

ГОСУДАРСТВЕННАЯ КОРПОРАЦИЯ «РОСТЕХНОЛОГИИ»

ОТКРЫТОЕ АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО «РОССИЙСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА»

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА

СЕРИЯ 1 СВЧ-ТЕХНИКА НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

Выпуск 1(520)

2014

Издаётся с 1950 г.

Главный редактор

д.т.н. **А.А. Борисов**

Редакционная коллегия:

д.т.н. **Б.Н. Авдонин** (зам. главного редактора, ОАО ЦНИИ «Электроника»),

к.т.н. **С.А. Зайцев** (зам. главного редактора),

к.т.н. **С.В. Щербаков** (зам. главного редактора),

к.т.н. **В.И. Бейль**, **Ю.А. Будзинский**, к.ф.-м.н. **А.В. Галдецкий**,

Б.Ф. Горбик, **С.И. Гришин**, д.т.н. **А.Д. Закурдаев**, к.т.н. **Н.П. Зубков**,

д.т.н. **С.С. Зырин**, к.т.н. **В.И. Исяк** (ОАО «НИИПП»), к.т.н. **А.С. Котов**,

д.т.н. **В.П. Кудряшов** (ОАО «НПП «Алмаз»), д.т.н. **П.В. Куприянов**, к.т.н. **В.Г. Лапин**,

к.т.н. **В.В. Лисс**, д.т.н. **М.И. Лопин**, к.т.н. **Н.А. Лябин**, **В.М. Малышник**,

д.т.н., профессор **П.П. Мальцев** (ИСВЧ ПЭ РАН), к.т.н. **П.М. Мелешкевич**,

д.т.н., профессор **В.П. Мещанов** (ОАО «ЦНИИИА»),

к.т.н. **А.Г. Михальченков** (МКУ «Дирекция Наукограда» г. Фрязино),

д.т.н. **С.П. Морев** (ФГУП «НПП «Торий»), **О.А. Морозов** (ЗАО «НПП «Магратеп»),

к.т.н. **В.Ю. Мякиньков**, д.ф.-м.н. **А.И. Панас** (ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН),

д.ф.-м.н. **А.Б. Пашковский**, к.т.н. **С.А. Плешанов**, **Е.Н. Покровский**, к.т.н. **О.В. Поливникова**,

к.т.н. **А.В. Потапов**, д.т.н., профессор **Р.А. Силин**, **В.П. Стебунов** (*ответственный секретарь*),

д.т.н. **М.М. Трифонов** (ЗАО «НПП «Исток-Система»),

д.т.н. **В.Н. Уласюк** (ОАО «НИИ «Платан»), д.т.н., профессор **Н.Д. Урсуляк**

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)

ELEKTRONNAYA TEKHNIKA

(Electronic Engineering)

SERIES 1 SVCH-TEKHNIKA (Microwave Engineering)

COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES

Issue 1(520)

2014

Founded in 1950 г.

Editor-in-chief

D.T.Sc., **A.A. Borisov**

Editorial staff:

D.T.Sc. **B.N. Avdonin** (deputy editor-in-chief, JSC CSRI «Elektronika»),

C.T.Sc. **S.A. Zaitsev** (deputy editor-in-chief),

C.T.Sc. **S.V. Scherbakov** (deputy editor-in-chief),

C.T.Sc. **V.I. Beyl'**, U.A. Budzinsky, C.Ph.M.Sc. **A.V. Galdetsky**,

B.F. Gorbik, **S.I. Grishin**, D.T.Sc. **A.D. Zakurdaev**, C.T.Sc. **N.P. Zubkov**,

D.T.Sc. **S.S. Zyrin**, C.T.Sc. **A.S. Kotov**, D.T.Sc. **V.P. Kudryashov** (JSC «RPC «Almaz»),

D.T.Sc. **P.V. Kupriyanov**, C.T.Sc. **V.G. Lapin**, C.T.Sc. **V.V. Liss**, D.T.Sc. **M.I. Lopin**,

C.T.Sc. **N.A. Lyabin**, V.M. **Malyschik**,

D.T.Sc., professor **P.P. Maltsev** (IMWF SE RASc), C.T.Sc. **P.M. Meleshkevich**,

D.T.Sc., professor **V.P. Meschanov** (JSC «TSNIIIA»),

C.T.Sc. **A.G. Mikhalkenchikov** (MBD «Directorate of the Science Town»),

D.T.Sc. **S.P. Morev** (FSUE «RPC «Torij»), **O.A. Morozov** (JSC «RPC «Magratep»),

C.T.Sc. **V.U. Myakinkov**, D.Ph.M.Sc. **A.I. Panas** (IRE RASc),

D.Ph.M.Sc. **A.B. Pashkovsky**, C.T.Sc. **S.A. Pleshanov**, **E.N. Pokrovsky**,

C.T.Sc. **O.V. Polivnikova**, C.T.Sc. **A.V. Potapov**, D.T.Sc., professor **R.A. Silin**,

V.P. Stebunov (executive secretary),

D.T.Sc. **M.M. Trifonov** (JSC RPC «Istok-System»),

D.T.Sc. **V.N. Ulasyuk** (JSC «RPC «Platan»), D.T.Sc., professor **N.D. Ursulyak**

The journal is registered by the Ministry on mass media of the Russian Federation (certificate ПИ № ФС 77-24651 dated June 6, 2006) and included in HCC list (a list of the leading reviewed scientific journals and publications in which the main scientific results of the theses nominated for doctoral and candidate's theses are to be published).

С О Д Е Р Ж А Н И Е

Электровакуумные приборы

<i>Каргин А.Н., Савенко Г.П.</i> – Особенности структуры высокочастотного поля многорезонаторного магнетрона.....	5
<i>Былкин В.И., Гаврилов И.А.</i> – СВЧ-пробой в микрополосковой линии при пониженном давлении газа.....	15
<i>Калина В.Г., Будзинский Ю.А., Быковский С.В.</i> – Расчёт циклотронного защитного устройства по модели полосового фильтра.....	19

Твердотельная электроника

<i>Капралова А.А., Корчагин И.П., Манченко Л.В., Погорелова Э.В., Пчелин В.А., Трегубов В.Б.</i> – Тестовая плата для построения и коррекции нелинейных моделей мощных полевых транзисторов.....	39
<i>Темнов А.М.</i> – Анализ монолитных интегральных схем СВЧ для приемопередающих 2D- и 3D-модулей АФАР X-диапазона.....	45
<i>Перегонов С.А.</i> – Многолучевая СВЧ антенная решётка с параллельным контролем обозреваемого пространства.....	54

Технология и материаловедение

<i>Налогин А.Г., Урсуляк Н.Д., Першина Л.К.</i> – Некоторые особенности изготовления СВЧ микрополосковых ферритовых приборов на подложках из литиевой шпинели.....	63
<i>Свешиков В.К., Базаркин А.Ф.</i> – Расчет температурной зависимости работы выхода оксидного катода.....	70
<i>Еришова Т.Н.</i> – Полимерные композиционные клеевые и компаундные материалы для поглощения электромагнитных волн.....	76

Медицинская электроника

<i>Казаринов К.Д., Полников И.Г., Городецкая М.В.</i> – Использование волноводно-диэлектрического метода для контроля и исследования сильно поглощающих жидкостей в микроволновом диапазоне.....	83
--	----

ROSTEC STATE CORPORATION
JSC «Ruselectronics»
JSC «RPC «ISTOK»

ELEKTRONNAYA TEKHNIKA
(Electronic Engineering)

SERIES 1

SVCH-TEKHNIKA
(Microwave Engineering)

COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES

C O N T E N T S

Electrovacuum devices

<i>Kargin A.N., Savenko G.P.</i> – Peculiarities of a high-frequency field structure of a multiresonator magnetron	5
<i>Bylkin V.I., Gavrilov I.A.</i> – Microwave breakdown in a microstrip line at reduced pressure of gas	15
<i>Kalina V.G., Budzinsky U.A., Bykovsky S.V.</i> – Calculation of cyclotron protective device using the model of bandpass filter	19

Solid-state electronics

<i>Kapralova A.A., Korchagin I.P., Manchenko L.V., Pogorelova E.V., Pchelin V.A., Tregubov V.B.</i> – A test board for construction and correction of non-linear models of power FETs	39
<i>Temnov A.M.</i> – Analysis of microwave monolithic integrated circuits (MMICs) for X-range 2D and 3D transmitter-receiver AFAR modules	45
<i>Peregonov S.A.</i> – Multiple-beam microwave array with parallel control of observable space-tests of phased arrays	54

Technology and material science

<i>Nalogin A.G., Ursulyak N.D., Pershina L.K.</i> – Some peculiarities of manufacturing micro-wave microstrip ferrite devices on substrates from lithium spinel	63
<i>Sveshnikov V.K., Bazarkin A.F.</i> – The calculation of temperature dependence of oxide cathode work function	70
<i>Ershova T.N.</i> – Polymer composite adhesive and compound materials for absorption of electromagnetic waves	76

Medical electronics

<i>Kazarinov K.D., Polnikov I.G., Gorodetskaya M.V.</i> – The use of waveguide-dielectric method for control and investigation of highly absorbing liquids in microwave range	83
---	----

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

УДК 621.385.6

ОСОБЕННОСТИ СТРУКТУРЫ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ПОЛЯ МНОГОРЕЗОНАТОРНОГО МАГНЕТРОНА

А. Н. Каргин, Г. П. Савенко

ЗАО «НПП «Магратен», г. Фрязино

Компьютерное моделирование магнетрона со связками показало, что структура ВЧ- поля ближайших паразитных видов колебаний обусловлена объединением двух ($n = N/2 - 1$) или четырех пар ($n = N/2 - 2$) резонаторов. При этом фазовая картина ВЧ-полей паразитных видов имеет ряд неравных «периодов» с шагом $\phi = \pi$. Обнаруженная структура поля должна учитываться при конструировании вывода энергии и элементов подавления нежелательных видов.

КС: магнетрон, резонатор, компьютерное моделирование

Computer simulation of a strapped magnetron showed that the structure of RF-field of the nearest spurious types is conditioned by combining two ($n = N/2 - 1$) or four pairs ($n = N/2 - 2$) of resonators. In this case the phase picture of RF fields of spurious types of oscillations has a set of unequal «periods» with $\phi = \pi$ step. The discovered field structure must be taken into consideration while designing energy output and elements of suppression of undesirable types.

Keywords: magnetron, resonator, computer simulation

1. ВВЕДЕНИЕ

Колебательная система магнетрона определяет его рабочую частоту и играет важную роль в электронных процессах. Колебательная система состоит из большого числа связанных резонаторов, взаимодействующих с электронным потоком при помощи зазоров, расположенных вдоль поверхности анодного блока.

В общем случае исследование колебательной системы предполагает определение конфигурации высокочастотного поля и нахождение спектра собственных частот. Эти характеристики являются важнейшими для обеспечения устойчивости работы и стабильности частоты генерации. Строгое аналитическое решение уравнений Максвелла для многорезонаторной системы со связками оказалось невозможным, и на практике до сих пор использовался метод эквивалентных схем. Однако борьба с генерацией паразитных видов требует знания картины распределения полей.

Современные программы электромагнитного моделирования позволяют решить поставленную задачу численными методами.

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЗОНАТОРНОЙ СИСТЕМЫ МАГНЕТРОНА

Условием резонанса в кольцевом резонаторе является целое число длин волн, укладываемых по длине кольца [1]. Это условие принято выражать через разность фаз колебаний ϕ в двух соседних резонаторах:

$$\phi N = 2\pi n, \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad (1)$$

где N – число резонаторов.

При записи формулы (1) по умолчанию предполагается одинаковая разность фаз ϕ во всей резонаторной системе. Для проверки этого допущения было выполнено компьютерное моделирование магнетрона на частоту 2450 МГц с помощью программы CST Microwave Studio¹.

Колебательная система состоит из 12 резонаторов с двойными двухсторонними связками и соосно установленного катода (рис. 1). Основные геометрические параметры магнетрона: диаметр резонаторов – 39 мм, диаметр анода – 12 мм, диаметр катода – 6,3 мм, высота анода – 20 мм, число резонаторов $N = 12$.

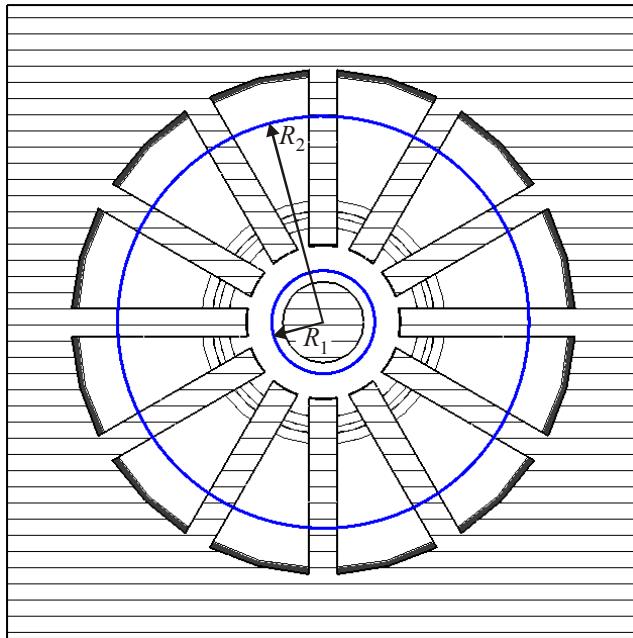


Рис. 1. Модель многорезонаторного магнетрона с контрольными окружностями ($R_1 = 4$ мм и $R_2 = 16$ мм)

Для исключения искажений полей связок задавалась только одна плоскость магнитной симметрии XY , перпендикулярная продольной оси Z . Число узлов гексаэдральной сетки установлено равным 628 728, время счета на ноутбуке DELL XPS L702X (процессор Intel® Core™ i7-263 и ОЗУ 6 ГБ) составило 13 мин. Рассчитанные частоты видов составили: $F_1 = 2\ 401$ МГц, $F_2 = 3\ 975$ МГц, $F_3 = 3\ 984$ МГц, $F_4 = 5\ 731$ МГц.

¹ Программа и лицензия предоставлены ООО «Евроинтех» (г. Москва).

Частота F_1 принадлежит основному π -виду ($n = N/2$), F_2 и F_3 – частоты дублета вырожденного вида $n = N/2 - 1$, F_4 – частота вида $n = N/2 - 2$. Ошибка расчета частот $F_1 \dots F_3$ не превышает минус 2 %.

На график выводились результаты расчета магнитного поля в резонаторах и электрического поля в пространстве взаимодействия вдоль заданных окружностей с радиусами $R_1 = 4$ мм и $R_2 = 16$ мм.

На рис. 2 показано распределение тангенциальной компоненты высокочастотного (ВЧ) электрического поля π -вида в пространстве взаимодействия ($Z = 0$, $R_1 = 4$ мм), напоминающее классическую картину поля стоячей волны, которую прежде получали экспериментально с помощью вращающегося зонда. Фазовая картина (рис. 3) имеет 6 равных «периодов» с шагом $\phi = \pi$.

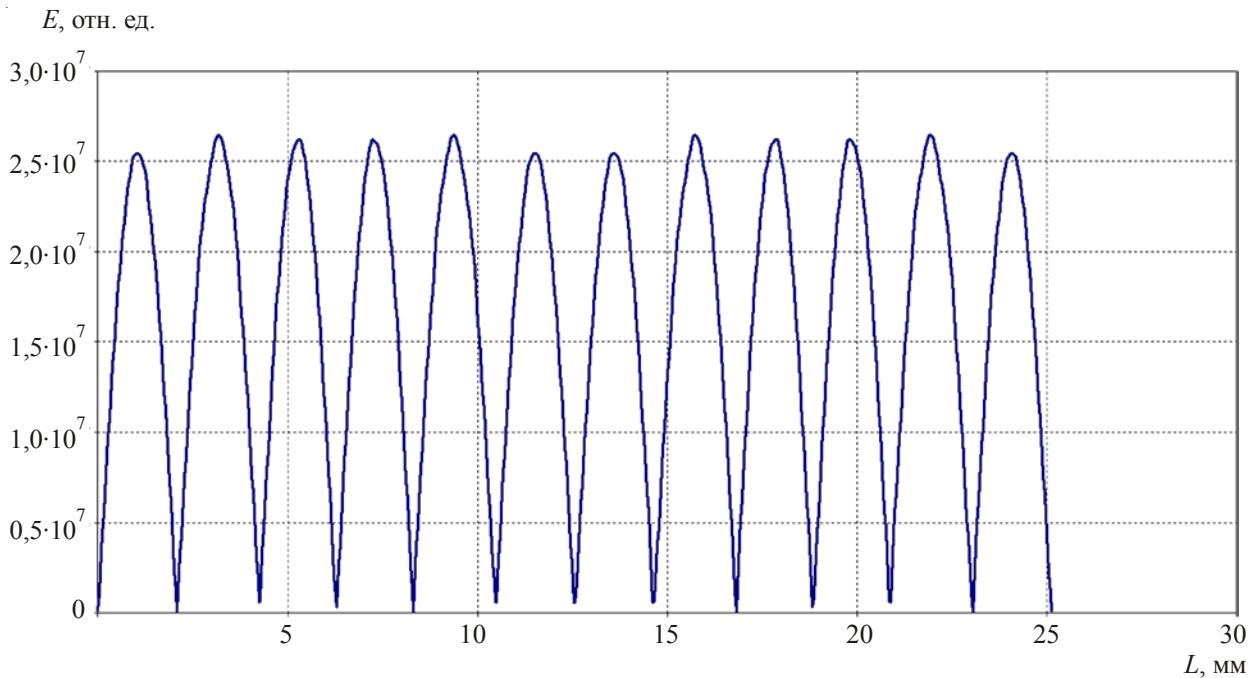


Рис. 2. Распределение тангенциальной составляющей E -поля π -вида ($F_1 = 2401$ МГц) вдоль окружности радиуса $R = 4$ мм

На рис. 4 приведено распределение амплитуды ВЧ магнитного поля частоты F_2 вида $n = N/2 - 1$ в плоскости симметрии резонаторов ($Z = 0$, $R_2 = 16$ мм).

В резонаторах № 3…4 и 9…10 амплитуды колебаний подавлены, а фазы колебаний одинаковы (рис. 5). Такую картину можно трактовать как попарное объединение (слияние) резонаторов № 3…4 и 9…10, приводящее к уменьшению на единицу числа пар резонаторов в системе. На остальных участках наблюдаем разность фаз $\phi = \pi$ между резонаторами.

На рис. 6 показано распределение E -поля частоты F_2 в пространстве взаимодействия ($Z = 0$, $R_1 = 4$ мм) с подавлением амплитуды на участках резонаторов № 3…4 и 9…10. Фазовая картина (рис. 7) имеет 5 неравных «периодов» с шагом $\phi = \pi$.

Картина E -поля частоты дублета F_3 (рис. 8…9) в общих чертах похожа на картину поля частоты F_2 ; также можно увидеть 5 неравных «периодов» с шагом $\phi = \pi$.

