Technology. – Dordrecht: Kluwer, 1997. – P. 3-27.
17. *Bennett A.S. and Hermen H.* Optically pumped far-infrared emission in the *cis*-1,2-difluoroethene laser // IEEE J. Quantum Electron. – 1982. – Vol. 18. – P. 323-325.
18. *Gasiorowicz S.* Quantum Physics. – New York: Wiley, 1974.
19. Far-infrared inter sub-band luminescence from quantum cascade sources / *J. Faist, M. Rochat, M. Beck and U. Oesterle* // Proc. Nato. Advanced Research Workshop: Terahertz sources and systems. – Dordrecht: Kluwer, 2001. – P. 29-38.

20. Applications of terahertz technology to medical imaging / *D.D. Arnone, C.M. Ciesla, A. Corchia, S. Egusa et al.* // In Terahertz Spectroscopy & Applications II: Proc. SPIE (Munich, Germany). – 1999. – Vol. 3828 – P. 209–219.
21. Generation of femtosecond electromagnetic pulses from semi-conductor surfaces / *X-C. Zhang, B.B. Hu, J.T. Darrow and D.H. Auston* // Appl. Phys. Lett. – 1990. – Vol. 56. – P. 1011.
22. *Auston D.H., Cheung K.P. and Smith P.R.* Picosecond photoconducting hertz dipoles // Appl. Phys. Lett. – 1984. – Vol. 45. – P. 284-286.
23. *Smith P.R., Auston D.H. and Nuss M.C.* Subpicosecond photoconducting dipole antennas // IEEE J. Quantum Electron. – 1988. – Vol. 24. – P. 255-260.
24. *Van Exter M., Fittingar C.L. and Grischkowsky D.* High-brightness terahertz characterised with an ultrafast detector // Appl. Phys. Lett. – 1989. – Vol. 55. – P. 337-339.
25. Optically steerable photoconducting antennas / *B.B. Hu, J. Darrow, X-C. Zhang and D.H. Auston* // Appl. Phys. Lett. – 1990. – Vol. 56. – P. 866-868.
26. *Xu L., Zhang X-C., Auston D.H.* Terahertz radiation from large aperture Si p-i-n diodes // Appl. Phys. Lett. – 1991. – Vol. 59. – P. 3357-3359.
27. *Xu L., Zhang X-C., Auston D.H.* Terahertz beam generation by femtosecond optical pulses in electrooptic materials // Appl. Phys. Lett. – 1992. – Vol. 61. – P. 1784-1786.
28. *Lipson S.G. and Lipson H.* Optical physics. – Cambridge: Cambridge University Press, 1969.
29. *Auston D.H. and Nuss M.C.* Electrooptical generation and detection of femtosecond electrical transients // IEEE J. Quantum Electron. – 1988. – Vol. 24. – P. 184-197.
30. Spectrum control of THz radiation and frequency chirp of the excitation pulses / *S. Izumida, S. Ono, Z. Liu, H. Ohatake, N. Sarukura* // Appl. Phys. Lett. – 1999. – Vol. 75. – P. 451-453.
31. *Zhang X-C. and Jin Y.* Terahertz optical rectification // Journal of Nonlinear Optics and Materials. – 1995. – Vol. 4. – P. 459.
32. *Ding Y., Zotova I.* Second-order nonlinear optical materials for efficient generation and amplification of temporally-coherent and narrow-linewidth terahertz waves // Opt. and Quant. Electr. – 2000. – Vol. 32. – P. 531.
33. *Wu Q., Zhang X-C.* Ultrafast electro-optic field sensors // Appl. Phys. Lett. – 1996. – Vol. 68. – P. 1604-1606.
34. Measurement and valuation of the orientation dependence of terahertz pulse detection in ZnTe / *P.C.M. Planken, H-K. Nieuhuys, H.J. Bakker and T. Wenkebach* // Journal Opt. Soc. Am. B.: Opt. Phys. – 2001. – Vol. 18. – P. 313-317.
35. Electro-optic detection of THz radiation in LiTaO₃ and ZnTe / *C. Winnewisser, P. Uhd Jepsen, M. Schall, V. Schayja and H. Helm* // Appl. Phys. Lett. – 1997. – Vol. 70. – P. 3069-3071.
36. *Nahata A. and Heinz T.F.* Detection of freely propagating terahertz radiation by use of optical second harmonic generation // Opt. Lett. – 1998. – Vol. 23. – P. 67-69.
37. *Svanberg S.* Atomic Molecular Spectroscopy. – Berlin: Springer, 1992.
38. *Kindt J.T. and Schmuttenmaer C. A.* Far-infrared dielectric properties of polar liquids probed by femtosecond terahertz pulse spectroscopy // J. Phys. Chem. – 1996. – Vol. 100. – P. 10373-10379.
39. *Van Exter M., Fittingar C.L. and Grischkowsky D.* Terahertz time-domain spectroscopy of water vapour // Opt. Lett. – 1989. – Vol. 14. – P. 1128-1130.
40. *Cole K. and Cole R.* Dispersion and absorption in dielectrics // Journal Chem. Phys. – 1941. – Vol. 9. – P. 341-351.
41. *Devison D.W. and Cole R.H.* Dielectric relaxation in glycerol, propylene glycol, and n-propanol // Journal Chem. Phys. – 1951. – Vol. 19. – P. 1484-1490.
42. *Pederson J.E. and Keiding S.R.* THz time domain spectroscopy of nonpolar liquids // IEEE J. Quantum Electron. – 1992. – Vol. 28. – P. 2518-2522.
43. *Devies G.J. and Evans M.* Use of generalised Langevin theory to describe far-infra-red absorption in non-polar liquids // Journal Chem.Soc. Faraday. – 1976. – Vol. 72. – P. 1194-1205.
44. *Pathig R. and Kell D.B.* The passive electrical properties of biological systems: their significance in physiology, biophysics and biotechnology // Phys. Med. Biol. – 1987. – Vol. 32. – P. 933-970.