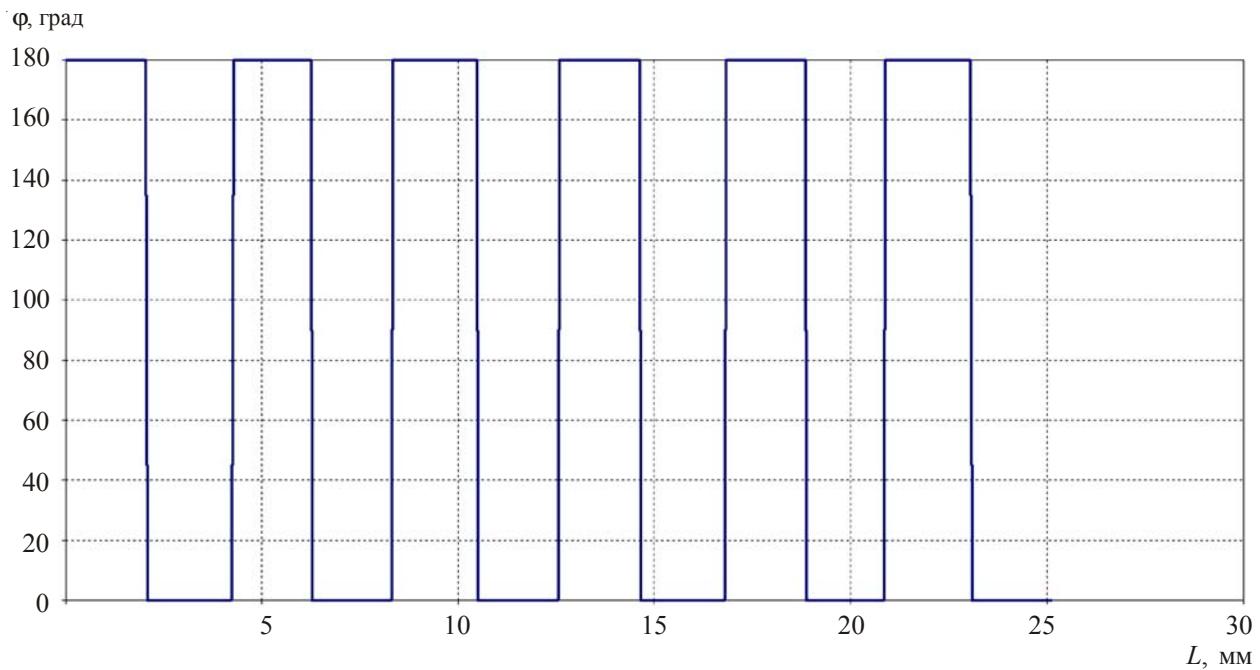


Рис. 3. Изменение фазы тангенциальной составляющей E -поля π -вида ($F_1 = 2401$ МГц) вдоль окружности радиуса $R = 4$ мм

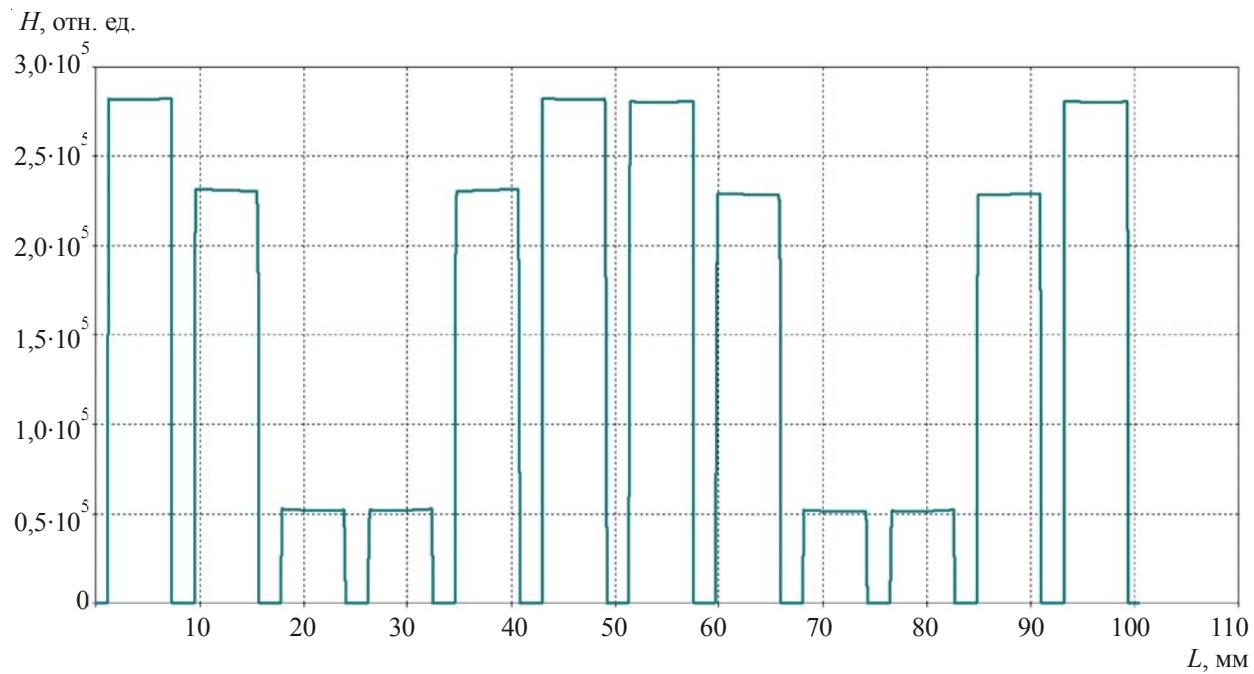


Рис. 4. Распределение осевой составляющей H -поля вида $N/2 - 1$ ($F_2 = 3975$ МГц) вдоль окружности радиуса $R = 16$ мм

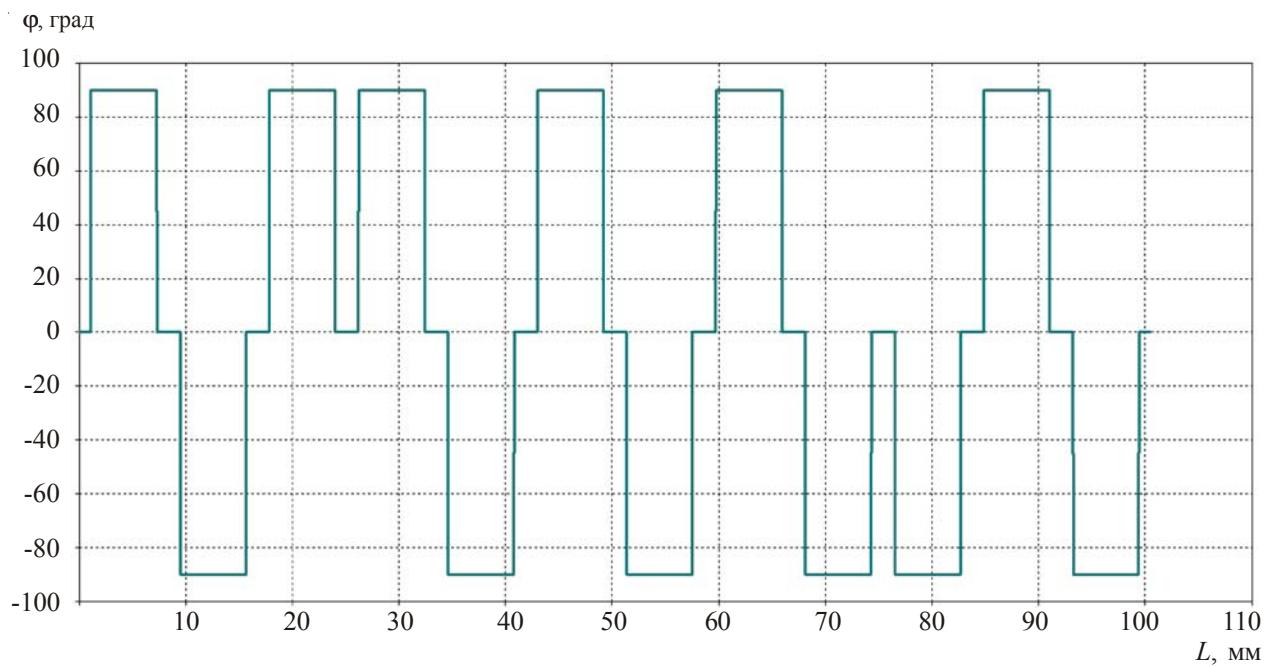


Рис. 5. Изменение фазы осевого H -поля вида $N/2 - 1$ ($F_2 = 3975$ МГц)
вдоль окружности радиуса $R = 16$ мм

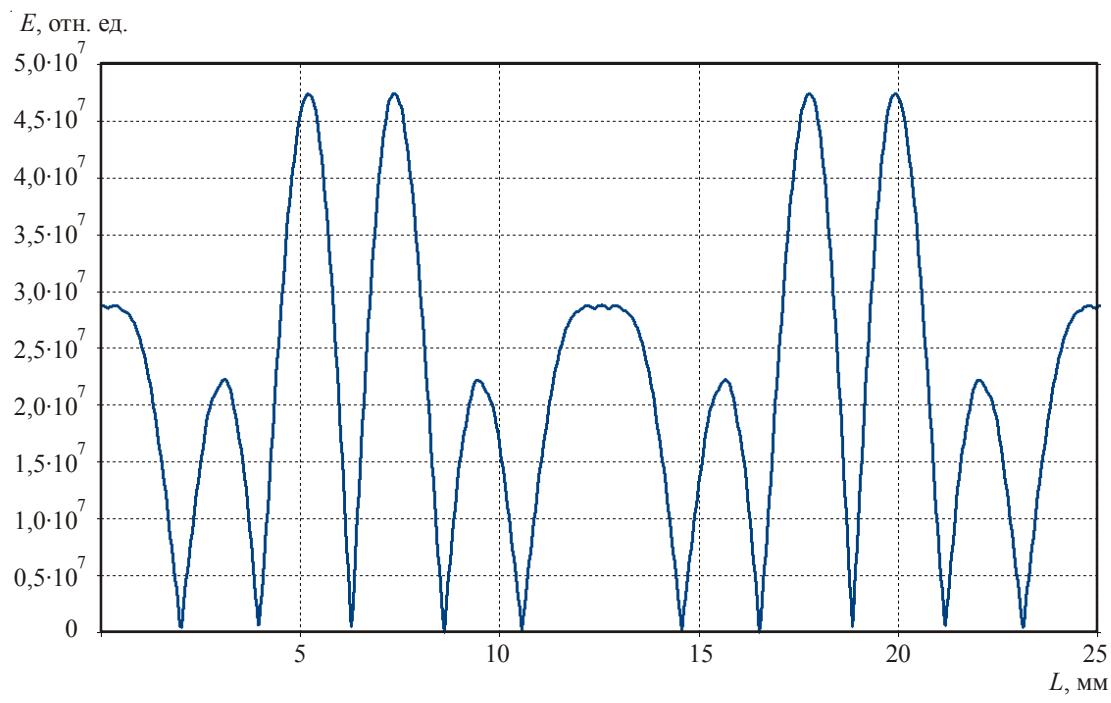


Рис. 6. Распределение тангенциальной составляющей E -поля
вида $N/2 - 1$ ($F_2 = 3975$ МГц) вдоль окружности радиуса $R = 4$ мм

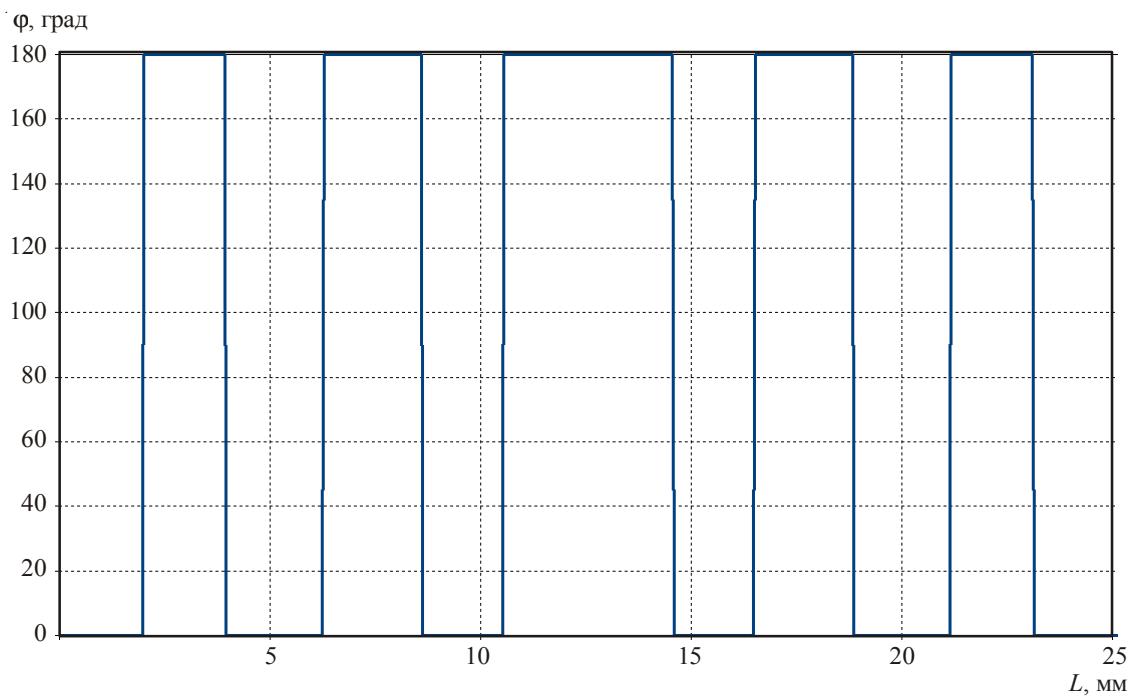


Рис. 7. Изменение фазы тангенциальной составляющей E -поля вида $N/2 - 1$ ($F_2 = 3975$ МГц) вдоль окружности радиуса $R = 4$ мм

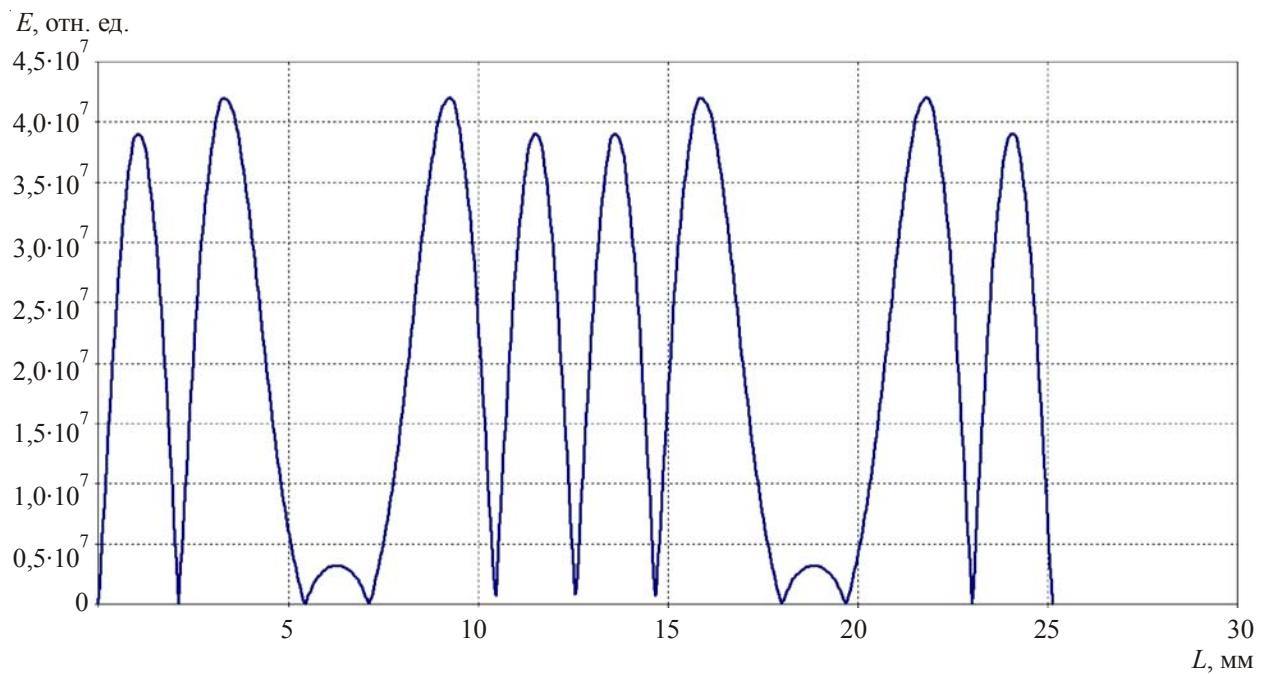


Рис. 8. Распределение тангенциальной составляющей E -поля вида $N/2 - 1$ ($F_3 = 3984$ МГц) вдоль окружности радиуса $R = 4$ мм

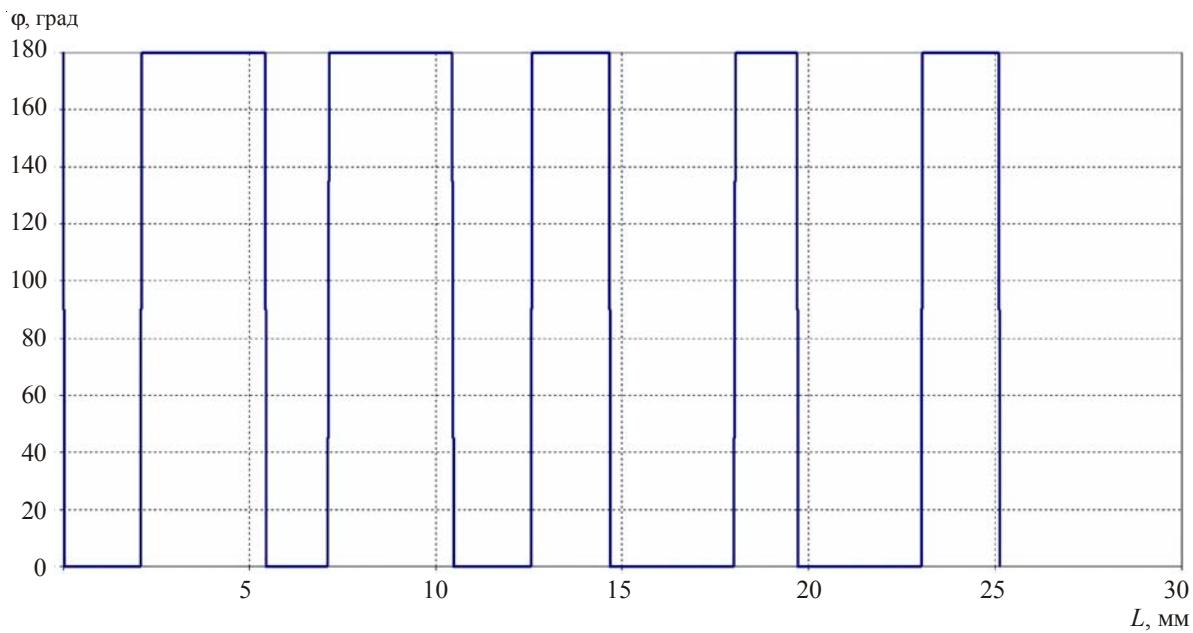


Рис. 9. Изменение фазы тангенциальной составляющей E -поля вида $N/2 - 1$ ($F_3 = 3984$ МГц) вдоль окружности радиуса $R = 4$ мм

Эффект объединения резонаторов наблюдается и на следующем паразитном виде, $n = N/2 - 2$. На рис. 10 показано распределение осевой компоненты H -поля частоты F_4 в плоскости симметрии ($Z = 0$, $R_2 = 16$ мм).

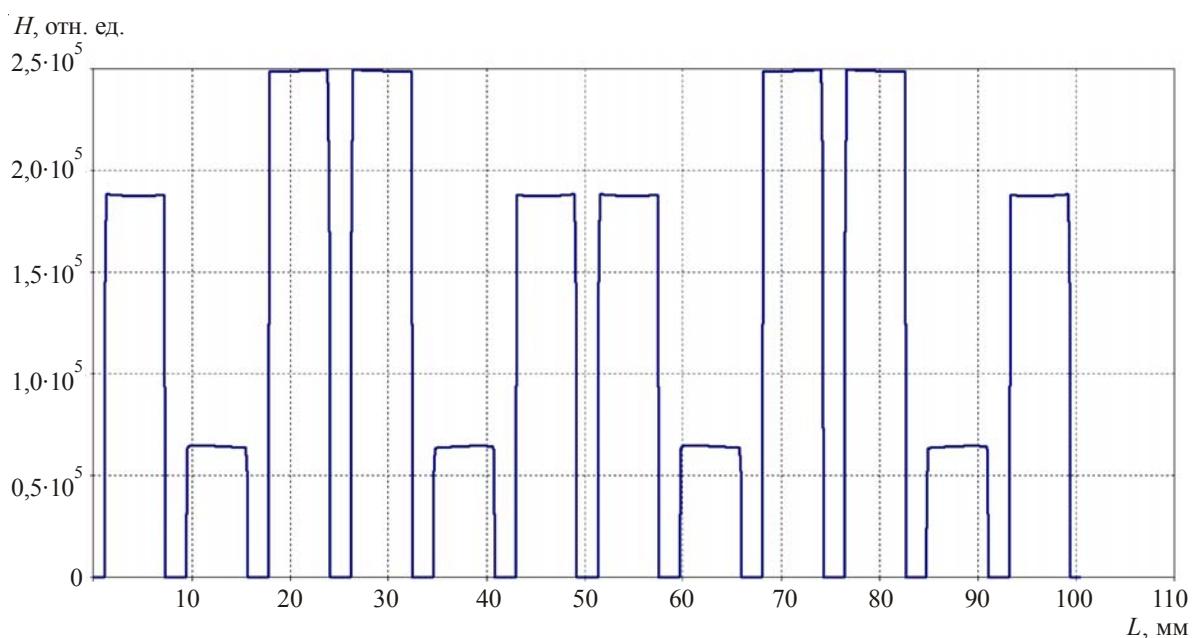


Рис. 10. Распределение осевой составляющей H -поля вида $N/2 - 2$ ($F_4 = 5731$ МГц) вдоль окружности радиуса $R = 16$ мм

В резонаторах № 2...3, 4...5, 8...9 и 10...11 фазы колебаний попарно одинаковы, но амплитуды разные (рис. 11). Такую картину можно условно трактовать как слияние резонаторов № 2...3, 4...5, 8...9, 10...11, что приводит к уменьшению на 2 единицы числа пар резонаторов в системе.

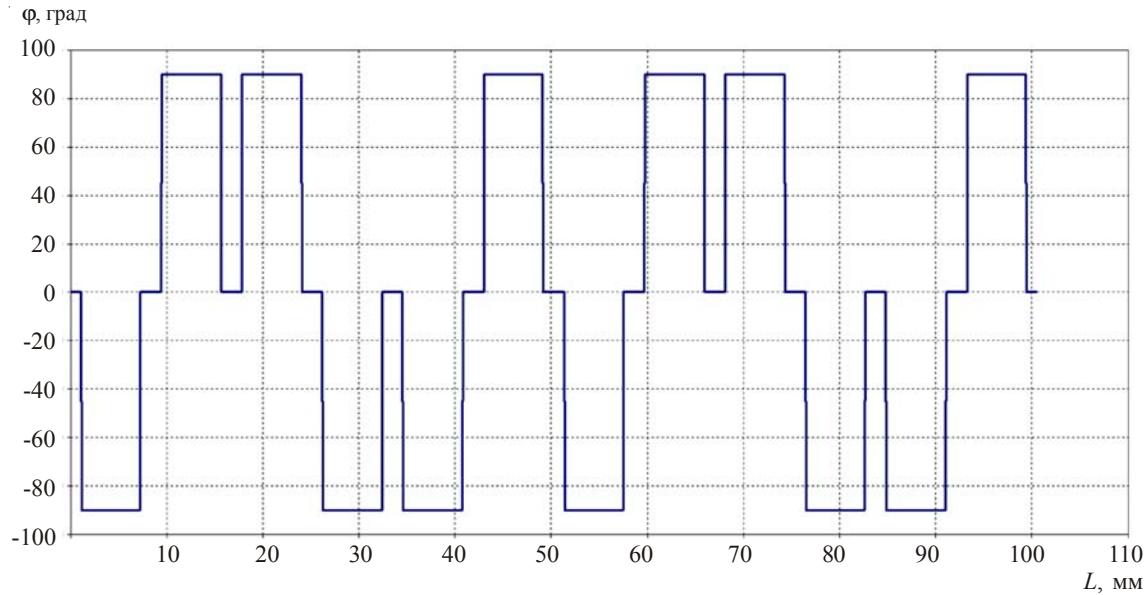


Рис. 11. Изменение фазы осевого H -поля вида $N/2 - 2$ ($F_4 = 5731$ МГц) вдоль окружности радиуса $R = 16$ мм

На рис. 12 показано распределение E -поля частоты F_4 в пространстве взаимодействия ($Z = 0$, $R_1 = 4$ мм), наблюдаются 8 полусинусоид различной амплитуды. Фазовая картина (рис. 13) имеет 4 неравных «периода» с шагом $\phi = \pi$.

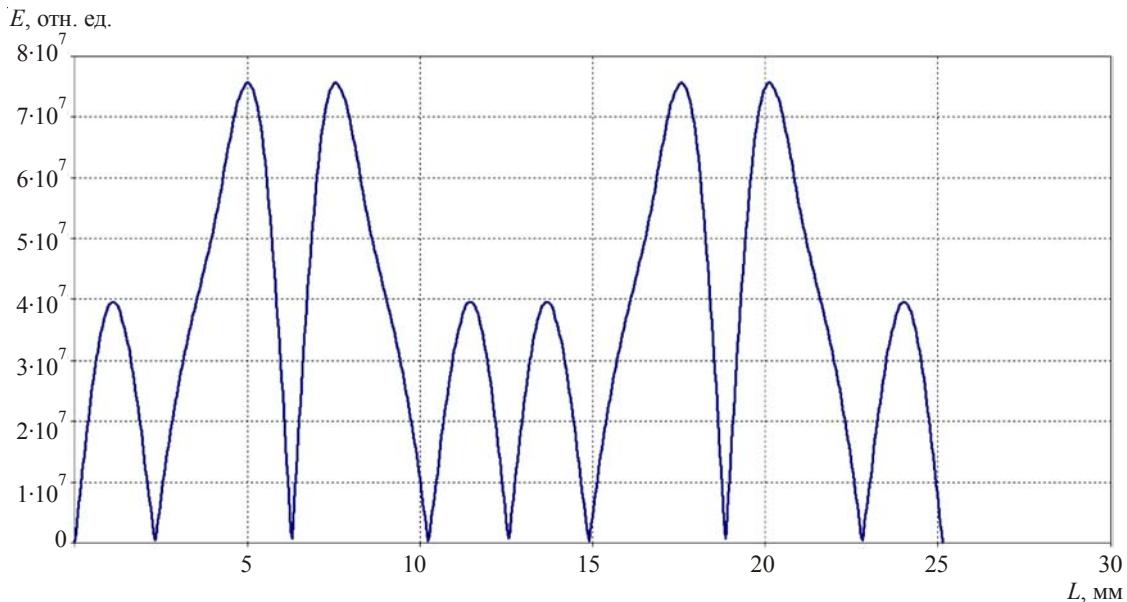


Рис. 12. Распределение тангенциальной составляющей E -поля вида $N/2 - 2$ ($F_4 = 5731$ МГц) вдоль окружности радиуса $R = 4$ мм

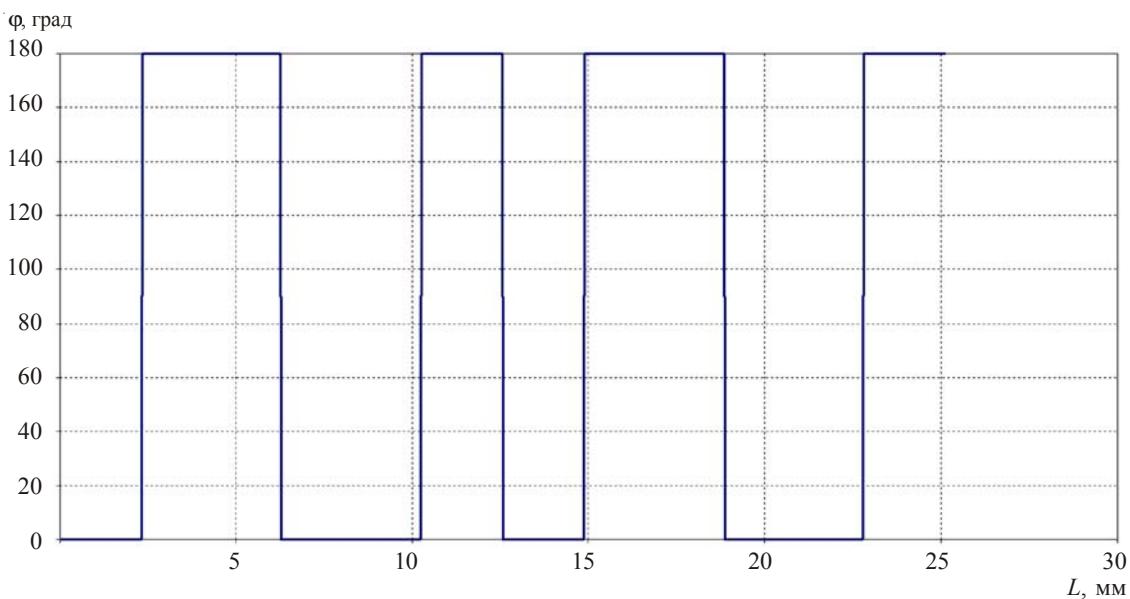


Рис. 13. Изменение фазы тангенциального E -поля
вида $N/2 - 2$ ($F_4 = 5731$ МГц) вдоль окружности радиуса $R = 4$ мм

3. ОСНОВНЫЕ ВЫВОДЫ

Что касается рабочего π -вида, то моделирование подтвердило классическую структуру ВЧ-полей в резонаторах и пространстве взаимодействия, имеющую $n = N/2$ равных пространственных «периодов» с шагом $\phi = \pi$.

Структура ВЧ-поля ближайшего паразитного вида, $n = N/2 - 1$, существенно отличается от традиционных представлений и обусловлена объединением двух пар резонаторов; таким образом, число пар резонаторов в системе как бы уменьшается на единицу. При этом фазовая картина E -поля в пространстве взаимодействия имеет 5 неравных пространственных «периодов» с шагом $\phi = \pi$, хотя по формуле (1) для вида $n = 5$ шаг должен быть $5/6\pi$.

Структура ВЧ-поля следующего паразитного вида, $n = N/2 - 2$, обусловлена объединением четырех пар резонаторов; таким образом, число пар резонаторов в системе уменьшилось на два. Фазовая картина E -поля в пространстве взаимодействия имеет 4 неодинаковых пространственных «периода» с шагом $\phi = \pi$, хотя по формуле (1) для вида $n = 4$ шаг должен быть $4/6\pi$.

Такая картина поля имеет существенное значение для электронов, дрейфующих вокруг катода, и проявляется в уменьшении разделения по напряжению между рабочим и ближайшим паразитным видами. Действительно, в традиционном представлении напряжение возбуждения вида с номером n пропорционально отношению F_n/n [2]. Следовательно, разделение по напряжению возбуждения видов с номерами n_1 и n_2 ($n_2 < n_1$, $F_2 > F_1$) имеет вид

$$\frac{U_{n2}}{U_{n1}} = \frac{F_2}{F_1} \frac{n_1}{n_2}. \quad (2)$$

При обнаруженной структуре поля, когда на большей части окружности дрейфа электрон «видит» E -поле с фазовым шагом $\phi = \pi$ и таким же пространственным шагом, как на основном виде, напряжение возбуждения пропорционально F_n . Тогда разделение по напряжению

$$\frac{U_{n2}}{U_{n1}} = \frac{F_2}{F_1} \quad (3)$$

оказывается меньше, чем (2), и перескок вида $n_1 \Rightarrow n_2$ происходит при несколько меньшем напряжении анода. Таким образом, для устойчивой работы магнетрона нужно иметь большее разделение частот, чем ожидалось по формуле (2).

Расчеты полей были проделаны также для магнетронов с числом резонаторов, кратным 4 ($N = 8$ и 16), картины полей оказались аналогичными описанной выше.

Следует заметить, что классификация видов колебаний многорезонаторного магнетрона по их номеру имеет наглядный физический смысл, поскольку отражает наблюдаемые изменения картины ВЧ-полей различных видов, соответствующие уменьшению числа пар резонаторов. Напротив, классификация по сдвигу фаз (например, колебания вида $5/6\pi$, $\pi/2$ и т. п.) не имеет физического смысла, поскольку на картине ВЧ-полей наблюдаются только фазовые сдвиги 0 или π .

Другим важным выводом является необходимость учета реальной картины поля при конструировании вывода энергии и способов подавления паразитного вида, когда не обойтись без компьютерного $3D$ -моделирования.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты моделирования магнетрона со связками показали, что структура ВЧ-поля паразитных видов определяется объединением двух (для вида $n = N/2 - 1$) или четырех (для вида $n = N/2 - 2$) пар резонаторов. При этом фазовая картина ВЧ-полей имеет ряд неодинаковых пространственных «периодов» с шагом $\phi = \pi$. Обнаруженная структура поля объясняет наблюдаемое уменьшение напряжения возбуждения паразитного вида $n = N/2 - 1$ и должна учитываться при конструировании вывода энергии и элементов подавления нежелательных видов.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Лебедев И. В.** Техника и приборы СВЧ. Т. 2. Электровакуумные приборы СВЧ / И. В. Лебедев; под ред. Н. Д. Девяткова. – М.: Высшая школа, 1972.
2. **Бут.** Магнетроны с длинным анодом. Т. 2. Электронные сверхвысокочастотные приборы со скрещенными полями / Бут; пер. с англ. под ред. М. М. Федорова. – М.: Изд. иностр. лит-ры, 1961.

Статья поступила 29 октября 2013 г.

УДК 621.372.8.049.75

СВЧ-ПРОБОЙ В МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ ПРИ ПОНИЖЕННОМ ДАВЛЕНИИ ГАЗА

В. И. Былкин, И. А. Гаврилов

ОАО «НПП «Исток» им. Шокина», г. Фрязино

Экспериментально изучены условия возникновения СВЧ-пробоя в микрополосковой линии при различных значениях атмосферного давления и уровнях СВЧ-сигнала в связи с задачей разработки транзисторных усилителей мощности для космических аппаратов.

КС: микрополосковая линия, СВЧ-пробой, мощность СВЧ-сигнала, мультипакторный (вторично-электронный) пробой

The conditions of the origin of microwave breakdown in a microstrip line at different values of atmospheric pressure and microwave signal levels were studied experimentally for the task of developing transistor power amplifiers for space vehicles.

Keywords: microstrip line, microwave breakdown, microwave signal power, multipactor (secondary electron) breakdown

В передатчиках современных космических аппаратов (КА) нередко используются твердотельные СВЧ-усилители полосковой конструкции, работающие в негерметичных корпусах, имеющих каналы во внешнее пространство открытого космоса [1]. Мощности передатчиков этих КА достигают сотен ватт, и поэтому возникает опасность СВЧ-пробоев, которые могут приводить к ошибкам передачи или даже к выходу аппаратуры из строя. В связи с этим перед разработчиками усилителей для КА стоит задача предотвращения СВЧ-пробоев во всех тестовых и рабочих режимах эксплуатации. Конструктивно модули таких усилителей имеют вентиляционные отверстия, позволяющие выравнивать давление газа снаружи и внутри. При запуске КА давление внутри модуля может меняться от атмосферного давления до космического вакуума. Внутреннее газоотделение нарушает равновесие из-за сопротивления вентиляционных отверстий, которые не могут быть заметно увеличены при жестких требованиях радиогерметичности. В результате давление газа внутри модуля усилителя мощности может длительное время на несколько порядков превосходить давление в открытом космосе. Для борьбы с этим явлением ряд иностранных фирм производит материалы с малым газоотделением [2].

При нормальном атмосферном давлении в микрополосковых линиях (МПЛ) не наблюдаются электрические пробои при всех уровнях СВЧ-мощности, используемой в КА. Если снизить давление газа до $10^{-1} \dots 10^{-2}$ мм рт. ст., то в МПЛ наступает СВЧ-пробой уже при мощности сигнала в несколько десятков ватт, который при непрерывном СВЧ-сигнале может перейти в дуговой разряд. В одном из экспериментов мы наблюдали подобный СВЧ-пробой при мощности сигнала около 50 Вт на частоте приблизительно 3 ГГц. Подложкой для МПЛ служил поликор

толщиной 0,5 мм, расстояние до экранирующей крышки корпуса составляло около 15 мм. Разряд приводил к интенсивному распылению материала МПЛ и выходу ее из строя. Следует отметить, что при снижении давления до 10^{-3} мм рт. ст. СВЧ-пробой не возникал даже при мощности приблизительно 140 Вт.

СВЧ-пробой этого вида представляет реальную угрозу для КА, но его можно предотвратить, если не подавать СВЧ-мощность, пока давление в корпусе усилителя не установится менее 10^{-4} мм рт. ст., что соответствует длине свободного пробега молекул воздуха около 45 см.

При таком и более низком давлении газа в волноводах и резонаторах иногда наблюдается вторично-электронный (мультиакторный) резонансный СВЧ-пробой, который может приводить к срыву СВЧ-колебаний и разрушению стенок полости [3]. Пробой начинается с холодной эмиссии электронов на стенке волновода с высокой напряженностью электрического поля, затем электроны ускоряются при подходящей фазе СВЧ-поля и, достигнув противоположной стенки металлической полости, вызывают вторичную электронную эмиссию. Если к этому моменту электрическое поле изменит знак и станет вновь ускоряющим, то разряд может принять лавинный характер. Мультиакторный пробой возникает при вторичной электронной эмиссии с коэффициентом, превышающим единицу, и при выполнении условия синхронизма.

Известно, что вероятность мультиакторного пробоя увеличивается при увеличении мощности проходящего СВЧ-сигнала и снижении его частоты [3]. Кроме того, для возникновения пробоя конструкция узла должна допускать свободный пролет электронов по траекториям с ускоряющим воздействием электрического поля. Столь сложные условия затрудняют теоретический анализ устойчивости МПЛ (в корпусе прибора) к СВЧ-пробою подобного типа, и решением этой проблемы может быть непосредственное физическое моделирование.

Были проведены модельные эксперименты по обнаружению мультиакторного СВЧ-пробоя в МПЛ при пониженном давлении газа в L -диапазоне. Измерения осуществлялись в вакуумной ячейке, представляющей собой стеклянную колбу с манометрической лампой. Колба соединялась через вакуумное уплотнение с металлическим фланцем, на котором располагались две микрополосковые платы, соединенные между собой и с герметичными СВЧ-вводами. В центре фланца имелся штенгель для откачки ячейки. Схема экспериментальной установки приведена на рис. 1, расположение и размеры микрополосковых плат на фланце вакуумной ячейки – на рис. 2.

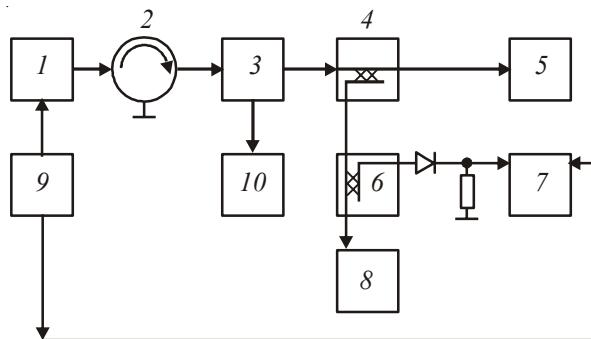


Рис. 1. Структурная схема экспериментальной установки:

1 –магнетронный генератор с модулятором; 2 –коаксиальный вентиль; 3 –вакуумная ячейка;
4, 6 –ответвители; 5 –нагрузка; 7 –осциллограф С1-103; 8 –ваттметр М3-56;
9 –генератор импульсов; 10 –вакуумметр ионизационный

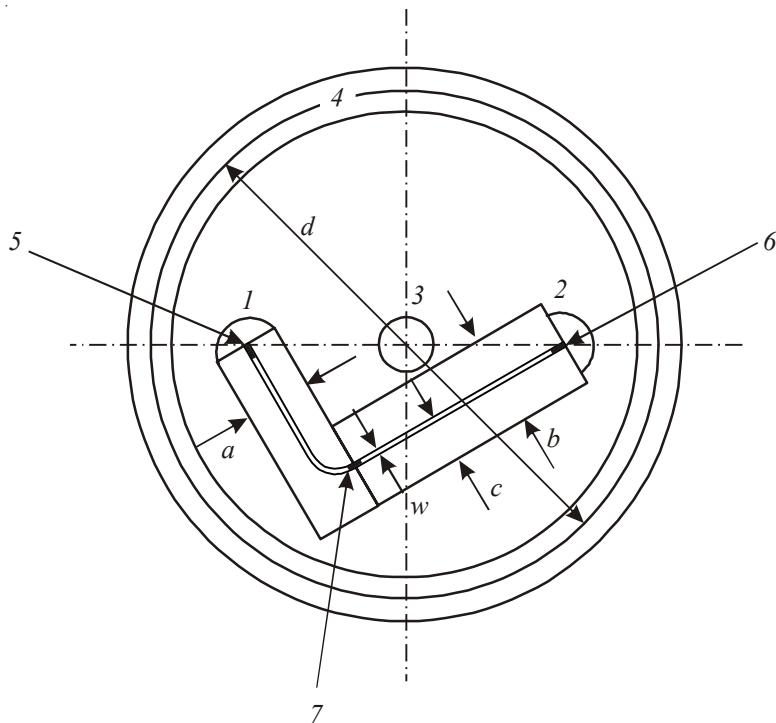


Рис. 2. Расположение микрополосковых плат на фланце вакуумной ячейки:
 $a \approx 7$ мм; $b \approx 10$ мм; $c \approx 3$ мм – наименьшее расстояние полоска до границы платы;
 $w = 0,48$ мм; $d = 55$ мм; 1 и 2 – соединители СРГ-50-884ФВ; 3 – штентель откачки;
4 – проточка для вакуумного уплотнения; 5...7 – места разварки полосков фольгой

Общие потери МПЛ вместе с вводами составили 0,38 дБ. Магнетронный генератор с частотой генерации 915 МГц позволял плавно изменять выходную мощность от 0 до 1000 Вт. С целью снижения средней рассеиваемой мощности в ячейке, особенно при возможном пробое, генератор запускался в импульсном режиме (длительность импульса – 3,5 мс, период – 10 мс внутри пачки из 5 импульсов). Период повторения импульсных пачек составлял 640 мс, так что средняя СВЧ-мощность, проходящая через МПЛ, составляла не более 25 Вт и выделялась в коаксиальной нагрузке. При этом потери СВЧ-мощности в МПЛ составляли в среднем около 3 Вт. Формирователь пачек импульсов был собран на стандартных цифровых схемах. Для развязки СВЧ-генератора с нагрузкой в коаксиальный тракт включался вентиль с низкими прямыми потерями. Между измерительной ячейкой и нагрузкой был помещен ответвитель с ответвлением около 20 дБ для измерения уровня выходной мощности и наблюдения на осциллографе огибающей СВЧ-импульсов, которые были дополнительно ослаблены еще на 20 дБ. Такой двойной контроль выходной мощности позволял визуально обнаружить как отдельные пробои внутри пачки импульсов, поскольку длительность импульса около 3,5 мс достаточна для формирования пробоя, так и множественный пробой по снижению среднего уровня выходной мощности. Именно такие внешние признаки СВЧ-пробоя означают потерю качества передачи сигналов.