45. *Pathig R.* Dielectric and electronic properties of biological materials. – Chichester. John Wiley & Sons, 1979. – 279 p.
46. *Grant E.H.* Molecular interpretation of the dielectric behaviour of biological material / Edited by M. Grandolfo, S.M. Michaelson and A. Rindi // Biological effects and dosimetry of nonionizing radiation: plenum press. – N.Y. and London, 1983. – P. 179-194.
47. *Hu B. and Nuss M.C.* Imaging with terahertz waves // Opt. Lett. – 1995. – Vol. 20. – P. 1716-1719.
48. *Han P.Y., Cho G.C., and Zhang X.-C.* Time-domain transillumination of biomedical tissue with terahertz pulses // Opt. Lett. – 2000. – Vol. 25. – P. 242-244.
49. *Mittleman D.M.* Sensing with terahertz radiation. – Springer-Verlag. Heidelberg, 2003.
50. Gas sensing using terahertz time-domain spectroscopy / *D.M. Mittleman, R.H. Jacobsen, R.G. Baraniuk and M.C. Nuss* // Appl. Phys. B. – 1998. – Vol. 67. – P. 379–390.
51. *Barardecsa E. and Borroni G.* Instrumental evaluation of cutaneous hydration // Clinics in Dermatology. – 1995. – Vol. 13. – P. 323-327.
52. *Chen Q., Jiang Z.P. and Zhang X.-C.* All-optical Thz imaging // Proc. SPIE. – 1999. – Vol. 3616. – P. 98-105.
53. Применение терагерцовой спектроскопии для исследования процесса развития возрастного остеопороза / *В.В. Герасимов, А.М. Гончар, Б.А. Князев, Н.Г. Колосова* // Всероссийский семинар по радиофизике миллиметровых и субмиллиметровых волн: тез. докл. – 2007. – С. 64-65.
54. *Hadjiloulas S., Karatzas L.S. and Bowen J.W.* Measurements of leaf water content using terahertz radiation // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. – 1999. – Vol. 47. – P. 142–149.
55. *Сидоренко А.В., Руткевич С.А., Чумак А.Г.* Влияние излучения терагерцового диапазона на импульсацию в висцеральных нервах и ритмограмму сердца крысы // 8-й съезд белорусского общественного объединения фото-биологов и биофизиков. Часть 2: сб. статей. – 2008. – С. 327-329.
56. Эксперименты на рабочих станциях терагерцового новосибирского ЛСЭ / *Н.А. Винокуров, В.В. Герасимов, А.М. Гончар* и др. // Всероссийский семинар по радиофизике миллиметровых и субмиллиметровых волн: тез. докл. – 2007. – С. 57-58.
57. Мягкая абляция биологических объектов под воздействием субмиллиметрового излучения лазера на свободных электронах / *А.К. Петров, А.С. Козлов, М.Б. Тарабан* и др. // ДАН. – 2005. – Т. 404, № 5. – С. 698-700.
58. *Borisenko G.G., Kazarinov K.D.* Microwave irradiation enhances peroxidase activity of cytochrome *c* // XXIXth URSI General Assembly. Chicago, Illinois, USA, 9-16 August 2008. – P. 139.
59. Oxidative lipidomics of apoptosis: redox catalytic interactions of cytochrome *c* with cardiolipin and phosphatidylserine / *V.E. Kagan, G.G. Borisenko, Y.Y. Tyurina, V.A. Tyurin* et al. // Free Radic. Biol. Med. – 2004. – Dec. 15; 37(12). – P. 1963-85.
60. *Казаринов К.Д., Борисенко Г.Г.* Изучение чувствительности клеток, находящихся в стрессовом состоянии, к микроволновому излучению // Слабые и сверхслабые поля и излучения в биологии и медицине: сб. тез. V Международного конгресса (29 июня – 3 июля 2009 г.). – СПб: РАН, 2009. – С. 58-59.
61. The interaction between terahertz radiation and biological tissue / *S.W. Smye, J.M. Chamberlain, A.J. Fitzgerald and E. Berry* // Phys. Med. & Biol. – 2001. – Vol. 46. – P. 101-112.

Статья поступила 24 декабря 2008 г.

УДК 621.385.6.029.65:61

ИССЛЕДОВАНИЕ КВЧ-ПОГЛОЩЕНИЯ БИОЛОГИЧЕСКИХ РАСТВОРОВ И ПРЕПАРАТОВ МЕТОДОМ ФОТОАКУСТИЧЕСКОЙ СПЕКТРОСКОПИИ

И. Г. Полников, В. В. Герасимов, К. Д. Казаринов

ФИРЭ им. В. А. Котельникова РАН

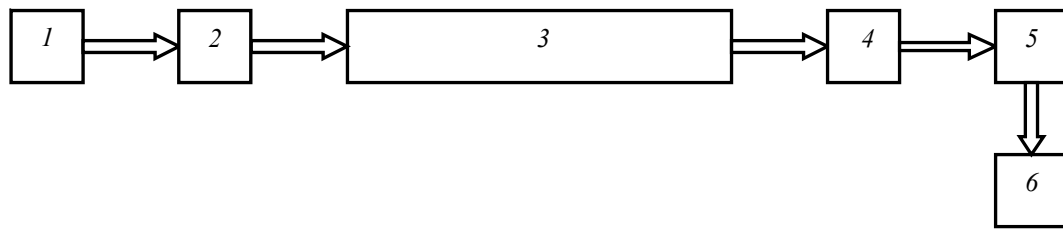
Представлены экспериментальные результаты изучения биологических объектов (тканей, суспензий клеток и водных растворов) с помощью метода акустического детектирования поглощенной мощности в диапазоне миллиметровых длин волн. Приводится схема измерительного устройства, реализующего этот метод.