В проведенных экспериментах СВЧ-пробои не наблюдались во всем диапазоне доступной СВЧ-мощности до 1000 Вт при давлении в ячейке приблизительно $2,2 \times 10^{-4}$ мм рт. ст.

Однако, начиная с уровня выходной мощности генератора 500 Вт, на краю МПЛ появлялась область свечения с размером пятна, много меньшим ширины МПЛ, которая затем исчезала при

снижении СВЧ-мощности примерно на 10 %. За время свечения (около 10 мин) давление в ячейке возросло до $3,2 \times 10^{-4}$ мм рт. ст., что свидетельствует о дополнительном газоотделении из области свечения.

При увеличении выходной мощности генератора до 1000 Вт на краях МПЛ появлялось уже несколько подобных областей свечения.

Поскольку возникновение областей свечения не сопровождалось снижением амплитуды выходных импульсов и среднего уровня выходной мощности, то можно считать, что оно не приводит к заметным дополнительным потерям в МПЛ. Возможные негативные последствия этого свечения, в частности газоотделение, могут быть установлены при дополнительных экспериментах.

Мультиакторный пробой может возникнуть не только на МПЛ и в местах стыка диэлектрических подложек, но также на любых других элементах схемы, например СВЧ-вводах. Изготовители вводов в справочных материалах обычно указывают коэффициент запаса по мультиакторному пробою [4].

По результатам проведенной работы можно заключить, что в МПЛ при конкретных описанных условиях и давлении газа примерно 10^{-4} мм рт. ст. СВЧ-пробои не возникают на частоте $f = 915$ МГц для мощности СВЧ-сигнала до 500 Вт. При дальнейшем увеличении мощности (до 1000 Вт) на краях МПЛ появляются области слабого свечения, которые не влияют на мощность проходящего СВЧ-сигнала. В этих областях, видимо, возникает слабый тлеющий разряд.

Локализация разряда на краях МПЛ обусловлена тем, что поперечная составляющая электрического поля на краю МПЛ достигает максимального значения, а в пределе при толщине МПЛ $t \rightarrow 0$ возрастает, как $1/\sqrt{x}$, где x – расстояние до края МПЛ [5].

Авторы выражают благодарность В. М. Рожкову за постановку задачи, Ю. Н. Виноградову за предоставление источника сигнала в S-диапазоне, О. А. Морозову за предоставление магнетронного генератора и А. Н. Каргину за обсуждение результатов работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Былкин, В. И.** Бортовые усилители мощности для аппаратуры «ГЛОНАСС» / В. И. Былкин, Ю. Н. Виноградов, И. А. Гаврилов, В. В. Лисс, В. М. Рожков, В. В. Тихонов, А. А. Шастин, А. К. Шестаков // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. –2013. –Вып. 3(518). –С. 54–60.
2. European Cooperation for Space Standardization. www.ecss.nl
3. **Сливков, И. Н.** Электрический пробой и разряд в вакууме / И. Н. Сливков, В. И. Михайлов, Н. И. Сидоров, А. И. Настиуха; под ред. Б. М. Гохберга. –М.: Атомиздат, 1966.
4. **Grant Robertson.** Track microwave Limited. Nov. 2008. www.trak.com
5. **Силин, Р. А.** Проектирование интегральных схем / Р. А. Силин. –М.: Медпрактика, 2012.

Статья поступила 26 августа 2013 г.

УДК 621.385.6

РАСЧЕТ ЦИКЛОТРОННОГО ЗАЩИТНОГО УСТРОЙСТВА ПО МОДЕЛИ ПОЛОСОВОГО ФИЛЬТРА

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

ОАО «НПП «Исток» им. Шокина», г. Фрязино

Представлена методика расчёта циклотронных защитных устройств по модели двух- и трёхзвенных фильтров с характеристиками по Чебышеву. Приведены графики и формулы расчёта электрического режима и ширины полосы пропускания, увеличения ширины полосы при переходе от двухзвенной к трёхзвенной модели. Определены зависимости полосы пропускания и электрического режима от допуска на пульсацию частотной характеристики. Показано, что полоса пропускания может быть увеличена в χ раз без изменения сопротивления объёмного резонатора, величины пульсаций и формы частотной характеристики путём совместного уменьшения сопротивления и добротности резонанса последовательных контуров модели в χ раз. Изложение методики сопровождается примерами расчёта моделей.

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

The method of calculating cyclotron protective devices using the model of two-section and three-section filters with Chebyshev characteristics is presented. Diagrams and equations are given for calculating electric mode and bandpass width, bandwidth enlargement when passing from two-section to three-section model. The dependences of bandpass and electric mode versus pulsation tolerance of frequency characteristics have been defined. It is shown that the bandpass can be χ time increased without the change of cavity resonator resistance, pulsation value and form of frequency characteristics by way of χ time joint decrease of resistance and Q -factor of the model serial circuits. The explanation of the method is followed by examples of model calculations.

Keywords: microwave protection, cyclotron resonance, bandpass filters, engineering calculation

1. ВВЕДЕНИЕ

Циклотронные защитные устройства (ЦЗУ) применяются для защиты приемных устройств радиолокационных систем от СВЧ-мощности высокого уровня.

ЦЗУ, как электровакуумные приборы, имеют значительно меньшее время восстановления параметров после окончания импульса входной мощности (порядка наносекунд) по сравнению с газоразрядными защитными устройствами и существенно превосходят твердотельные защитные устройства по предельно допустимой входной СВЧ-мощности (до нескольких десятков киловатт в импульсе).

Востребованность ЦЗУ для современных радиолокационных систем объясняется также малыми потерями сигнала, низким уровнем шума, линейностью амплитудной и фазовой характеристики.

В то же время обеспечение широкой полосы частот ЦЗУ при минимальных потерях сигнала является актуальной, но достаточно сложной задачей.

В статье развита методика расчёта ЦЗУ по модели двух- и трёхзвенных полосовых фильтров.

тров с характеристиками по Чебышеву и рассмотрены пути увеличения ширины полосы пропускания ЦЗУ при малых потерях сигнала.

2. ВИДЫ МОДЕЛЕЙ

Электродинамическая система ЦЗУ имеет два объёмных резонатора, которые невзаимно связаны циклотронными колебаниями пучка электронов. Каждый резонатор с электронным пучком представляет собой систему частотной фильтрации сигнала со свойствами двухзвенного фильтра. Полоса пропускания такой системы может быть увеличена введением дополнительного, третьего звена [1...3].

Примеры структурных схем модели ЦЗУ в виде двухзвенного и трёхзвенного полосовых фильтров [2, 3] представлены на рис. 1. Последовательные контуры схем моделируют сопротивление внешней нагрузки и циклотронных колебаний электронного пучка ЦЗУ. Параллельный контур моделирует объёмный резонатор ЦЗУ.

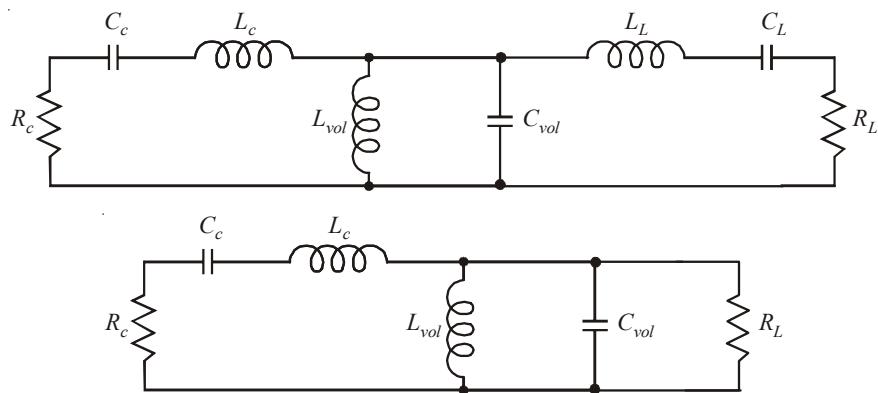


Рис.1. Структурные схемы моделей ЦЗУ:

R_c, C_c, L_c – сопротивление, индуктивность и ёмкость последовательного контура – первого звена фильтра, моделирующего сопротивление циклотронных колебаний электронного пучка; L_{vol}, C_{vol} – индуктивность и ёмкость параллельного контура – второго звена фильтра, моделирующего объёмный резонатор ЦЗУ; R_L, C_L, L_L – сопротивление, индуктивность и ёмкость последовательного контура – третьего звена фильтра, внешней нагрузки, которая связана с объёмным резонатором с помощью трансформатора сопротивлений (трансформатор на схемах не обозначен)

Элементы структурных схем – полосовых фильтров второго и третьего порядка по Чебышеву – могут быть определены по формулам из табл. П1.1 (Приложение 1).

Общим для данных фильтров является соотношение

$$\frac{Q_{vol}}{Q_c} = \frac{\Delta}{\delta}, \quad (1)$$

или, в иной форме,

$$\frac{R_c^2}{C_{vol}C_c} = \frac{\Delta}{\delta}. \quad (1a)$$

Здесь

$$Q_{vol} = \frac{R_c}{C_{vol}}, \quad Q_c = \frac{C_c}{R_c} \quad (2)$$

– отнесенные к сопротивлению R_c добротности параллельного и последовательного контуров, которыми моделированы циклотронные колебания электронов пучка и объёмный резонатор;

$$c_c = 2pf_0L_c, \quad c_{vol} = 2pf_0L_{vol} \quad (3)$$

– характеристические сопротивления последовательного и параллельного контуров; R_c – сопротивление циклотронных колебаний между ламелями резонатора на частоте резонанса; α и δ – коэффициенты, определяемые величиной пульсаций частотной характеристики фильтра (см. Приложение 1, табл. П1.2).

Для рассматриваемых моделей справедливы формулы расчёта ширины полосы ΔF и сопротивления R_c :

$$\frac{\Delta F}{f_0} = 2p\sqrt{\delta\alpha} \frac{L_{vol}}{L_c} = 2p\sqrt{\delta\alpha} \frac{c_{vol}}{c_c}, \quad (4)$$

$$\frac{\Delta F}{f_0} = 2pd\frac{c_{vol}}{R_c}, \quad (4a)$$

$$R_c = \sqrt{\frac{\alpha}{\delta}} c_c c_{vol}, \quad (5)$$

$$R_c = 2pd c_{vol} \frac{f_0}{\Delta F}. \quad (5a)$$

Коэффициенты $\alpha\delta$ и δ/α , определяющие зависимость ширины полосы ΔF и сопротивления нагрузки R_c от величины пульсаций, приведены в табл. П1.2 (см. Приложение 1).

Выражения (1)...(5) характеризуют выбранную модель с частотной характеристикой по Чебышеву в стационарном режиме колебаний при линейной передаче сигнала. Ширина полосы частот ЦЗУ, как полосового фильтра, определяется отношением характеристических сопротивлений объёмного резонатора и циклотронных колебаний с учётом выбранного значения пульсаций частотной характеристики. При этом активное сопротивление внешней нагрузки, приведенное к объёмному резонатору, равно резонансному сопротивлению циклотронных колебаний для симметричного трёхзвенного фильтра и превышает резонансное сопротивление в σ_{max} раз для асимметричного двухзвенного фильтра, где σ_{max} – наибольшее значение коэффициента стоячей волны в тракте нагрузки в полосе пропускания фильтра.

Общее выражение (4) для полосы частот определяет возможные варианты анализа зависимости ширины полосы от конструкции и режима ЦЗУ. Опорным, независимым параметром при расчёте модели может служить как характеристическое сопротивление объёмного резонатора, так и сопротивление циклотронных колебаний.

3. МОДЕЛЬ С ЗАДАННЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ ОБЪЁМНОГО РЕЗОНАТОРА

Характеристическое сопротивление объёмного резонатора является одним из недоступных для оперативной регулировки параметров ЦЗУ, в отличие от напряжения ускорения и тока электронов пучка. Ширину полосы частот ЦЗУ как функцию электрического режима для моделей

двузвенного и трёхзвенного полосовых фильтров оценим, приняв характеристическое сопротивление объёмного резонатора $\rho_{vol} = \text{const}$ в качестве независимого параметра.

Исходя из формул табл. П1.1 (см. Приложение 1), определим элементы моделей как функции конструктивных данных, электрического режима и частотной характеристики ЦЗУ: характеристического сопротивления объёмного резонатора ρ_{vol} , резонансной частоты f_0 и ширины полосы частот ΔF , которая определена по наибольшему уровню коэффициента стоячей волны σ_{max} в рабочей полосе частот (наибольшей пульсации коэффициента передачи $-S_{21}$).

Сопротивление циклотронных колебаний на частоте резонанса

$$R_c = 2p \frac{f_0}{\Delta F} \mathbf{c}_{vol}. \quad (6)$$

Индуктивность и ёмкость цепи аппроксимации циклотронных колебаний:

$$L_c = \frac{R_c}{\Delta F} \delta = 2p \delta \frac{f_0}{(\Delta F)^2} \mathbf{c}_{vol}, \quad C_c = \frac{\Delta F}{\delta (2pf_0)^2 R_c} = \frac{1}{\delta} \frac{1}{2p \mathbf{c}_{vol}} \frac{\Delta F^2}{(2pf_0)^3}. \quad (7)$$

Индуктивность и ёмкость эквивалентной схемы объёмного резонатора:

$$L_{vol} = \frac{\mathbf{c}_{vol}}{2pf_0}, \quad C_{ob} = \frac{1}{\mathbf{c}_{vol}} \frac{1}{2pf_0}. \quad (8)$$

Определим также характеристическое сопротивление среднего звена фильтра (объёмного резонатора) как функцию частотной характеристики и сопротивления циклотронных колебаний:

$$\mathbf{c}_{vol} = \sqrt{\frac{L_{vol}}{C_{vol}}} = \frac{R_c \Delta F}{2pf_0 \mathbf{d}}. \quad (9)$$

Приравнивая выражение (7) для индуктивности циклотронных колебаний L_c к данному в работе [2]:

$$L_c = k_1 R_c \frac{l}{V_0^{0.5}}, \quad (10)$$

где $k_1 = 2,6835 \cdot 10^{-7}$, установим связь напряжения ускорения с длиной ламелей и шириной полосы частот:

$$V_0 = \left(\frac{1}{\delta} k_1 l \Delta F \right)^2, \quad l = \delta \frac{V_0^{0.5}}{k_1 \Delta F}. \quad (11)$$

Обращаясь к общей формуле для резонансного сопротивления циклотронных колебаний [4]

$$R_c = 8 \frac{V_0}{I_0} \left(\frac{d}{l} \right)^2, \quad (12)$$

определим необходимый зазор между ламелями:

$$d = \frac{1}{2} \frac{\delta}{k_1} \sqrt{p \mathbf{d} \frac{f_0}{(\Delta F)^3} I_0 \mathbf{c}_{vol}}. \quad (13)$$

Условие малого зазора между ламелями объемного резонатора, необходимое для достижения широкой полосы частот, относится к числу труднореализуемых требований построения ЦЗУ. Увеличение характеристического сопротивления резонатора, тока пучка и величины пульсаций частотной характеристики, как следует из выражения (13), позволяет смягчить требования к зазору между ламелями. Построение ЦЗУ по трёхзвенной модели, в отличие от двухзвенной, согласно (13) и табл. П1.1 (см. Приложение 1), снижает требование к величине зазора от 2,16 до 1,56 раза в интервале пульсаций характеристики σ_{\max} от 1,1 до 1,5.

Исходя из выражения для L_c , приведенного в работе [2]:

$$L_c = 8 \frac{V_0^{0.5} d^2}{U_0}, \quad (14)$$

и общей формулы для резонансного сопротивления циклотронных колебаний (12), определим необходимый ток электронного пучка:

$$I_0 = 8 \left(\frac{k_1 d}{L_c} \right)^2 R_c. \quad (15)$$

4. ШИРИНА ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ДВУХ- И ТРЕХЗВЕННЫХ МОДЕЛЕЙ ЦЗУ

Исходя из общих для рассматриваемых моделей формул связи ширины полосы с параметрами модели, включая величину пульсаций частотной характеристики, определим степень расширения полосы пропускания при переходе от двухзвенной модели к трёхзвенной.

1. Ширина полосы пропускания двух- и трёхзвенных моделей по уровню КСВН σ_{\max} , согласно (4), определяется эквивалентными зависимостями:

$$\Delta F = 2p \sqrt{\delta_D \frac{L_{vol}}{L_c}} = 2p \sqrt{\delta_D \frac{c_{vol}}{c_c}} = 2pf_0 \frac{c_{vol}}{R_c} \Delta = \frac{2pf_0 \Delta}{Q_{vol}} = \frac{2pf_0 \delta}{Q_c}. \quad (16)$$

Ширина полосы ЦЗУ, как фильтра, который удовлетворяет условию (1), определяется отношением характеристического сопротивления объемного резонатора ρ_{vol} к сопротивлению колебаний R_c и величиной пульсаций частотной характеристики. Ширина полосы пропускания обратно пропорциональна добротности объемного резонатора Q_{vol} и добротности циклотронных колебаний Q_c .

При постоянной добротности объемного резонатора ($Q_{vol} = R_c/\rho_{vol} = \text{const}$) значение ширины полосы определяется коэффициентом δ . Ширина полосы модели ЦЗУ в виде двух- или трёхзвенного фильтра уменьшается по мере ограничения допустимой пульсации коэффициента стоячей волны σ_{\max} . В пределах уменьшения σ_{\max} от 1,5 до 1,1 ширина полосы ЦЗУ как двухзвенного фильтра падает в 1,64 раза, трёхзвенного – в 1,19 раза (рис. 2).

При постоянной добротности циклотронного резонанса ($Q_c = \rho_c/R_c = \text{const}$), для сравнения, ширина полосы определяется коэффициентом α и по мере ограничения допустимой пульсации уменьшается более значительно. В пределах уменьшения σ_{\max} от 1,5 до 1,1 ширина полосы ЦЗУ как двухзвенного фильтра падает в 2,24 раза, трёхзвенного – в 1,9 раза.

Ширина полосы, как следует из графиков рис. 2, наиболее сильно зависит от величины пуль-

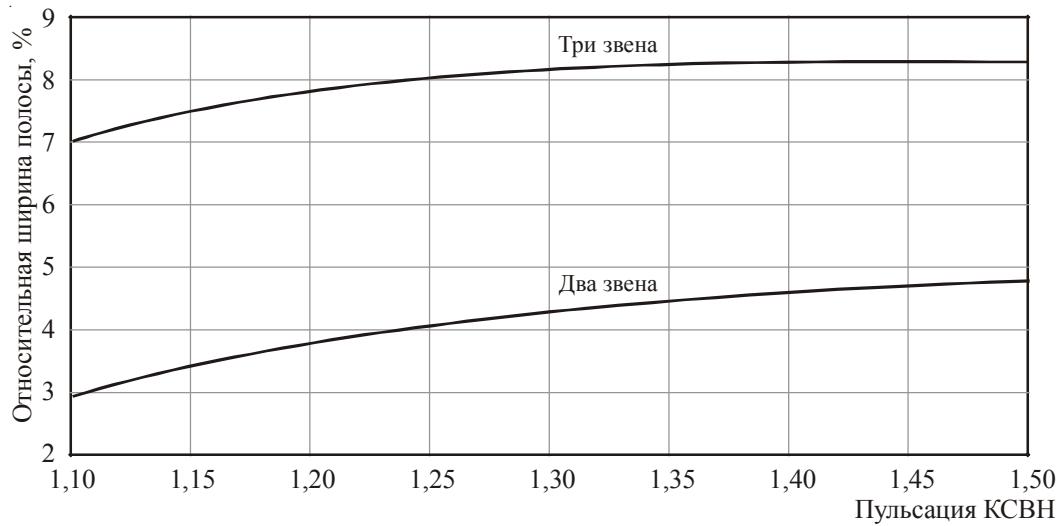


Рис. 2. Зависимость ширины полосы от пульсации коэффициента стоячей волны σ_{\max} при постоянной добротности объёмного резонатора ($\rho_{vol} = 50$, $R_c = 696$ Ом, $Q_{vol} = 13,9$)

сации в области малых допусков ($\sigma_{\max} = 1,1 \dots 1,3$). Повышение допуска на пульсацию сверх этих значений малоэффективно, особенно для трёхзвенной модели.

2. Сравним значения ширины полосы пропускания для трёх- и двухзвенных фильтров при неизменном сопротивлении объёмного резонатора ($\rho_{vol} = \text{const}$).

В практике разработок принято построение трёхзвенного ЦЗУ путём введения третьего звена в двухзвенную модель. Напомним, что двухзвенная асимметричная модель с величиной пульсаций КСВН σ_{\max} требует трансформации сопротивления внешней нагрузки к объёмному резонатору с превышением в σ_{\max} раз относительно сопротивления циклотронных колебаний R_c , тогда как в симметричной трёхзвенной модели сопротивления последовательных контуров одинаковы. Введение третьего звена в исходную двухзвенную систему при сохранении коэффициента трансформации требует увеличения сопротивления циклотронных колебаний в σ_{\max} раз: $R_{c3} = \sigma_{\max} R_{c2}$.

Определяя индуктивность последовательного контура модели, согласно (7) и (16), как

$$L_c = \frac{1}{2\rho f_0} \frac{\bar{\sigma}}{D} \frac{R_c^2}{C_{vol}}, \quad (17)$$

установим связь индуктивностей последовательного контура трёх- и двухзвенной моделей:

$$L_{c3} = L_{c2} \left(\frac{R_{c3}}{R_{c2}} \right)^2 \frac{\bar{\sigma}_3}{\bar{\sigma}_2} \frac{D_2}{D_3} = L_{c2} \left(\frac{y_{\max} R_{c2}}{R_{c2}} \right)^2 \frac{\bar{\sigma}_3}{\bar{\sigma}_2} \frac{D_2}{D_3} = L_{c2} y_{\max}^2 \frac{\bar{\sigma}_3}{\bar{\sigma}_2} \frac{D_2}{D_3}. \quad (18)$$

Обращаясь к выражению для ширины полосы пропускания (16), установим изменение полосы пропускания при введении третьего звена в двухзвенную модель:

$$\frac{\Delta F_3}{\Delta F_2} = \frac{R_{c2} D_3}{R_{c3} D_2} = \frac{R_{c2}}{y_{\max} R_{c2}} \frac{D_3}{D_2} = \frac{D_3}{D_2} \frac{1}{y_{\max}}. \quad (19)$$

Степень расширения полосы $\Delta F_3/\Delta F_2$ при введении третьего звена в двухзвенную модель ЦЗУ в зависимости от допуска на величину пульсаций КСВН показана на рис. 3.

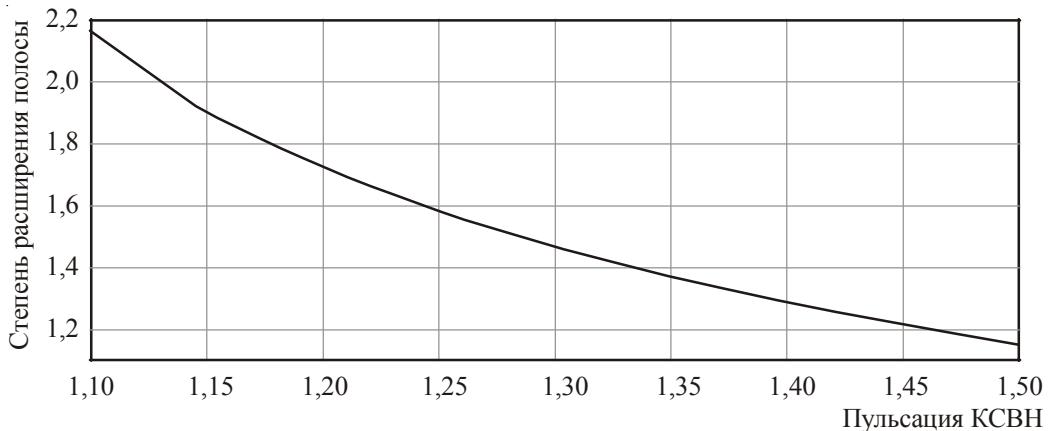


Рис. 3. Степень расширения полосы пропускания $\Delta F_3/\Delta F_2$ после введения третьего звена в двухзвенную модель ЦЗУ при $\rho_{vol} = \text{const}$ и сохранении величины связи с внешней нагрузкой

Отношение полос пропускания $\Delta F_3/\Delta F_2$ возрастает по мере уменьшения уровня пульсаций: роль третьего звена более значима на фоне падения ширины полосы двух первых звеньев. В границах уровня пульсации КСВН от $\sigma_{max} = 1,1$ до $\sigma_{max} = 1,5$ степень расширения полосы при переходе к трёхзвеному фильтру при $\rho_{vol} = \text{const}$ лежит в диапазоне 2,16...1,15 раз.

Необходимые значения сопротивления R_c и индуктивности L_c при переходе от двухзвенной к трёхзвенной модели устанавливаются регулировкой электрического режима ЦЗУ. Изменения тока и напряжения электронного пучка, согласно (15), (16) и (11), (16), при введении третьего звена определяются зависимостями:

$$\frac{I_{03}}{I_{02}} = y_{max}^3 \frac{\bar{b}_3}{\bar{b}_2} \frac{d_2}{d_3}, \quad \frac{V_{03}}{V_{02}} = \left(\frac{\bar{b}_2}{\bar{b}_3} \frac{y_3}{y_2} \frac{1}{y_{max}} \right)^2. \quad (20)$$

Соотношение токов и напряжений трёх- и двухзвенных моделей в зависимости от коэффициента стоячей волны σ_{max} показано на рис. 4.

Пример построения двухзвенной модели ЦЗУ и перехода к трёхзвенной при $\rho_{vol} = \text{const}$ приведен в Приложениях 2 и 3.

5. ВАРИАЦИЯ МОДЕЛЕЙ С ЗАДАННЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ ОБЪЕМНОГО РЕЗОНАТОРА

Режим фиксированного сопротивления объёмного резонатора $\rho_{vol} = \text{const}$ определяет частный вид общего решения, которое приведено в табл. П1.1 и П1.2 (см. Приложение 1). Отметим особенности частного решения.

Характеристическое сопротивление последовательного контура, согласно (1a), пропорционально квадрату резонансного сопротивления R_c :

$$c_c = \frac{\bar{b}}{d} \frac{R_c^2}{c_{vol}}. \quad (21)$$

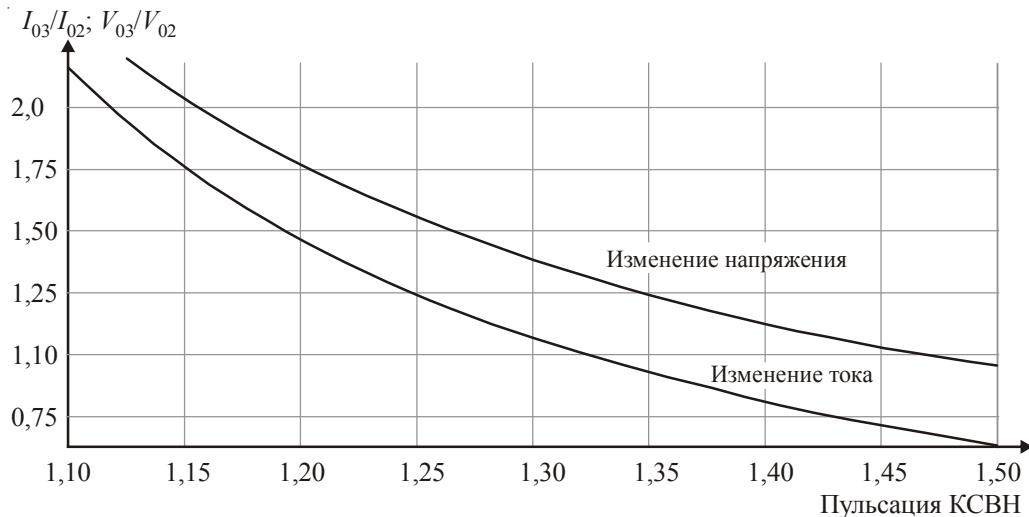


Рис. 4. Соотношения тока I_{03}/I_{02} и напряжения V_{03}/V_{02} трёх- и двухзвенных моделей в зависимости от коэффициента стоячей волны σ_{\max} при фиксированном коэффициенте связи объёмного резонатора с внешней нагрузкой

Из этого следует, что при фиксированном значении σ_{\max} полоса пропускания модели (16)

$$\Delta F = 2pd \frac{f_0 c_{vol}}{R_c} \quad (22)$$

изменяется обратно пропорционально R_c , если характеристическое сопротивление циклотронных колебаний $\rho_c = 2\pi f_0 L_c$ изменяется пропорционально квадрату R_c , т. е. добротность колебаний – пропорционально R_c :

$$Q_c = \frac{c_c}{R_c} = \frac{\delta}{d} \frac{R_c^2}{c_{vol}} \frac{1}{R_c} = \frac{\delta}{d} \frac{R_c}{c_{vol}}. \quad (23)$$

Совместное уменьшение с опорным коэффициентом $\chi < 1$ характеристического и резонансного сопротивлений последовательных контуров двух- и трёхзвенного фильтров как $\chi^2 \rho_c$ и χR_c при неизменном сопротивлении объёмного резонатора увеличивает ширину полосы в $1/\chi$ раз, не влияя на выбранный коэффициент пульсаций и форму частотной характеристики.

Необходимое соотношение характеристического $L_c = 2\pi f_0 L_c$ и резонансного R_c сопротивлений циклотронных колебаний, согласно (15) и (7), (11), достигается выбором тока и напряжения ускорения электронов пучка:

$$I_0 = 8 \left(\frac{k_1 d}{L_c} \right)^2 R_c, \quad V_0 = \left(\frac{k_1 R_c l}{L_c} \right)^2. \quad (24)$$

Для исходной (a) и результирующей (b) моделей ширина полосы, ток и напряжение ускорения при неизменных значениях ρ_{vol} , d , l соотносятся как

$$\Delta F_b = \frac{\Delta F_a}{\chi}, \quad V_{0b} = \frac{V_{0a}}{\chi^2}, \quad I_{0b} = \frac{I_{0a}}{\chi^3}. \quad (25)$$

Пример увеличения ширины полосы пропускания в $1/\chi$ раз при $\rho_{vol} = \text{const}$ и совместном

уменьшении характеристического и резонансного сопротивлений последовательных звеньев как $\chi^2 \rho_c$ и $\chi R_c = \chi R_L$ для трёхзвенной модели приведен в Приложении 4.

Зависимость относительной полосы частот $\Delta F/f_0$ от сопротивления колебаний $R_c = R_L$ для трёхзвенной модели при изменении добротности колебаний пропорционально R_c показана на рис. 5.

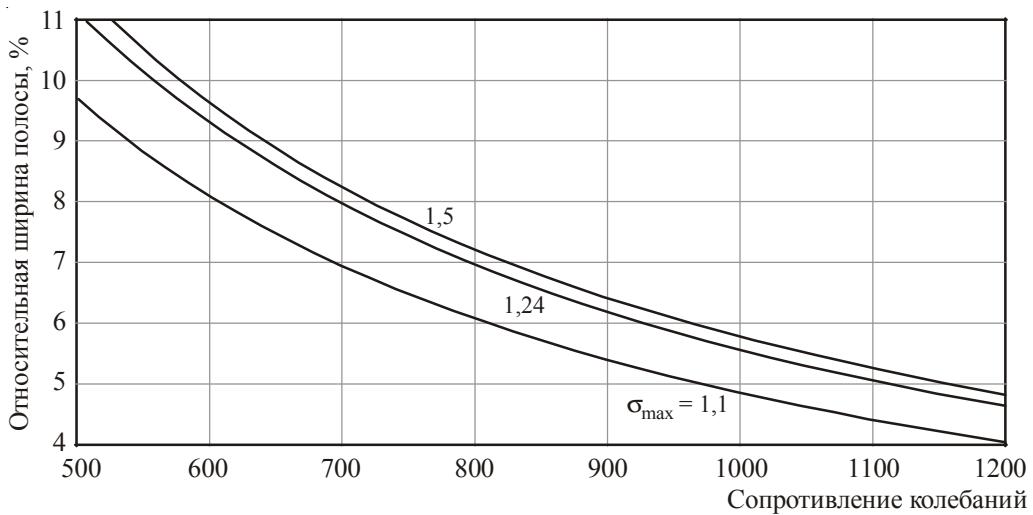


Рис. 5. Зависимости относительной ширины полосы $\Delta F/f_0$ трёхзвенной модели ЦЗУ от сопротивления колебаний R_c при $L_c = F(R_c^2)$, $\rho_{vol} = 50$ Ом = const для уровней пульсации частотной характеристики $\sigma_{\max} = 1,1; 1,24; 1,5$

Ширина полосы пропускания, как следует из рис. 5, существенно возрастает при уменьшении резонансного сопротивления циклотронных колебаний. Ограничение на малое значение сопротивления колебаний накладывается, в частности, величиной тока электронного пучка (Приложение 5).

В завершение отметим, что аналогичные расчёты, согласно формуле (1), могут быть выполнены на основе добротности циклотронных колебаний, как опорного параметра, величина которого фиксирована при оценке вариантов модели ЦЗУ. Взаимозависимость характеристического и резонансного сопротивлений циклотронных колебаний, определяемая понятием добротности, ограничивает общность таких расчётов. Пример данного подхода приведен в Приложении 6.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Расчёт ЦЗУ на основе модели двухзвенных и трёхзвенных полосовых фильтров по Чебышеву даёт возможность определить комплекс его электрических и конструктивных параметров:

- ширину полосы пропускания ЦЗУ как функцию допуска на пульсации частотной характеристики и соотношение характеристических сопротивлений последовательного и параллельного контуров,
- зависимость ширины полосы пропускания от размеров ламелей и электрического режима ЦЗУ,
- соотношение полос пропускания ЦЗУ, выполненных по моделям двух- и трёхзвенного фильтров.

Так, дополнение двухзвенного ЦЗУ третьим звеном при обычном для практики конструирования неизменном сопротивлении объёмного резонатора $\rho_{vol} = \text{const}$ позволяет увеличить полосу пропускания в пределах 2,16...1,15 раз в границах уровня пульсации коэффициента стоячей волны в тракте сигнала от $\sigma_{max} = 1,1$ до $\sigma_{max} = 1,5$.

В частности, расчёт ЦЗУ на основе модели полосового фильтра показывает следующее:

1) уменьшение добротности циклотронных колебаний при $\rho_{vol} = \text{const}$ позволяет существенно увеличить полосу пропускания: полоса частот возрастает в $1/\chi$ раз при уменьшении характеристического ρ_c и резонансного R_c сопротивлений последовательного контура циклотронных колебаний и внешней нагрузки соответственно как $\chi^2 \rho_c$ и χR_c ;

2) допуск на пульсацию коэффициента стоячей волны в пределах $\sigma_{max} = 1,2...1,3$ оптимален для снижения потерь сигнала на отражение, увеличения ширины полосы, уменьшения необходимого тока пучка.

Приведенная в статье методика аналитического расчёта моделей даёт возможность быстрого выбора вариантов конструирования ЦЗУ. Результаты аналитических расчётов определяют исходные данные последующего CAD-проектирования 3D-конструкций объёмного резонатора со встроенными ламелями, трансформатором сопротивлений и, при необходимости, находящимся вне резонатора третьим звеном системы. При этом элементы модели, характеризующие электрический режим, циклотронные колебания пучка электронов, могут быть введены в базу данных CAD-расчёта как последовательная резонансная цепь сосредоточенных элементов, что существенно упрощает ввод и процесс обработки данных при достаточной точности результатов расчёта.

Авторы выражают признательность О. И. Обрезану за доброжелательные советы по оформлению материалов статьи.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

РАСЧЁТ МОДЕЛЕЙ ЦЗУ КАК ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ ВТОРОГО И ТРЕТЬЕГО ПОРЯДКА С ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ ПО ЧЕБЫШЕВУ

Таблица П1.1

Расчёт элементов структурной схемы фильтра
по значениям ширины полосы ΔF и сопротивления нагрузки R_c

$-\Delta S_{21}$, дБ	σ_{max} , отн. ед.	Число звеньев	$L_c = \frac{R_c}{\Delta F} \alpha, \text{Гн}$	$L_{vol} = \frac{1}{\delta} \frac{R_c \Delta F}{(2\pi f_0)^2}, \text{Гн}$
			$C_c = \frac{1}{\alpha} \frac{\Delta F}{R_c (2\pi f_0)^2}, \Phi$	$C_{vol} = \frac{1}{R_c \Delta F} \delta, \Phi$
0,01	1,100747	2	0,07144348	0,06490423
		3	0,1001391	0,1544269
0,02	1,14542	2	0,0858351	0,07493691
		3	0,1151173	0,1653538
0,03	1,180954	2	0,09574802	0,08107624
		3	0,1252839	0,1710685
0,04	1,211778	2	0,1035827	0,08547915
		3	0,1332706	0,1746799

Окончание табл. П1.1

$-\Delta S_{21}$, дБ	σ_{\max} , отн. ед.	Число звеньев	$L_c = \frac{R_c}{\Delta F} \alpha, \Gamma_H$	$L_{vol} = \frac{1}{\delta} \frac{R_c \Delta F}{(2\pi f_0)^2}, \Gamma_H$
			$C_c = \frac{1}{\alpha} \frac{\Delta F}{R_c (2\pi f_0)^2}, \Phi$	$C_{vol} = \frac{1}{R_c \Delta F} \delta, \Phi$
			α	δ
0,05	1,239617	2	0,1101809	0,08888205
		3	0,1399646	0,1771660
0,06	1,265351	2	0,1159466	0,09163085
		3	0,1457980	0,1789595
0,07	1,289501	2	0,1211080	0,09391726
		3	0,1510102	0,1802890
0,08	1,312407	2	0,1258079	0,09585913
		3	0,1557750	0,1812889
0,09	1,334303	2	0,1301422	0,09753426
		3	0,1601175	0,1820449
0,1	1,355361	2	0,1341786	0,09899629
		3	0,1641819	0,1826144
0,11	1,375711	2	0,1379669	0,1002861
		3	0,1679948	0,1830380
0,12	1,395451	2	0,1415450	0,1014314
		3	0,1715950	0,1833449
0,13	1,414662	2	0,1449424	0,1024554
		3	0,1750127	0,1835571
0,14	1,433407	2	0,1481823	0,1033758
		3	0,1782719	0,1836914
0,15	1,451740	2	0,1512840	0,1042067
		3	0,1813917	0,1837606
0,16	1,469705	2	0,1542628	0,1049597
		3	0,1843882	0,1837753
0,17	1,487339	2	0,1571319	0,1056441
		3	0,1872974	0,1837436
0,18	1,504674	2	0,1599021	0,1062680
		3	0,1900616	0,1836724

Здесь $-\Delta S_{21}$ и σ_{\max} – величина пульсаций коэффициента передачи и максимальное значение коэффициента стоячей волны в пределах полосы пропускания ΔF в системе без потерь;

$$y_{\max} = (1 + \Gamma) / (1 - \Gamma), \quad \Gamma = \sqrt{1 - e^{-0,23026 S_{21}}}.$$

Сопротивление нагрузки трёхзвенного фильтра равно сопротивлению циклотронных колебаний R_c . Сопротивление нагрузки двухзвенного фильтра $R_L = R_c \sigma_{\max}$.

Коэффициенты α и δ фильтров с частотной характеристикой по Чебышеву для других значений σ_{\max} могут быть вычислены, исходя из справочных руководств, например [5...7].

Таблица П1.2

Расчёт ширины полосы $\Delta F/f_0$ и сопротивления R_c двух- и трёхзвенных моделей ЦЗУ по значениям характеристических сопротивлений объёмного резонатора ρ_{vol} и циклотронного колебания пучка электронов ρ_c

$-\Delta S_{21}$, дБ	σ_{max} , отн. ед.	Число звеньев	$\frac{\Delta F}{f_0} = 2\pi \sqrt{\alpha\delta \frac{\rho_{vol}}{\rho_c}}$	$R_c = \sqrt{\frac{\delta}{\alpha} \rho_c \rho_{vol}}$, Ом
			$\alpha\delta$	δ/α
0,01	1,100747	2	0,004636984	0,9084276
		3	0,01546418	1,542124
0,02	1,14542	2	0,006432239	0,8730330
		3	0,01903509	1,436393
0,03	1,180954	2	0,007762888	0,8467667
		3	0,02143213	1,365446
0,04	1,211778	2	0,00885416	0,8252261
		3	0,02327968	1,310716
0,05	1,239617	2	0,009793107	0,8066918
		3	0,02479697	1,265791
0,06	1,265351	2	0,01062429	0,7902850
		3	0,02609194	1,227448
0,07	1,289501	2	0,01137413	0,7754837
		3	0,02722809	1,193886
0,08	1,312407	2	0,01205984	0,7619484
		3	0,02824028	1,16378758
0,09	1,334303	2	0,01269332	0,7494439
		3	0,02914856	1,136946
0,1	1,355361	2	0,01328312	0,7377951
		3	0,02998198	1,112269
0,11	1,375711	2	0,0138362	0,7268851
		3	0,03074934	1,089546
0,12	1,395451	2	0,01435711	0,7166019
		3	0,03146101	1,068475
0,13	1,414662	2	0,01485013	0,7068702
		3	0,03212484	1,048822
0,14	1,433407	2	0,01531847	0,6976256
		3	0,03274688	1,030400
0,15	1,451740	2	0,01576481	0,6888151
		3	0,03333265	1,013060
0,16	1,469705	2	0,01619137	0,6803951
		3	0,03388599	0,9966763
0,17	1,487339	2	0,01660006	0,6723279
		3	0,0344147	0,9810257
0,18	1,504674	2	0,01699248	0,6645818
		3	0,03490901	0,9663834

Здесь $c_c = 2pf_0L_c = 16pk_1 \frac{d^2 f_0 V_0^{0.5}}{I_0 l}$; $k_1 = 2,6835 \cdot 10^{-7}$; I_0 , V_0 – ток электронного пучка и напряжение ускорения электронов; l , d – длина ламелей резонатора и величина зазора между ними [2]*.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

ПОСТРОЕНИЕ ДВУХЗВЕННОЙ МОДЕЛИ ЦЗУ ПРИ $\rho_{vol} = \text{const}$

Оценим возможность построения ЦЗУ по двухзвенной модели с центральной частотой $f_0 = 10$ ГГц, полосой частот $\Delta F = 400$ МГц по уровню $-S_{21} = 0,05$ дБ.