Experimental results of investigation of biological objects (tissues, suspensions of cells and water solutions) by method of acoustic detection of absorbed power in millimeter wavelength range are presented. The diagram of measuring device used for realization of this method is shown.

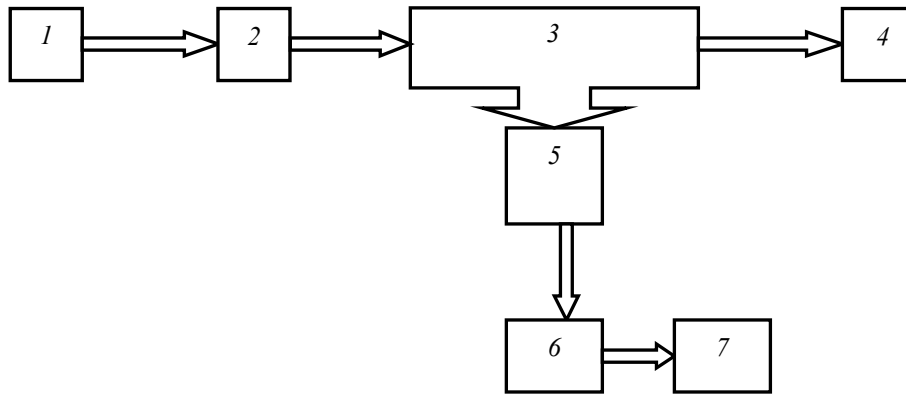
КС: КВЧ-излучение, акустическое детектирование поглощенной мощности, газовая среда, биологические препараты

Методы радиоспектроскопии основаны на регистрации тепловых эффектов, сопровождающих поглощение электромагнитного излучения различными средами в широком диапазоне длин волн. Известны методы, основанные на регистрации термоупругих колебаний, вызванных поглощением излучения, модулированного по амплитуде низкой частотой (в акустическом диапазоне), которые принято называть методами акустического детектирования поглощенной мощности (АДПМ). В оптическом диапазоне длин волн эти методы практически уже освоены, о чем свидетельствует появление нескольких подробных обзоров по оптико-акустической генерации звука как метода спектроскопии [1, 2]. Основным преимуществом данного подхода является то обстоятельство, что при фотоакустическом методе измерения поглощенное излучение пропорционально только энергии, поглощенной в контролируемом материале, в то время как при использовании любых других методов оценка получается как разность двух измерений. Первое измерение снимается, когда на пути излучения нет поглощающего материала, а второе – при наличии его (рис. 1). Таким образом, при измерениях любым другим приемником регистрируется малое изменение сигнала на фоне большого сигнала, определяемого излучением генератора и поглощенного детектором, в то время как фотоакустический приемник непосредственно регистрирует малое изменение поглощения излучения контролируемым материалом на фоне нулевого сигнала. Этот подход справедлив не только для сильно поглощающих газов в исследуемом нами диапазоне, но и для объектов биологической природы (водные растворы, препараты мягких тканей и т. д.), которые можно изучать путем регистрации акустического сигнала в соприкасающемся с образцом газе или непосредственно в самом материале.

Рассмотрим механизм генерации звука в соприкасающемся с образцом газе при поглощении модулированного по амплитуде излучения. Периодический нагрев образца происходит во всей



а)



б)

Рис. 1. Схемы измерительных устройств, реализующих различные методы спектроскопии газов:

а – традиционная схема измерений (1 – источник СВЧ; 2 – модулятор амплитуды СВЧ-сигнала; 3 – ячейка с исследуемым газом; 4 – СВЧ-приемник; 5 – усилитель детектируемого сигнала; 6 – индикатор); б – схема измерений с акустическим детектированием (1 – источник СВЧ; 2 – модулятор амплитуды СВЧ-сигнала; 3 – ячейка с исследуемым газом; 4 – поглотитель СВЧ-излучения; 5 – датчик давления газа в измерительной ячейке; 6 – усилитель детектируемого акустического сигнала; 7 – индикатор)

области выделения поглощенной мощности. Затухание излучения в среде будем характеризовать параметром L_α – глубиной проникновения. Тепло, выделившееся в образце до глубины L_T , допускающей диффузию на поверхность за период модуляции, передается приповерхностному слою газа. Слой газа L_g периодически (с частотой модуляции) расширяется и формирует акустические волны, которые регистрируются микрофоном, что дает повод называть данный метод газомикрофонным. Во всех случаях акустический сигнал линейно зависит от мощности излучения [2]. Этот факт является основополагающим для выбора фотоакустического метода в дозиметрии неионизирующих излучений. Для целей спектроскопии оказываются удобными случаи, когда глубина проникновения модулированного излучения значительно больше толщины образца (прозрачный образец), а также случай, при котором поглощение на длине образца велико, но выбраны такие условия модуляции, когда справедливо выражение: $L_\alpha \gg L_T$. Выполнение этих условий позволяет добиться пропорциональности акустического сигнала спектральному коэффициенту поглощения. Предложенную выше модель генерации звука обычно

называют «газовым поршнем». Причиной появления акустического сигнала в измерительной ячейке может оказаться также механическое колебание поверхности исследуемого вещества вследствие его теплового расширения, называемое «механическим поршнем». Этот метод можно использовать для изучения особенностей поглощения излучения, но эффективность детектирования в таком случае оказывается значительно ниже, чем в случае «газового поршня», из-за плохого акустического согласования поверхности исследуемого образца и газа. В подобном случае более эффективным оказывается использование пьезокерамического датчика, находящегося в акустическом контакте с образцом, который регистрирует колебания, возбуждаемые модулированным излучением в исследуемом образце [3].