Выбираем для расчёта контрольную конструкцию ЦЗУ с известными из практики данными: характеристическое сопротивление объёмного резонатора $\rho_{vol} = 50$ Ом, зазор между ламелями $d = 0,1$ мм, длина ламелей $l = 2,5$ мм.

Обращаясь к группе формул (6)...(16), находим:

– сопротивление циклотронных колебаний при резонансе

$$R_c = 2p \frac{f_0}{\Delta F} \Delta c_{vol} = 2p \frac{10^{10}}{4 \cdot 10^8} 0,08888 \cdot 50 = 698,11 \text{ Ом};$$

– сопротивление нагрузки

$$R_L = y_{max} R_c = 1,24 \cdot 698,11 = 865,39 \text{ Ом};$$

– индуктивность последовательной резонансной цепи

$$L_c = \frac{R_c}{\Delta F} \delta = \frac{698,11}{4 \cdot 10^8} 0,11018 = 192,294 \text{ нГн};$$

– индуктивность параллельной резонансной цепи

$$L_{vol} = \frac{c_{vol}}{2p f_0} = \frac{50}{2p \cdot 10^{10}} = 795,77 \text{ пГн}.$$

Ток электронного пучка и напряжение ускорения (без учёта контактной разницы потенциалов [2]) определяются из выражений:

$$I_0 = 8k_1^2 d^2 \frac{R_c}{L_c^2} = 8 \left(\frac{2,6835 \cdot 10^{-7} \cdot 0,1 \cdot 10^{-3}}{192,294 \cdot 10^{-9}} \right)^2 698,11 = 108,76 \text{ мкА},$$

$$V_0 = \left(\frac{k_1 R_c l}{L_c} \right)^2 = \left(\frac{2,6835 \cdot 10^{-7} \cdot 698,11 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3}}{192,294 \cdot 10^{-9}} \right)^2 = 5,93 \text{ В}.$$

Принципиальная схема и частотная характеристика модели приведены на рис. П2.1 и П2.2.

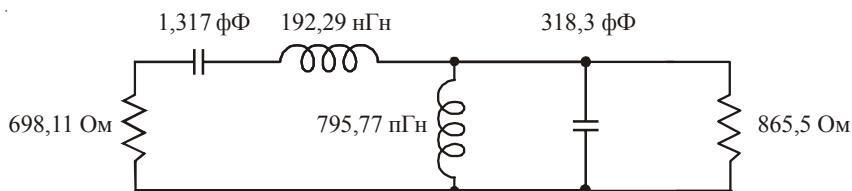


Рис. П2.1. Принципиальная схема двухзвенной модели при $f_0 = 10$ ГГц, $\Delta F = 400$ МГц по уровню пульсаций $-S_{21} = 0,05$ дБ, $\rho_{vol} = 50$ Ом, $d = 0,1$ мм, $l = 2,5$ мм

*) Выражение (12) для характеристического сопротивления ρ_c в работе [2] следует читать как

$$c_c = 16pk_1 \frac{d^2 f_0 V_0^{0.5}}{I_0 l} = 16pk_1 \frac{f_0 R_c l}{V_0^{0.5}}.$$

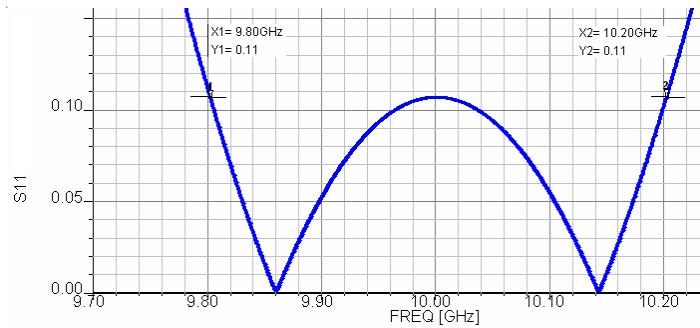


Рис. П2.2. Частотная характеристика модели двухзвенного фильтра (см. рис. П2.1).

Ширина полосы – 400 МГц по уровню пульсаций коэффициента отражения $S_{11} = 0,11$ ($-S_{21} = 0,05$ дБ)

Значения тока пучка (109 мкА) и сопротивления внешней нагрузки (866 Ом) находятся в пределах известных из практики норм. ЦЗУ по двухзвенной модели с полосой частот $\Delta F = 400$ МГц по уровню $-S_{21} = 0,05$ дБ, центральной частотой $f_0 = 10$ ГГц, сопротивлением объёмного резонатора $\rho_{vol} = 50$ Ом, длиной ламелей $l = 2,5$ мм и зазором между ними $d = 0,1$ мм может быть реализовано.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

ПОСТРОЕНИЕ ТРЕХЗВЕННОЙ МОДЕЛИ ЦЗУ НА ОСНОВЕ ДВУХЗВЕННОЙ ПРИ $\rho_{vol} = \text{const}$

Определим элементы трехзвенной модели, введя дополнительное звено в модель с двумя звенями. При неизменных сопротивлениях объёмного резонатора и внешней нагрузки построение трёхзвенной модели сводится к увеличению сопротивления R_c до величины нагрузки двухзвенного фильтра, определению индуктивности и ёмкости последовательных резонансных цепей как параметров циклотронных колебаний.

При $R_c = 865,5$ Ом, $\sigma_{max} = 1,24$, $L_{vol} = 795,77$ пГн находим:

– индуктивность последовательной цепи

$$L_c = \frac{1}{L_{vol}} \left(\frac{R_c}{2pf_0} \right)^2 \frac{6}{\Delta} = \frac{1}{795,77 \cdot 10^{-12}} \left(\frac{865,5}{2 \cdot 10^{10}} \right)^2 \frac{0,13996}{0,17717} = 188,37 \text{ нГн},$$

– ток электронного пучка и напряжение ускорения:

$$I_0 = 8 \left(\frac{k_1 d}{L_c} \right)^2 R_c = 8 \left(\frac{2,6835 \cdot 10^{-7} \cdot 0,1 \cdot 10^{-3}}{188,32 \cdot 10^{-9}} \right)^2 865,39 = 140,58 \text{ мкА};$$

$$V_0 = \left(\frac{k_1 R_c l}{L_c} \right)^2 = \left(\frac{2,6835 \cdot 10^{-7} \cdot 865,39 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3}}{188,32 \cdot 10^{-9}} \right)^2 = 9,5 \text{ В.}$$

Принципиальная схема и частотная характеристика модели приведены на рис. П3.1 и П3.2.

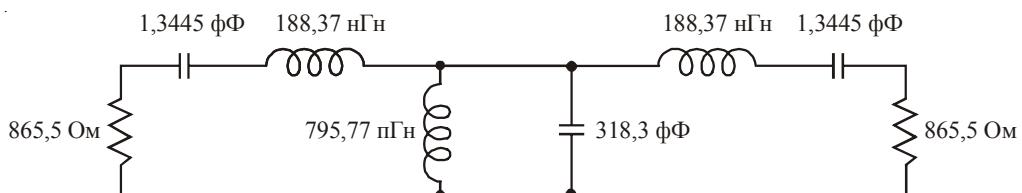


Рис. П3.1. Принципиальная схема двухзвенной модели, дополненной третьим звеном

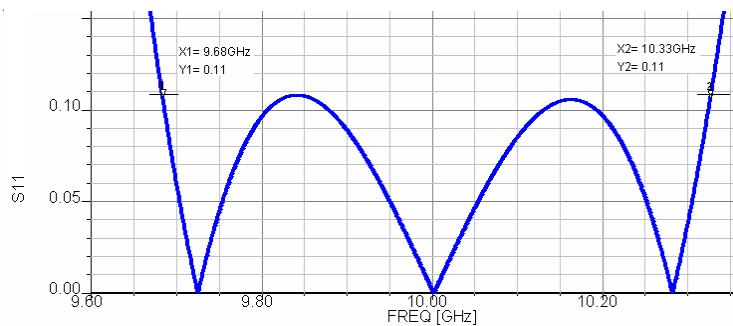


Рис. П3.2. Частотная характеристика модуля коэффициента отражения двухзвенной модели, дополненной третьим звеном. Ширина полосы частот (650 МГц) при $\Omega_{\max} = 1,24$ в 1,63 раза превышает ширину полосы исходной двухзвенной модели

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

ВАРИАЦИЯ МОДЕЛИ ЦЗУ С ЦЕЛЬЮ УВЕЛИЧЕНИЯ ШИРИНЫ ПОЛОСЫ

На примере трёхзвенной модели ЦЗУ рассмотрим изменения, которые необходимы для увеличения ширины полосы в заданное число раз путём уменьшения характеристического и резонансного сопротивлений циклотронных колебаний.

1. Примем следующие данные исходной модели: центральная частота $f_0 = 10$ ГГц, ширина полосы частот $\Delta F = 500$ МГц по уровню пульсаций характеристики $S_{21} = -0,05$ дБ, характеристическое сопротивление объёмного резонатора $\rho_{vol} = 50$ Ом, зазор между ламелями $d = 0,1$ мм, длина ламелей $l = 2,5$ мм.

Обращаясь к группе формул (6)...(16), находим элементы модели:

– сопротивление циклотронных колебаний при резонансе

$$R_c = 2p \frac{f_0}{\Delta F} d \rho_{vol} = 2p \frac{10^{10}}{5 \cdot 10^8} 0,177166 \cdot 50 = 1113,2 \text{ Ом};$$

– индуктивность последовательной цепи, аппроксимирующей сопротивление циклотронных колебаний,

$$L_c = \frac{R_c}{\Delta F} 6 = \frac{1113}{5 \cdot 10^8} 0,1399646 = 311,617 \text{ нГн};$$

– индуктивность параллельного контура, имитирующего объёмный резонатор,

$$L_{vol} = \frac{\rho_{vol}}{2p f_0} = \frac{50}{2p \cdot 10^{10}} = 795,775 \text{ пГн}.$$

Найденным значениям элементов соответствуют ток электронного пучка и напряжение ускорения (без учёта контактной разницы потенциалов):

$$I_0 = 8 \left(\frac{k_l d}{L_c} \right)^2 R_c = 8 \left(\frac{2,6835 \cdot 10^{-7} \cdot 0,1 \cdot 10^{-3}}{311,55 \cdot 10^{-9}} \right)^2 1113 = 66,1 \text{ мкА};$$

$$V_0 = \left(\frac{k_l R_c l}{L_c} \right)^2 = \left(\frac{2,6835 \cdot 10^{-7} \cdot 1113 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3}}{311,55 \cdot 10^{-9}} \right)^2 = 5,74 \text{ В.}$$

Принципиальная схема модели приведена на рис. П4.1. Частотная характеристика модели (см. рис. П4.1) показана на рис. П4.2.

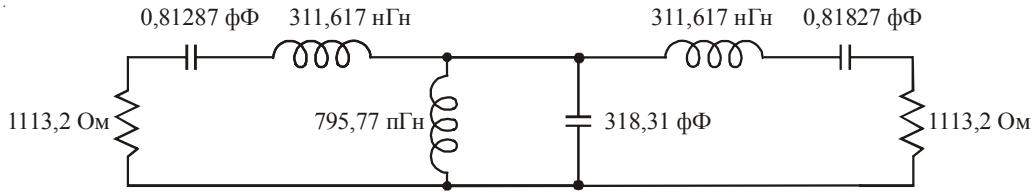


Рис. П4.1. Принципиальная схема модели при $f_0 = 10 \text{ ГГц}$, $\Delta F = 500 \text{ МГц}$
по уровню пульсаций $-S_{21} = 0,05 \text{ дБ}$, $\rho_{vol} = 50 \text{ Ом}$, $d = 0,1 \text{ мм}$, $l = 2,5 \text{ мм}$. Ток электронного пучка – 66 мкА

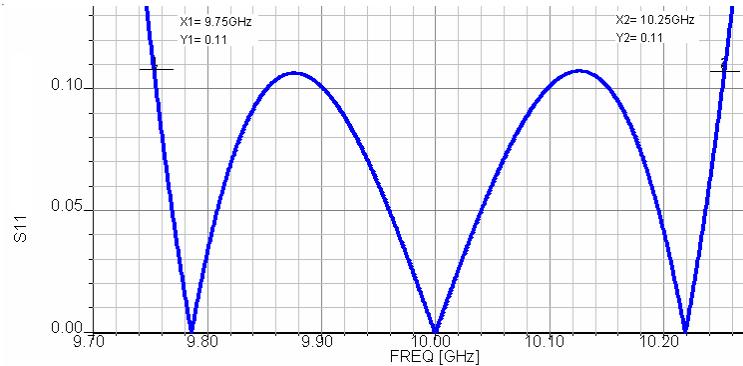


Рис. П4.2. Частотная характеристика коэффициента отражения для модели на рис. П4.1.

Ширина полосы частот по уровню $-S_{21} = 0,5 \text{ дБ}$ равна 500 МГц, $\rho_{vol} = 50 \text{ Ом}$

2. Сохраняя неизменным сопротивление объёмного резонатора ($\rho_{vol} = 50 \text{ Ом}$), определим элементы модели с шириной полосы пропускания 800 МГц, которая в 1,6 раза превышает исходное значение 500 МГц.

Сопротивление при резонансе, согласно (22), уменьшается в 1,6 раза:

$$R_{c,sec} = \frac{R_{c,pri}}{1,6} = \frac{1113,2}{1,6} = 695,75.$$

Величина сопротивления может быть определена также согласно общей формуле (6):

$$R_{c,sec} = 2\pi \frac{f_0}{\Delta F_{pri} \cdot 1,6} \delta \rho_{vol} = 2\pi \frac{10^{10}}{5 \cdot 10^8 \cdot 1,6} 0,177166 \cdot 50 = 695,73 \text{ Ом.}$$

Элементы и электрический режим модели с расширенной полосой пропускания имеют следующие значения:
– индуктивность последовательного контура

$$L_c = \frac{6}{4\pi f_0} \frac{R_c^2}{2\rho_{vol}} = \frac{0,139965}{0,177166} \frac{695,75^2}{2 \cdot 10^{10} \cdot 50} = 121,729 \text{ нГн};$$

– ток пучка электронов

$$I_0 = 8k_1^2 d^2 \frac{R_c}{L_c^2} = 8 \left(\frac{2,6835 \cdot 10^{-7} \cdot 0,1 \cdot 10^{-3}}{121,7 \cdot 10^{-9}} \right)^2 695,7 = 270,6 \text{ мкА};$$

– напряжение ускорения

$$V_0 = \left(\frac{k_e R_c l}{L_c} \right)^2 = \left(\frac{2,6835 \cdot 10^{-7} \cdot 695,7 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3}}{121,7 \cdot 10^{-9}} \right)^2 = 14,7 \text{ В.}$$

Принципиальная схема и частотная характеристика модели приведены на рис. П4.3 и П4.4.

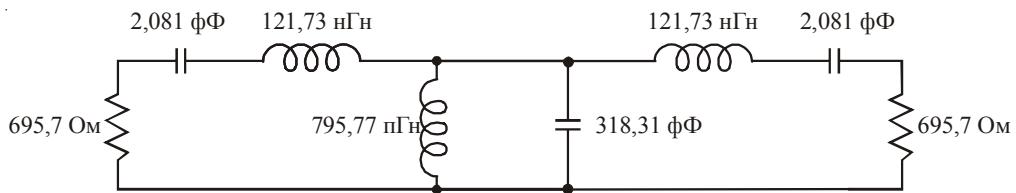


Рис. П4.3. Принципиальная схема модели с увеличенной в 1,6 раза полосой частот при $\rho_{vol} = 50$ Ом.
Ток электронного пучка – 271 мкА

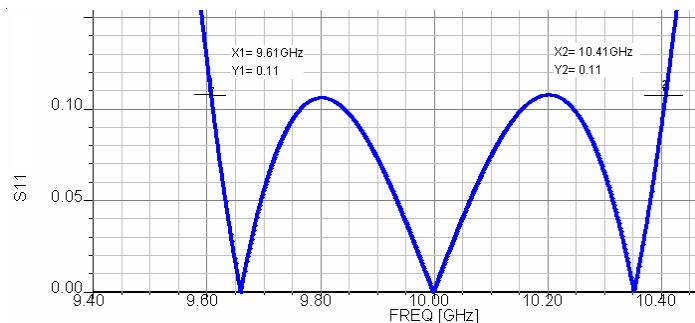


Рис. П4.4. Частотная характеристика модели с изменёнными данными циклотронных колебаний
при $\rho_{vol} = 50$ Ом. Ширина полосы частот по уровню $-S_{21} = 0,05$ дБ равна 800 МГц

Отметим, что изменение сопротивления нагрузки третьего звена требует корректировки трансформатора сопротивлений, который связывает объёмный резонатор ЦЗУ с трактом сигнала.

3. Совместное уменьшение резонансного R_c и характеристического L_c сопротивлений циклотронных колебаний соответственно в 1,6 и $1,6^2 = 2,56$ раза при неизменном значении сопротивления объёмного резонатора ($\rho_{vol} = \text{const} = 50$ Ом) позволило увеличить ширину полосы пропускания в 1,6 раза.

Вместе с тем ток электронного пучка 271 мА, необходимый для модели с возросшей шириной полосы, сравнительно велик. Величина тока может быть понижена путём увеличения характеристического сопротивления объёмного резонатора.

Принимая контрольное значение сопротивления резонатора $\rho_{vol} = 75$ Ом, для тех же данных ламелей, центральной частоты, величины пульсаций и ширины полосы 800 МГц находим:

$$R_c = 2p \frac{f_0}{\Delta F} \Delta c_{vol} = 2p \frac{10^{10}}{800 \cdot 10^8} 0,177166 \cdot 75 = 1044 \text{ Ом};$$

$$L_c = \frac{R_c}{\Delta F} \delta = \frac{1044}{800 \cdot 10^6} 0,139965 = 182,63 \text{ нГн};$$

$$L_{vol} = \frac{c_{vol}}{2p f_0} = \frac{75}{2p \cdot 10^{10}} = 1,194 \text{ нГн};$$

$$I_0 = \left(\frac{2k_1 d}{\delta} \right)^2 \frac{\Delta F^3}{p \Delta f_0 c_{vol}} = \left(\frac{2 \cdot 2,6835 \cdot 10^{-7} \cdot 0,1 \cdot 10^{-3}}{0,13995} \right)^2 \frac{(800 \cdot 10^6)^3}{p \cdot 0,177166 \cdot 10^{10} \cdot 75} = 180,4 \text{ мкА};$$

$$V_0 = \left(\frac{k_1 R_c L}{L_c} \right)^2 = \left(\frac{2,6835 \cdot 10^{-7} \cdot 1044 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3}}{182,63 \cdot 10^{-9}} \right)^2 = 14,7 \text{ В.}$$

Принципиальная схема и частотная характеристика модели с $\rho_{vol} = 75$ Ом приведены на рис. П4.5 и П4.6.

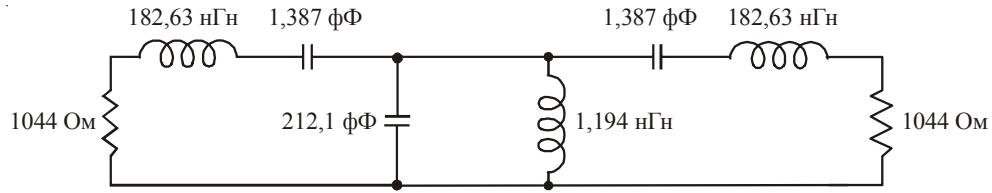


Рис. П4.5. Принципиальная схема модели с увеличенной в 1,6 раза полосой частот при $\rho_{vol} = 75$ Ом.
Ток электронного пучка – 180 мкА

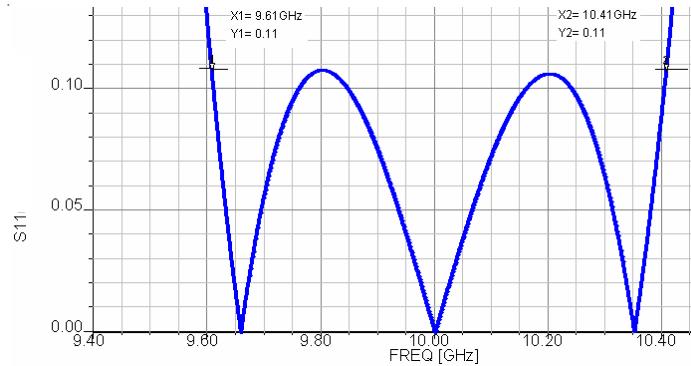


Рис. П4.6. Частотная характеристика модели со сниженным током пучка при $\rho_{vol} = 75$ Ом.
Ширина полосы частот по уровню $-S_{21} = 0,05$ дБ равна 800 МГц

ПРИЛОЖЕНИЕ 5

ЗАВИСИМОСТЬ ТОКА ПУЧКА ОТ УРОВНЯ ПУЛЬСАЦИЙ ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Одним из параметров, определяющих построение ЦЗУ, является ток электронного пучка, величина которого определяет срок службы устройства.

Величина необходимого тока определяется выражением (24). Раскрывая входящие в него значения сопротивления R_c и индуктивности циклотронных колебаний L_c , находим:

$$I_0 = \frac{1}{\delta^2 d} (2k_l d)^2 \frac{\Delta F^3}{pf_0 c_{vol}}. \quad (\text{П5.1})$$

Ток пучка пропорционален третьей степени ширины полосы, второй степени зазора между ламелями, обратно пропорционален характеристическому сопротивлению резонатора и значению центральной частоты.

Величина тока пучка зависит от допуска на пульсацию частотной характеристики (рис. П5.1).

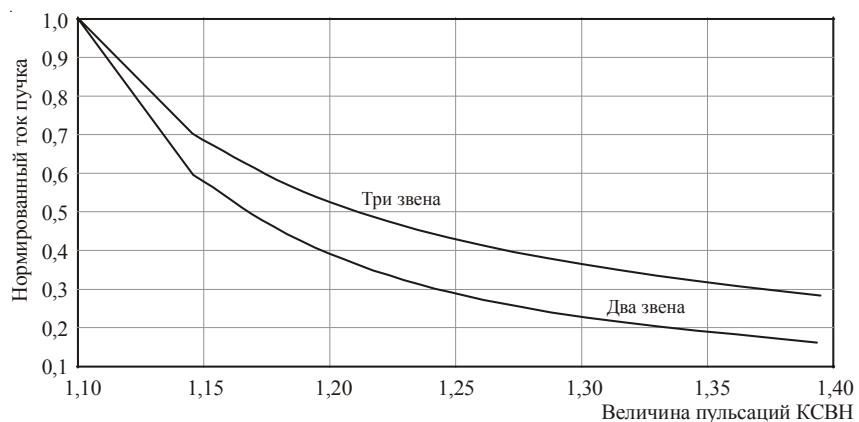


Рис. П5.1. Ток пучка, нормированный к значению при $\sigma_{max} = 1,1$, в зависимости от допуска на пульсацию частотной характеристики при $\Delta F = \text{const}$

Величина пульсаций КСВН в районе $\sigma_{\max} = 1,25 \dots 1,3$ может считаться оптимальной как для снижения необходимого тока пучка, так и для достижения достаточной ширины полосы и малых потерь сигнала.

ПРИЛОЖЕНИЕ 6

МОДЕЛЬ С ЗАДАННОЙ ДОБРОТНОСТЬЮ ЦИКЛОТРОННЫХ КОЛЕБАНИЙ Q_c

Определим расширение полосы при переходе от двухзвенной модели ЦЗУ к трёхзвенной при условии, что звенья модели с последовательным RLC -контуром, которым аппроксимированы циклотронные колебания и внешняя нагрузка, имеют равную добротность для двух- и трёхзвенной моделей фильтра: $Q_{c2} = Q_{c3}$.

Относительная ширина полосы фильтра ΔF , согласно (4), (1) и (2), является функцией добротности Q_c и коэффициента α :

$$\Delta F = \frac{\Delta F}{f_0} = 2p \frac{6}{Q_c}. \quad (6\P.1)$$

Ширина полосы пропускания ЦЗУ с заданной добротностью циклотронных колебаний $Q_c = \text{const}$ определяется допуском на величину пульсаций коэффициента стоячей волны σ_{\max} и величиной коэффициента α (рис. 6П.1)

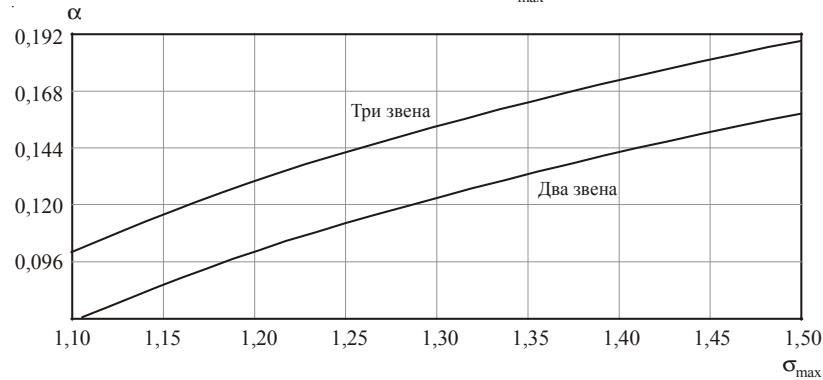


Рис. 6П.1. Ширина полосы двух- и трёхзвенной моделей ЦЗУ при $Q_c = \text{const}$ определяется зависимостью коэффициента α от величины пульсаций σ_{\max}

Отношение полос пропускания ΔF_3 и ΔF_2 трёх- и двухзвенной моделей при $Q_c = \text{const}$ характеризуется отношением соответствующих коэффициентов α_3 и α_2 :

$$\frac{\Delta F_3}{\Delta F_2} = \frac{\Delta F_3}{\Delta F_2} = \frac{6_3}{6_2}, \quad (6\P.2)$$

где α_2 и α_3 – коэффициенты табл. П1.1 для двух- и трёхзвенного фильтров.

Характеристическое сопротивление объёмного резонатора ЦЗУ для фильтров с заданной добротностью $Q_c = \text{const}$, согласно формулам (1а), (2), определяется соотношением:

$$c_{vol} = \frac{6}{d} \frac{R_c}{Q_c}. \quad (6\P.3)$$

Дополнение двухзвенной фильтрующей системы третьим звеном при $Q_c = \text{const}$, $d = \text{const}$, а также, согласно выражению (13) в работе [2], $V_0 = \text{const}$ сопровождается уменьшением тока пучка (либо характеристического сопротивления объёмного резонатора):

$$\frac{c_{vol3}}{c_{vol2}} \frac{I_{03}}{I_{02}} = \frac{(d/\delta)_2}{(d/\delta)_3} < 1. \quad (6\P.4)$$

Степень расширения полосы $\Delta F_3 / \Delta F_2$ в зависимости от величины пульсаций коэффициента стоячей волны в тракте сигнала при $Q_c = \text{const}$ и выборе тока пучка и сопротивления объёмного резонатора, согласно (5П.4), показана на рис. 6П.2.

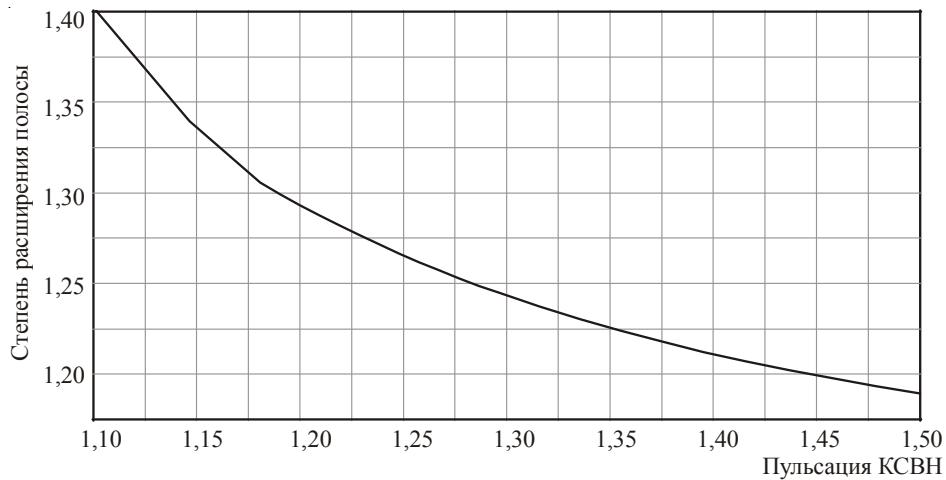


Рис. 6П.2. Степень расширения полосы пропускания $\Delta F_3/\Delta F_2$ в зависимости от величины пульсаций коэффициента стоячей волны в тракте сигнала при $Q_c = \text{const}$, $\rho_{vol} = (\alpha R_c)/(\delta Q_c)$

При фиксированной добротности циклотронных колебаний ширина полосы определяется коэффициентом α (см. рис. 6П.1) и по мере ограничения заданного уровня пульсаций заметно падает как для двухзвенной, так и трёхзвенной модели.

Отношение полос пропускания $\Delta F_3/\Delta F_2$ возрастает при уменьшении пульсаций: роль третьего звена более значима на фоне падения ширины полосы двух первых звеньев фильтра.

Степень увеличения полосы $\Delta F_3/\Delta F_2$ при $Q_c = \text{const}$ существенно меньше, чем при $\rho_{vol} = \text{const}$. В границах уровня пульсации КСВН от $\sigma_{\max} = 1,1$ до $\sigma_{\max} = 1,5$ степень расширения полосы при переходе к трёхзвеному фильтру и $Q_c = \text{const}$ лежит в пределах 40...20 %.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Патент 2453018 РФ.** Сверхвысокочастотное циклотронное защитное устройство / Ю. А. Будзинский, С. В. Быковский, В. Г. Калина. – Бюл. № 16, 2012; приоритет 05.10.10.
2. **Будзинский, Ю. А.** Расчёт рабочей полосы частот циклотронного защитного устройства / Ю. А. Будзинский, С. В. Быковский, В. Г. Калина // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2010. – Вып. 1 (504). – С. 70–87.
3. **Калина, В. Г.** Моделирование СВЧ циклотронного защитного устройства как трёхзвенного фильтра / В. Г. Калина, Ю. А. Будзинский, С. В. Быковский // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2010. – Вып. 4 (507). – С. 3–15.
4. **Dubravec, V.** Wellentheorie des Cuccia-kopplers / V. Dubravec // Arch. Elektr. Ubertrag. – 1964. – B.18, № 10. – S. 585.
5. **Альтман, Дж. Л.** Устройства сверхвысоких частот / Дж. Л. Альтман. – М.: Мир, 1968.
6. **Маттей, Д. Л.** Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи / Д. Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс. – М.: Связь, 1971.
7. **Херреро, Д.** Синтез фильтров / Д. Херреро, Г. Уиллонер. – М.: Советское радио, 1971.

Статья поступила 31 октября 2013 г.

ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.382.323

ТЕСТОВАЯ ПЛАТА ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ И КОРРЕКЦИИ НЕЛИНЕЙНЫХ МОДЕЛЕЙ МОЩНЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

А. А. Капралова, И. П. Корчагин, Л. В. Манченко, Э. В. Погорелова,
В. А. Пчелин, В. Б. Трегубов

ОАО «НПП «Исток» им. Шокина», г. Фрязино

Предложена методика коррекции нелинейных моделей мощных полевых транзисторов с помощью измерений транзисторов в тестовой плате. Разработана тестовая плата, удобная для транзисторов с большой периферией и сильной обратной связью, позволяющая уменьшить погрешность контактирования при восстановлении эквивалентных схем мощных полевых транзисторов. Методика основана на измерении одного и того же транзистора сначала в 50-омной линии, потом в согласующей цепи с известным импедансом, реализующим максимальный коэффициент усиления в рабочей точке, и в тестовой схеме, настроенной на максимум отдаваемой мощности.

КС: тестовая плата, мощный полевой транзистор, нелинейная модель

The simple correction method is presented for the non-linear models of power FET's to be adjusted by means of measurements of transistors in a test board. The technique is based on measurement of the same transistor in 50 Ohm line and then in matching networks with known impedance realizing maximum gain factor at the operating point, and in a test circuitry adjusted for the maximum of output capacity.

Keywords: test board, power FET, nonlinear model

I. ВВЕДЕНИЕ

Применение нелинейных моделей является одним из основных способов описания полевых транзисторов при проектировании усилителей мощности в наиболее распространенных современных компьютерных пакетах. Существует достаточно много способов построения нелинейных моделей транзистора, при этом подавляющее большинство общепринятых методик использует измеренные *S*-параметры транзистора (или одной ячейки транзистора) [1...3]. При этом из измеренных *S*-параметров транзистора тем или иным способом определяются параметры общепринятой эквивалентной схемы транзистора в нескольких режимах. Далее подбираются коэффициенты, описывающие нелинейные элементы так, чтобы они наилучшим образом соответствовали полученным из эксперимента.

При этом возникает ряд вопросов, связанных с точностью вычисления *S*-параметров именно самого транзистора.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Дело в том, что мощные полевые транзисторы, особенно на гетероструктурах с селективным легированием (РНЕМТ), склонны к генерации, а также обычно оказываются гораздо шире 50-омной линии, что ведет к необходимости достаточно сложной разварки. В идеале необходимо проводить зондовые измерения специальной тестовой ячейки или группы ячеек с периферией, существенно меньшей, чем общая ширина отдельной рабочей ячейки прибора. Такие измерения имеют ряд преимуществ, а именно:

- 1) при измерениях специальной тестовой ячейки транзистора генерация в ней возникает в гораздо меньшем диапазоне напряжений, как по стоку, так и по затвору, что обусловлено не согласующими и измерительными цепями, а только особенностями динамики горячих электронов;
- 2) производятся непосредственно измерения *S*-параметров самой ячейки, без индуктивностей разварки и погрешностей монтажа.

Однако для мощных транзисторов это связано с определенными трудностями или просто невозможно (например, тестовые ячейки вообще не делают при изготовлении транзистора или партия транзисторов закуплена на предприятии, которое тестовые ячейки не поставляет) и в большинстве случаев измерения производят в различного рода оправках, а транзистор или отдельную ячейку транзистора разваривают проволочками соответствующего сечения на 50-омную линию. Затем оправка с транзистором ставится в контактное устройство, где к 50-омным линиям тем или иным способом подключаются два контакта. Далее контактное устройство соединяют с измерительной установкой, с помощью которой и производится измерение *S*-параметров транзистора. При этом возникают еще три проблемы:

- 1) ячейка мощного транзистора обычно плохо согласуется с 50-омной линией, что существенно сказывается на точности измерений *S*-параметров;
- 2) плохое согласование приводит к тому, что в общие *S*-параметры транзистора, проволочек разварки и подводящих линий существенную погрешность вносит точность контактирования;
- 3) многие транзисторы, особенно при длинах затвора менее четверти микрона, при больших токах стока, несмотря на существенный перегрев, склонны к генерации (как по схемотехническим, так и по фундаментальным причинам [4]) и часть области ВАХ выпадает из обработки.

Ранее для решения двух первых проблем была разработана специальная тестовая плата [5], работа с которой продемонстрировала перспективность предложенного пути. Однако данная плата имела недостаточно широкий диапазон изменения согласующих импедансов и не позволяла получать от транзистора максимальный коэффициент усиления в интересующем диапазоне частот. По этой же причине непосредственно на той же ячейке нельзя было проверять правильность построенной нелинейной модели.

В данной статье предлагается новая тестовая плата, лишенная этих недостатков. На первом этапе процедура работы с ней очень похожа на описанную в работе [5]. Транзистор распаивается в схему (рис. 1, *а*). При этом вначале согласующие элементы к 50-омной линии не подключаются. Таким образом, проводятся стандартные измерения *S*-параметров транзистора в 50-омных линиях с точно известными длинами. Далее рассчитывают топологию согласующей цепи, которая может быть реализована на данной плате и позволяет получать для данного транзистора максимальный коэффициент усиления на частоте, близкой к 10 ГГц. В соответствии с рассчитанной топологией 50-мкм зазоры между согласующими элементами и 50-омной линией замыкаются индием (рис. 1, *б*), и вновь проводится измерение *S*-параметров.

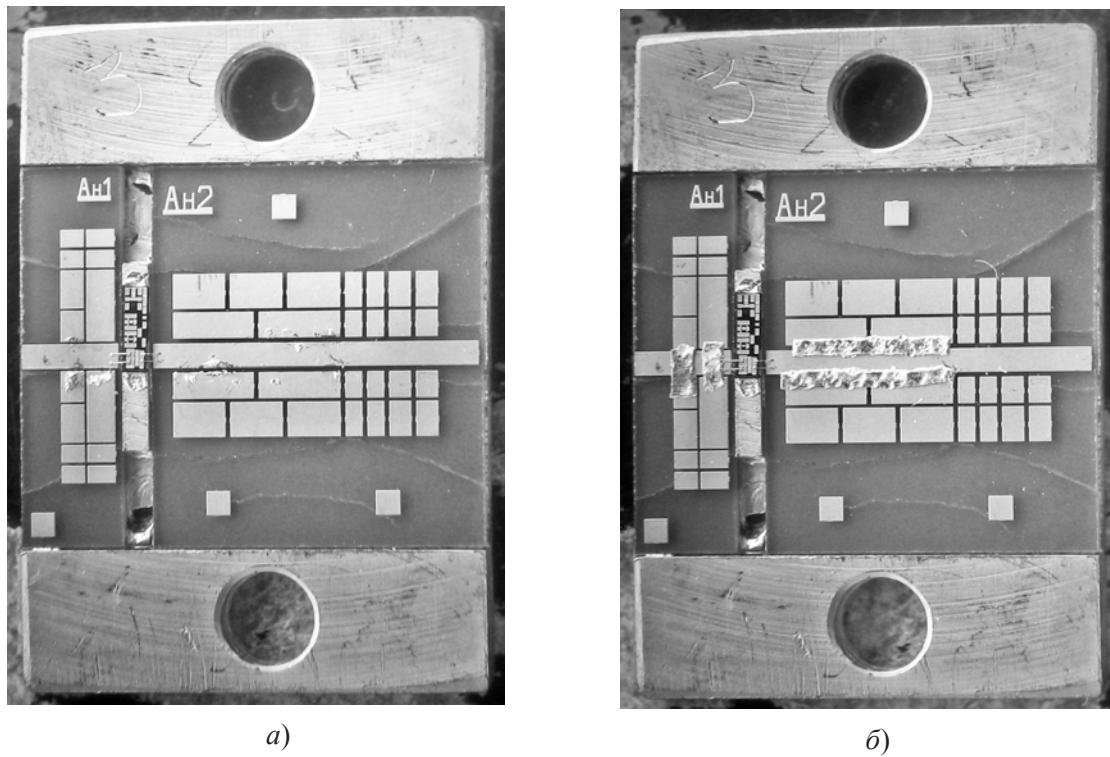


Рис. 1. Измерительная схема НПП «Исток»

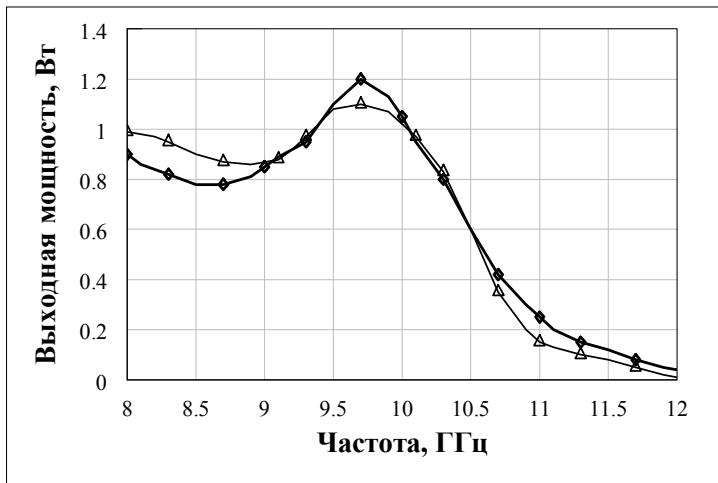
Надо отметить существенное отличие данной платы от разработанной ранее [5]: вблизи длинной 50-омной линии, на стоке, находится большое количество металлизированных площадок, что требует при расчете специальной коррекции. Таким образом, один и тот же транзистор с неизменными особенностями монтажа измеряется двумя способами: в 50-омных линиях и согласующей схеме, настроенной на максимальный коэффициент усиления. По данным измерений строится нелинейная модель транзистора. Затем на основе полученной модели производится расчет топологии, реализуемой на данной тестовой плате, для получения максимальной выходной мощности и транзистор измеряется в этой согласующей цепи. Такая процедура имеет несколько преимуществ.

Во-первых, она позволяет учесть погрешность контактирования [5].