Авторы данной публикации использовали метод АДПМ для исследования объектов биологической природы (водные растворы, препараты мягких тканей и т. д.), которые пытались изучать путем регистрации акустического сигнала в соприкасающемся с образцом газе. Периодический нагрев образца происходил на глубине проникновения излучения. Тепло, выделившееся вблизи поверхности, нагревало соприкасающийся с образцом тонкий слой воздуха, который периодически расширялся с частотой модуляции и формировал переменное давление в замкнутом объеме ячейки. Звуковое давление определялось в этом случае поглощенной КВЧ-мощностью, частотой модуляции и термодинамическими параметрами образца и воздуха. Схема измерительной установки, реализующей метод АДПМ в наших экспериментах, представлена на рис. 2. Измерения проводились в диапазоне 33...55 ГГц. Тракты были собраны из стандартных волноводных элементов сечением 7,2×3,4 и 5,2×2,6 мм². В установке была предусмотрена возможность модуляции излучения несколькими способами: напряжением на сетке лампы обратной волны, с помощью *p-i-n*-диодов, а также ферритовыми модуляторами. Использовалась 100 %-ная амплитудная модуляция. Измерения в газовой фазе осуществлялись газоконденсаторными микрофонами типа 4129 с чувствительностью 47 мВ/Па. Детектирующая часть установки состояла из предварительного усилителя (шумы в области звуковых частот – 5...10 нВ/Гц^{1/2}), электрически перестраиваемого узкополосного фильтра, синхронного детектора с квадратурными каналами (УПИ-2). Фильтр и синхронный детектор были охвачены фазовой автоподстройкой частоты фильтрации для устранения температурной нестабильности элементов фильтра. Экспериментальная установка позволяла проводить измерения при уровне звукового давления не ниже 10 мкПа.

Для повышения чувствительности измерений мы использовали во многих случаях ячейки с геометрией, имеющей выраженную резонансную зависимость акустического сигнала от частоты модуляции поглощаемого излучения. При этом было учтено, что резонатор должен обладать достаточно высокой добротностью, для того чтобы компенсировать проигрыш в чувствительности из-за увеличения частоты модуляции излучения.

На рис. 3 показаны зависимости сдвига фаз между модулирующим и акустическим сигналами от частоты несущей для влажной бумаги и препаратов кожи человека. С увеличением частоты КВЧ-излучения сдвиг фаз монотонно убывает в обоих случаях, что свидетельствует о монотонном уменьшении глубины проникновения излучения в кожу (примерно на 100 мкм) с ростом частоты КВЧ-излучения в указанных пределах. Этот вывод соответствует известным представлениям о частотной зависимости коэффициента поглощения в объектах с большим содержанием воды [4] и свидетельствует о том, что довольно сложная гетерогенная структура кожи, по-видимому, не оказывает заметного влияния на распределение КВЧ-поля и его частотную зависимость. Очевидно, что точность подобного заключения определяется воспроизводи-

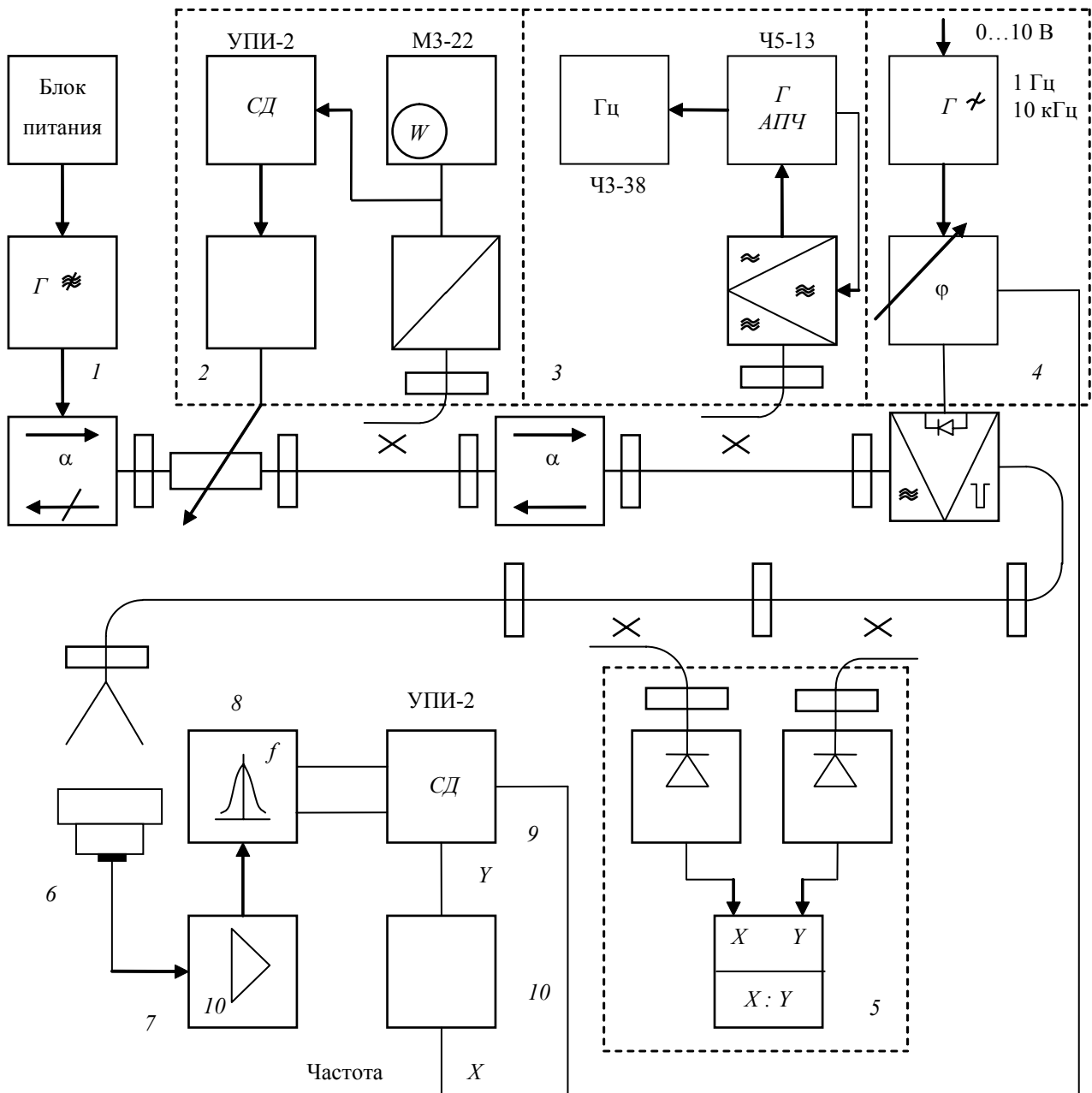


Рис. 2. Схема экспериментальной установки:

1 – генератор КВЧ-излучения; 2 – блок измерения, регулировки и стабилизации мощности генератора; 3 – блок измерения частоты КВЧ-излучения; 4 – низкочастотный генератор опорного и модулирующего сигналов; 5 – блок измерения КСВН в тракте; 6 – акустическая измерительная ячейка; 7 – выносной усилитель; 8 – перестраиваемый узкополосный фильтр; 9 – синхронный детектор; 10 – регистрирующее устройство

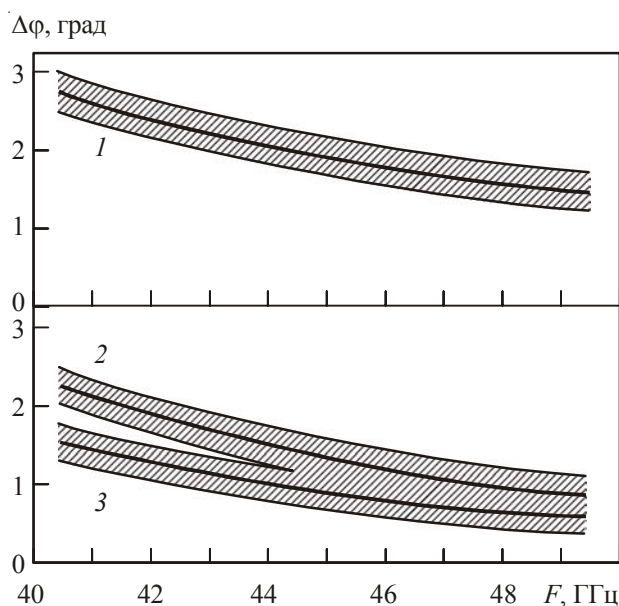


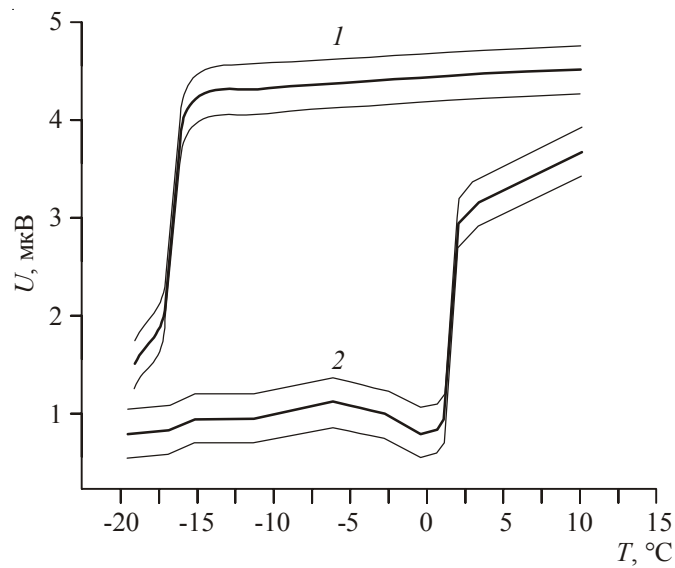
Рис. 3. Частотные зависимости сдвига фаз между акустическим и модулирующим сигналами при поглощении КВЧ-излучения:

1 – влажная фильтровальная бумага; 2 и 3 – препараты кожи (срок хранения препаратов кожи – не более 4 ч); штриховкой показана шумовая дорожка

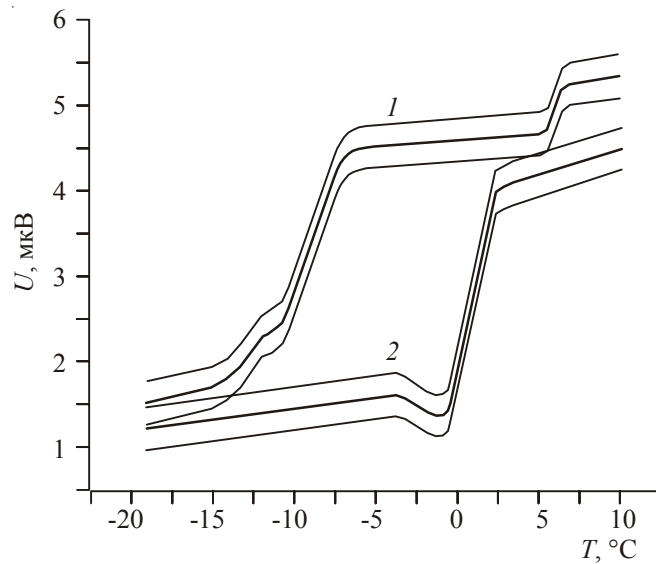
мостью измерений, но даже в каждой, отдельно взятой реализации зависимости (рисунок не показан) не было выявлено немоного изменения сдвига фаз в узкой полосе частот КВЧ-излучения. Применение одномодовых волноводов (как в нашем случае), находящихся в плотном контакте с кожей, в сочетании с контролем интенсивности КВЧ-излучения методом АДПМ [5] может оказаться хорошим способом для облучения точек акупунктуры.

Один из часто используемых приемов КВЧ-облучения малых количеств растворов, суспензий клеток, микроорганизмов заключается в непосредственном размещении их в КВЧ-тракте, в тонком кварцевом или пластиковом капилляре, введенном через неизлучающее отверстие в широкой стенке. Такой подход обеспечивает хорошее согласование объекта с КВЧ-трактом. Однако при определенном соотношении между размерами волновода, капилляра, диэлектрическими параметрами вещества, заполняющего капилляр, и частотой КВЧ-облучения наблюдается значительное (резонансное) увеличение поглощенной мощности в довольно узкой полосе частот. Методом АДПМ в такой системе регистрируется максимум на частотной зависимости поглощенной мощности в капилляре с образцом (на рисунке не показан). Этот же эффект можно заметить и по традиционным измерениям в КВЧ-тракте [6].

Мы исследовали температуру фазового перехода хрусталика глаза мыши как возможного диагностического теста катаракты. Известно, что чем выше температура фазового перехода хрусталика, тем выше степень катаракты. Представлены зависимости акустического сигнала при замораживании (1) и размораживании (2) здорового хрусталика (рис. 4,а) и хрусталика с катарактой (рис. 4,б). Зависимости носят качественный характер, показывающий возможность применения метода АДПМ для регистрации фазового перехода в термотропных и лиотропных жидких кристаллах.



а)



б)

Рис. 4. Зависимости амплитуды акустического сигнала при замораживании (1) и размораживании (2) хрусталика глаза крысы без катаракты (а) и с катарактой (б). Тонкими линиями показаны границы области шума результатов измерений

Известно, что с увеличением температуры происходит денатурация белков крови, сопровождающаяся изменением соотношения свободной и связанной воды в образце. Следствием этого процесса является изменение термодинамических и диэлектрических свойств образца. Рис. 5 показывает, что при увеличении температуры крови выше температуры денатурации происходит заметное увеличение амплитуды акустического сигнала. Такие акустические из-

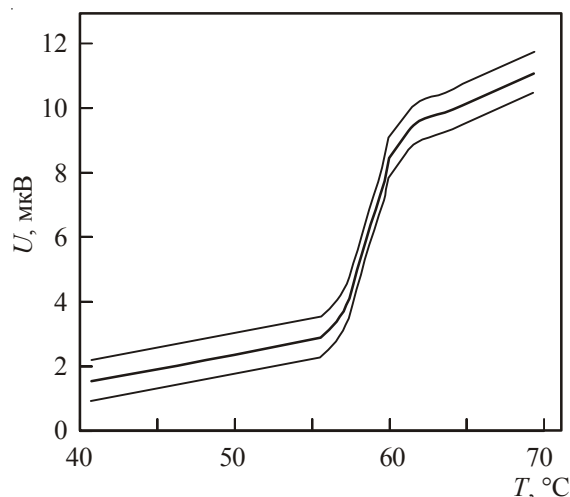


Рис. 5. Изменение амплитуды акустического сигнала вблизи температуры денатурации белков крови. Тонкими линиями показаны границы области шума результатов измерений

мерения биологического объекта, находящегося вблизи точки фазового перехода, могут оказаться полезными в диагностике некоторых болезней.

Таким образом, метод АДПМ, в котором сам объект исследований является датчиком контролируемой мощности, представляется весьма удобным средством для корректной дозиметрии КВЧ-излучения в медико-биологической практике и эффективным для изучения биологических объектов и газовых сред, сильно поглощающих микроволновое излучение. Метод может найти применение для изучения условий облучения и особенностей поглощения микроволн в таких биологических объектах, как препараты водосодержащих тканей, суспензий клеток и водных растворов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Жаров В.П., Летохов В.С. Лазерная оптико-акустическая спектроскопия. – М.: Наука, 1984.
2. Там Э. Фотоакустика: спектроскопия и другие применения // Сверхчувствительная лазерная спектроскопия: сб. науч. тр. – М.: Мир, 1986. – С. 13-137.
3. Полников И.Г., Казаринов К.Д. Использование метода акустического детектирования поглощенной мощности для дозиметрии СВЧ-излучения в медико-биологическом эксперименте // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2004. – Вып. 1 (484). – С. 60-62.
4. Калмыков Ю.П. Моделирование дисперсии и поглощения электромагнитного излучения миллиметрового диапазона длин волн в коже // Миллиметровые волны в медицине и биологии: сб. науч. тр. / Под ред. Н.Д. Девяткова. – ИРЭ АН СССР, 1989. – С. 284-288.
5. Полников И.Г., Казаринов К.Д. Измерение мощности микроволнового излучения в биофизическом эксперименте // Слабые и сверхслабые поля и излучения в биологии и медицине. Симпозиум А: Новые методы и приборы: материалы 5-го Международного конгресса. – 2009.
6. Беляков Е.В. Высокочастотный резонанс в волноводе с сильно поглощающим диэлектриком // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1986. – Вып. 9 (393). – С. 3-5.

Статья поступила 1 апреля 2009 г.

ТЕМАТИЧЕСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ
статей, опубликованных в течение 2009 г. в “СВЧ-технике” – первой серии
научно-технического сборника “Электронная техника”

Балыко А.К. – Интервью с Сергеем Ивановичем Ребровым. – Вып. 1(500). – С. 6-30.

Памяти Сергея Ивановича Реброва. – Вып. 1(500). – С. 1-2.

I. Воспоминания о С. И. Реброве

1. *Воскобойник М.Ф.* – Памяти С. И. Реброва. – Вып. 1(500). – С. 106-107.

2. *Дюбуа Б.Ч.* – Высокий уровень технологии – основа надежности электронных приборов. – Вып. 1(500). – С. 98-99.

3. *Киселев А.Б.* – Генеральный конструктор. – Вып. 1(500). – С. 107-109.

4. *Обрезан О.И.* – О закономерностях и случайностях. – Вып. 1(500). – С. 103-106.

5. *Перегонов С.А.* – Государственный человек. – Вып. 1(500). – С. 100-103.

6. *Погорелова Э.В.* – С. И. Ребров – председатель диссертационного совета. – Вып. 1(500). – С. 109-110.

7. *Попов Р.М.* – Грани таланта. – Вып. 1(500). – С. 115-116.

8. *Пролейко В.М.* – Лидер отечественной СВЧ-электроники. – Вып. 1(500). – С. 92-94.

9. *Федосов Е.А.* – Из воспоминаний. – Вып. 1(500). – С. 94-96.

10. *Черненко Е.И.* – Фрязинский Зубр. – Вып. 1(500). – С. 111-114.

11. *Шокин А.А.* – Отрывок из книги «Министр невероятной промышленности СССР». – Вып. 1(500). – С. 96-99.

II. Комплексированные изделия

1. *Котов А.С., Закурдаев А.Д., Дюбуа Б.Ч., Востров М.С., Лаппо А.Я.* – Многофункциональные малогабаритные твердотельно-вакуумные СВЧ комплексированные изделия с малым временем готовности. – Вып. 2(501). – С. 10-22.

III. Лазеры и их применение

1. *Королев А.Н., Котюргин Е.А., Лябин Н.А., Доманов М.С., Покровский Е.Н.* – Состояние и перспективы развития автоматизированных лазерных технологических установок типа «Каравелла» для прецизионной микрообработки материалов изделий СВЧ-техники на ФГУП «НПП «Исток». – Вып. 2(501). – С. 45-52.

IV. Материалы

1. Павлова М.А., Рыбкин В.Н., Немогай И.К. – Поглотители СВЧ-энергии и их соединения с металлами. – Вып. 4(503). – С. 42-47.

V. Медицинская электроника

1. Казаринов К.Д. – Биологические эффекты электромагнитного поля терагерцового диапазона. – Вып. 4(503). – С. 48-58.

2. Полников И.Г., Герасимов В.В., Казаринов К.Д. – Исследование КВЧ-поглощения биологических растворов и препаратов методом фотоакустической спектроскопии. – Вып. 4(503). – С. 59-65.

VI. Научно-технические статьи С. И. Реброва

1. Ребров С.И. – Военная СВЧ-электроника в России. – Вып. 1(500). – С. 71-76.

2. Ребров С.И. – Приоритетные направления развития электронной СВЧ-техники. – Вып. 1(500). – С. 83-91.

3. Ребров С.И. – Состояние крупносерийных промышленных и критических технологий электронной промышленности и ближайшие перспективы. – Вып. 1(500). – С. 77-82.

4. Ребров С.И. – Электронная СВЧ-техника. – Вып. 1(500). – С. 31-70.

VII. Твердотельная электроника

1. Бабинцев Д.В., Батаев В.Я., Жерновенков А.С., Каменьков А.С., Капустин Д.Ю., Малыщик В.М., Фролов С.А., Егоров В.В., Куц В.А., Малаховская И.Е. – Широкополосные модули СВЧ для систем измерения параметров импульсных и квазинепрерывных сигналов. – Вып. 3(502). – С. 17-26.

2. Баранов И.А., Обрезан О.И., Пашковский А.Б. – Исследование устойчивости малошумящих РНЕМТ к воздействию импульсов СВЧ-мощности во входном тракте РЭА. – Вып. 3(502). – С. 52-66.

3. Батаев В.Я., Жерновенков А.С., Лисицын А.А., Пчелин В.А., Язан В.Ю. – Широкополосные твердотельные СВЧ-модули многоцелевого назначения. – Вып. 3(502). – С. 41-51.

4. Вяхирев В.Б., Духновский М.П., Ратникова А.К., Федоров Ю.Ю. – Изолирующие теплоотводы на основе CVD-алмаза для силовой электроники. – Вып. 3(502). – С. 36-40.

5. Гусев А.П., Куликов А.В., Куприянов П.В., Пожидаев В.Н. – Автоматизированный комплекс для измерения параметров широкополосных приемных устройств СВЧ с расширенным динамическим диапазоном. – Вып. 2(501). – С. 23-30.

6. *Иовдальский В.А., Лапин В.Г., Пчелин В.А.* – Двухъярусная транзисторная сборка для усилителей мощности СВЧ-диапазона. – Вып. 4(503). – С. 38-41.

7. *Калина В.Г., Шаповалова В.В.* – Выбор модели многоканального микрополоскового ограничителя мощности по критерию пробивного напряжения диодов. – Вып. 4(503). – С. 28-37.

8. *Коновалов С.А., Куприянов П.В., Петров С.А.* – Об эффективности компенсации частотной нестабильности опорного гетеродина мм-диапазона длин волн в широкополосных инфрадинных преобразователях СВЧ. – Вып. 4(503). – С. 18-27.

9. *Мальцев В.А., Мякинков В.Ю., Рудый Ю.Б., Лебедев В.Н.* – Передающий модуль СВЧ для доплеровского измерителя скорости и дальности программы «Фобос-Грунт». – Вып. 3(502). – С. 27-35.

10. *Темнов А.М., Дудинов К.В., Богданов Ю.М., Крутов А.В., Красник В.А., Лапин В.Г., Щербаков С.В.* – Комплект унифицированных МИС СВЧ для многоканальных приемопередающих модулей АФАР X-диапазона. – Вып. 2(501). – С. 31-44.

VIII. Технология

1. *Бейль В.И., Малыщук В.М.* – Основные принципы построения технологической линии сборки СВЧ-субмодулей нового поколения. – Вып. 3(502). – С. 67-82.

IX. Электровакуумные приборы

1. *Воскобойник М.Ф., Воробьев И.Г.* – О количественной оценке допустимой неравномерности осевого распределения магнитного поля в промышленном магнетроне. – Вып. 4(503). – С. 4-7.

2. *Каргин А.Н.* – Турбулентная электронная бомбардировка катода в магнетроне. – Вып. 4(503). – С. 8-17.

3. *Каргин А.Н., Воскобойник М.Ф., Морозов О.А., Савенко Г.П.* – Мощный импульсный магнетрон L-диапазона. – Вып. 2(501). – С. 4-9.

4. *Покровский Е.Н., Волкова Н.И., Доманов М.С., Лещенко М.П., Плешанов С.А., Самарцев И.И., Турутин Ю.А.* – Атомно-лучевые цезиевые трубки. – Вып. 3(502). – С. 4-16.

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

авторов, опубликовавших свои работы в “СВЧ-технике” - первой серии научно-технического сборника “Электронная техника” в течение 2009 г.

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

- Бабинцев Д.В. VII.1
Балыко А.К.
Баранов И.А. VII.2
Батаев В.Я. VII.1, 3
Бейль В.И. VIII.1
Богданов Ю.М. VII.10
Волкова Н.И. IX.4
Воробьев И.Г. IX.1
Воскобойник М.Ф. I.1; IX.1, 3
Востров М.С. II.1
Вяхирев В.Б. VII.4
Герасимов В.В. V.2
Гусев А.П. VII.5
Доманов М.С. III.1; IX.4
Дудинов К.В. VII.10
Духновский М.П. VII.4
Дюбуа Б.Ч. I.2; II.1
Егоров В.В. VII.1
Жерновенков А.С. VII.1, 3
Закурдаев А.Д. II.1
Иовдальский В.А. VII.6
Казаринов К.Д. V.1, 2
Калина В.Г. VII.7
Каменьков А.С. VII.1
Капустин Д.Ю. VII.1
Каргин А.Н. IX.2, 3
Киселев А.Б. I.3
Коновалов С.А. VII.8
Королев А.Н. III.1
Котов А.С. II.1
Котюргин Е.А. III.1
Красник В.А. VII.10
Крутов А.В. VII.10
Куликов А.В. VII.5
Куприянов П.В. VII.5, 8
Куц В.А. VII.1
Лапин В.Г. VII.6, 10
Лапто А.Я. II.1
Лебедев В.Н. VII.9
Леценко М.П. IX.4
Лисицын А.А. VII.3
Лябин Н.А. III.1
Малаховская И.Е. VII.1
Мальщик В.М. VII.1; VIII.1
Мальцев В.А. VII.9
Морозов О.А. IX.3
Мякинников В.Ю. VII.9
Немогай И.К. IV.1
Обрезан О.И. I.4; VII.2
Павлова М.А. IV.1
Пашковский А.Б. VII.2
Перегонов С.А. I.5

- Петров С.А. VII.8*
Плешанов С.А. IX.4
Погорелова Э.В. I.6
Пожидаев В.Н. VII.5
Покровский Е.Н. III.1; IX.4
Полников И.Г. V.2
Попов Р.М. I.7
Пролейко В.М. I.8
Пчелин В.А. VII.3, 6
Ратникова А.К. VII.4
Ребров С.И. VI.1, 2, 3, 4
Рудый Ю.Б. VII.9
Рыбкин В.Н. IV.1
- Савенко Г.П. IX.3*
Самарцев И.И. IX.4
Темнов А.М. VII.10
Турутин Ю.А. IX.4
Федоров Ю.Ю. VII.4
Федосов Е.А. I.9
Фролов С.А. VII.1
Черненко Е.И. I.10
Шаповалова В.В. VII.7
Шокин А.А. I.11
Щербаков С.В. VII.10
Язан В.Ю. VII.3
-

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 публикации (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 Wordе 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. 9	Формат 60×88 ^{1/8}
17.07.2009 г.	Уч.-изд. л. 9,5	Тираж 500
Заказ № 203	Индекс 36292	8 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