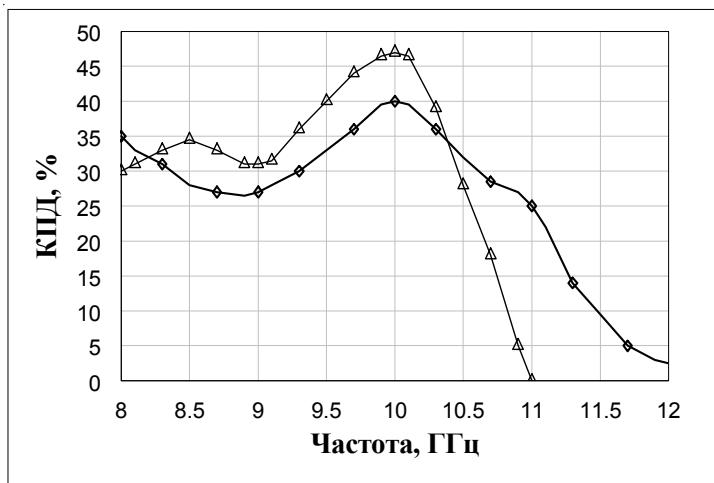
Во-вторых, оптимизация параметров эквивалентной схемы транзистора проходит как по S-параметрам, измеренным в 50-омных линиях, так и по S-параметрам, измеренным в согласующей схеме, настроенной на максимальный коэффициент усиления.

В-третьих, выходная мощность транзистора измеряется на той же плате, с теми же проволочками, дефектами и особенностями монтажа, и в случае существенного расхождения между результатами расчетов и эксперимента нелинейная модель может быть скорректирована. Например, может быть изменена аппроксимация ВАХ в области перегрева и генерации, там, где она изначально достоверно не известна.

Зависимости выходной мощности и КПД от частоты для одной ячейки мощного полевого транзистора (разработанного на НПП «Исток») с длиной «пальца» затвора 50 мкм, настроенной на максимальную мощность, приведены на рис. 2. На рис. 3, а схематично изображена схема подключения согласующих элементов для данного случая.



a)



б)

Рис. 2. Зависимости выходной мощности (а) и КПД (б) транзистора от частоты для схемы, настроенной на максимальную мощность (входная мощность – 120 мВт):
 расчет; эксперимент

Видно достаточно хорошее совпадение расчетов с экспериментом. Надо отметить, что для данного транзистора дополнительная коррекция ВАХ в области генерации не потребовалась. Кроме того, имеется возможность менять согласующую схему и дополнительно проверять соответствие расчетов и эксперимента. Пример расчета выходной мощности и КПД ячейки транзистора с длиной «пальца» затвора 50 мкм, настроенной на меньшую мощность и более широкий диапазон частот, приведен на рис. 4. На рис. 3, б показано схематичное изображение подключения согласующих элементов для данного случая.

Для широкополосной схемы также наблюдается хорошее совпадение расчетов с экспериментом.

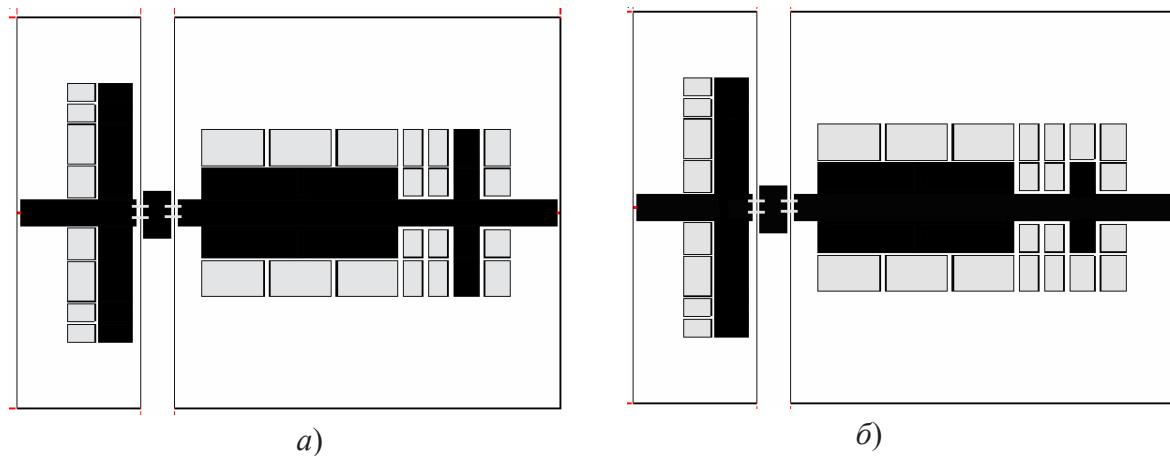
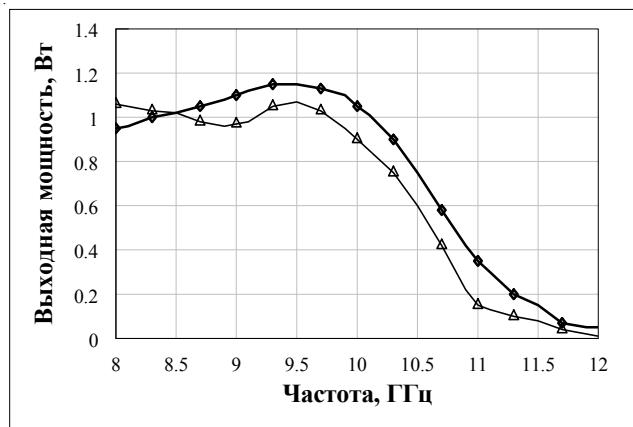
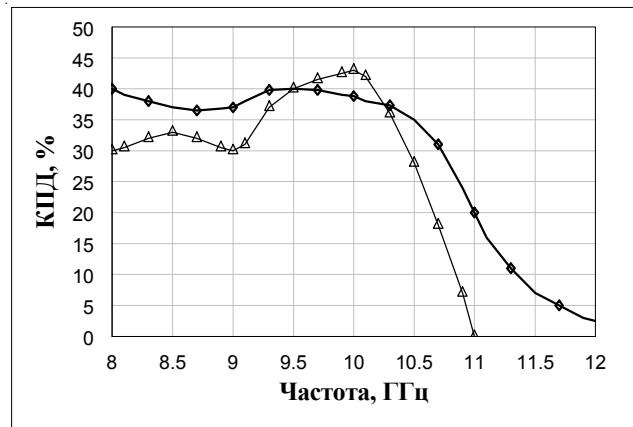


Рис. 3. Схематичное изображение подключения согласующих элементов для согласования транзистора:
а – на максимум мощности; б – на широкий диапазон частот



а)



б)

Рис. 4. Зависимости выходной мощности (а) и КПД (б) транзистора от частоты для схемы, настроенной на широкий диапазон частот (входная мощность –120 мВт):

◆ – расчет; ▲ – эксперимент

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработана тестовая плата для коррекции нелинейных моделей мощных полевых транзисторов. Предложена простая методика, позволяющая уменьшить погрешность контактирования при восстановлении эквивалентных схем мощных полевых транзисторов, тестировать и корректировать их нелинейные модели. Методика основана на измерении одного и того же транзистора сначала в 50-омной линии, потом в согласующей цепи с известным импедансом, реализующим максимальный коэффициент усиления в рабочей точке, а затем в схеме, настроенной на максимум мощности.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Кищинский, А. А.** Метод автоматизированного определения параметров линейной модели СВЧ полевого транзистора / А. А. Кищинский, Б. Б. Надеждин, Е. А. Свистов, Н. В. Шульга // Материалы 10-й Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, 2000. –С. 56–58.
2. **Дмитриенко, К. С.** Построение табличной нелинейной модели РНEMT-транзистора / К. С. Дмитриенко, Л. И. Бабак // Материалы 19-й Международной конференции «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, 2009. –С. 119–120.
3. **Климова, А. В.** Сравнение нелинейных моделей для транзисторов с субмикронным затвором / А. В. Климова, А. Н. Королев, В. М. Красник, Л. В. Манченко, В. А. Пчелин // Радиотехника. –2006. –№ 3. –С. 72–77.
4. **Кальфа, А. А.** Горячие электроны в гетероструктурах с селективным легированием / А. А. Кальфа, А. С. Тагер // ФТП. –1987. –Т. 21, вып. 8. –С. 1353–1363.
5. **Капралова, А. А.** Уменьшение погрешности контактирования при измерении параметров мощных полевых транзисторов / А. А. Капралова, В. М. Лукашин, Л. В. Манченко, А. Б. Пашковский // Радиотехника. –2011. –№ 6. –С. 72–77.

Статья поступила 26 августа 2013 г.

УДК 621.3.049.774

АНАЛИЗ МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ СВЧ ДЛЯ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ 2D- И 3D-МОДУЛЕЙ АФАР X-ДИАПАЗОНА

А. М. Темнов

ОАО «НПП «Исток» им. Шокина», г. Фрязино

Проведен анализ схем аналоговых и цифровых приемопередающих модулей АФАР и показано, что их основными элементами являются однотипные монолитные интегральные схемы СВЧ: усилитель мощности, малошумящий усилитель, защитное устройство, мощный переключатель и циркулятор. Все 2D-модули АФАР имеют планарную конструкцию и содержат в своем составе циркулятор. 3D-модули АФАР имеют объемную конструкцию и содержат в своем составе мощный переключатель вместо циркулятора. При этом показано, что 3D-модуль перспективнее 2D-модуля. Анализ не завершен и будет продолжен в следующей статье.

КС: МИС СВЧ, схемы 2D- и 3D-модулей, конструкция 3D-модуля

The analysis of block diagrams of analog and digital transmitter-receiver AFAR modules was carried out which showed that their basic elements are similar microwave monolithic integrated circuits: power amplifier, low noise amplifier, protection device, high power switch and circulator. All 2D AFAR modules have a planar design and include a circulator. 3D AFAR modules have a volume design and include high-power switch instead of circulator. It is thus shown that 3D module is more promising than 2D module. The analysis is not finished yet, it will be resumed in the following article.

Keywords: MMICs, 2D and 3D module circuits, 3D module design

Интерес к активным фазированным антенным решеткам (АФАР) см-диапазона длин волн возник в начале 60-х годов прошлого столетия, когда была создана первая монолитная интегральная схема (МИС) на кремнии. Однако утечки в кремнии не позволили создать МИС СВЧ с удовлетворительными характеристиками [1].

В начале 80-х годов прошлого столетия, после создания первых монолитных интегральных схем на арсениде галлия, интерес к созданию АФАР возник вновь.

Во второй половине 80-х годов в США была поставлена национальная программа MIMIC (1986–1996 гг.) по разработке и развитию технологической базы изготовления МИС СВЧ на основе арсенида галлия на ряде ведущих фирм США.

В противовес программе MIMIC была разработана Российская аппаратурно-ориентированная программа «МАЛАХИТ-2000» развития базовых военных технологий по созданию МИС СВЧ и многофункциональных модулей на основе арсенида галлия, предназначенных для обеспечения перспективных систем вооружения и военной техники на период 1998–2005 гг. [2].

Однако только в последние годы удалось создать МИС СВЧ на арсениде галлия и сделать на них приемопередающие модули АФАР (ППМ АФАР) с удовлетворительными характеристиками.

Это активизировало деятельность по разработке и производству МИС СВЧ для АФАР, РЭБ и высокоточного оружия для бортовых, наземных, корабельных и космических систем вооружения.

Приемопередающий модуль АФАР – основа пространственного канала обработки и формирования сигнала в АФАР. Ниже приведена схема типичного ППМ АФАР [3] (рис . 1).

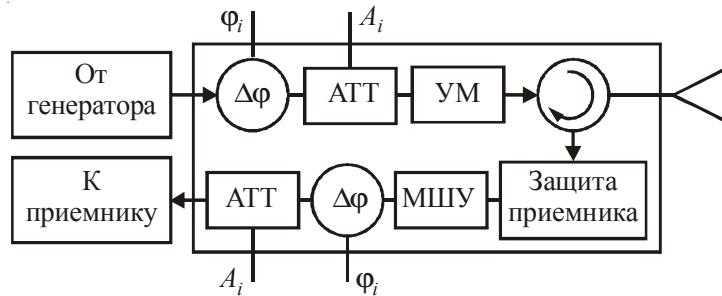


Рис. 1. Схема типичного аналогового ППМ АФАР

Основными элементами ППМ АФАР являются: усилитель мощности (УМ), малошумящий усилитель (МШУ), защитное устройство (ЗУ), фазовращатель, аттенюатор.

Разработка комплекта МИС СВЧ для приемопередающих модулей АФАР X -диапазона по-прежнему остается уникальной технической задачей, справиться с которой по силам немногим фирмам. К таким фирмам относятся в США TriQuint, M/A-COM и недавно присоединившаяся к ним фирма Mimix, в Европе – французская фирма United Monolithic Semiconductors SAS (UMS). Все они работают в этой области не один десяток лет при мощном государственном финансировании в рамках планомерного (не хаотичного рыночного) развития военной техники этих стран [4, 5]. В настоящее время ряд зарубежных фирм освоили промышленный выпуск. В частности, фирмы M/A-COM (США), TriQuint (США), UMS (Франция), Hittite (США) и Mimix Asia (Тайвань) [6] рекламируют комплекты МИС СВЧ на GaAs для радиоаппаратуры систем военного назначения, специально разработанные для ППМ АФАР X -диапазона длин волн (рис. 2 и 3).

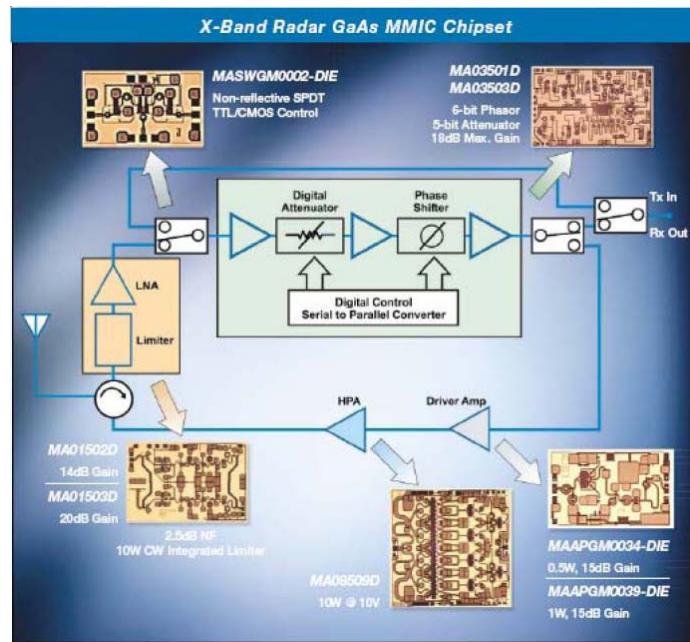


Рис. 2. Комплект МИС, серийно выпускаемых для ППМ АФАР X -диапазона фирмой M/A-COM (США)

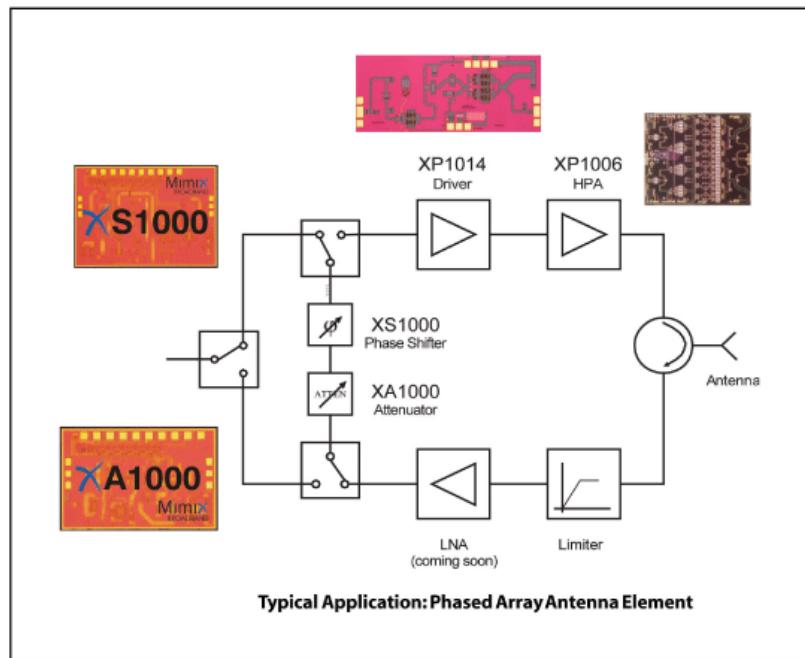


Рис. 3. Комплект МИС, серийно выпускаемых для ППМ АФАР X-диапазона фирмой Mimix Asia (Тайвань)

Комплекты содержат: малошумящий усилитель с защитным устройством, предварительный и выходной усилители мощности, аттенюатор, фазовращатель и переключатели.

Российские предприятия: ФГУП «НПП «Исток», НИИ «Пульсар», НИИ «Салют», ОКБ «Окта́ва», НПО «Светлана», ПО «Планета», НПФ «Микран» и другие – также освоили промышленный выпуск GaAs монолитных СВЧ-схем для радиоаппаратуры систем военного назначения. В частности, на ФГУП «НПП «Исток» разработан комплект МИС (рис. 4), предназначенный для ППМ АФАР X-диапазона [7].

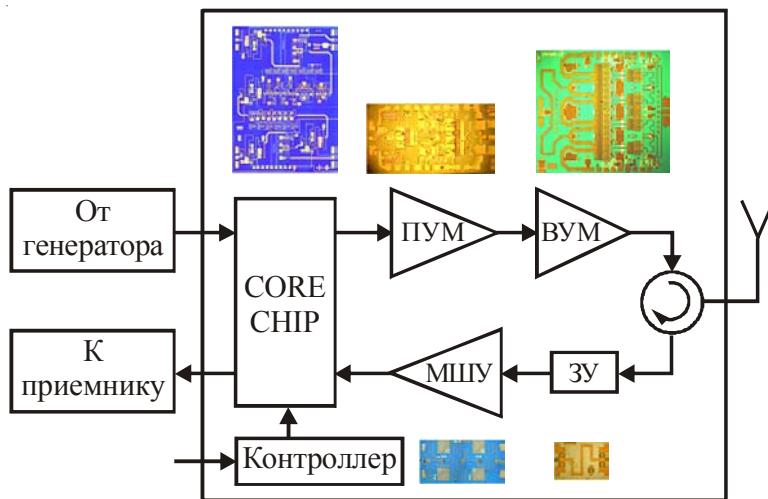


Рис. 4. Комплект МИС СВЧ для ППМ АФАР X-диапазона, серийно выпускаемых на ФГУП «НПП «Исток»

Модуль ППМ содержит следующий комплект МИС СВЧ: выходной усилитель мощности (УМ), предварительный усилитель мощности (ПУМ), МШУ, ЗУ, CORE CHIP (фазовращатель, аттенюатор).

Наряду с аналоговыми АФАР развиваются цифровые АФАР с ЦАП и АЦП (рис. 5) и АФАР с оптоэлектронными преобразователями (рис. 6). Различие между ними заключается в методах обработки информации [8].

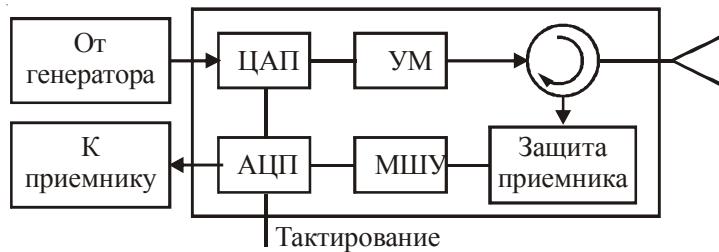


Рис. 5. Схема типичного цифрового приемопередающего модуля АФАР

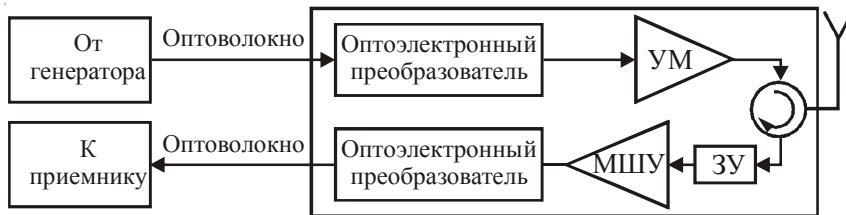


Рис. 6. Схема цифрового приемопередающего модуля АФАР с оптоэлектронными преобразователями

Анализ состава ППМ аналоговых и цифровых АФАР показывает, что все они имеют два канала (приемный и передающий) и содержат общие однотипные МИС СВЧ: УМ, МШУ, ЗУ, а также циркулятор.

Вместе с тем все ППМ АФАР имеют три ключевые проблемы.

Первая проблема – большая рассеиваемая мощность из-за низкой эффективности УМ, КПД меньше 40 %. В результате АФАР выделяет большое количество теплоты, которая должна быть рассеяна, чтобы предохранить УМ передатчика от перегрева. Традиционное охлаждение воздухом плохо подходит при высокой плотности упаковки модулей АФАР, в результате чего современные АФАР охлаждаются только жидкостью. Типичная жидкостная система охлаждения использует насосы, вводящие хладагент через каналы в антенну к каждому модулю ППМ и выводящие затем его к теплообменнику.

Вторая проблема – высокая стоимость массового производства модулей. Для радара истребителя, требующего от 1000 до 1800 модулей, стоимость АФАР становится неприемлемой, если модули стоят больше чем 100 долл. каждый. В настоящее время модули стоят приблизительно 2000 долл., что не допускает массового использования АФАР. Однако стоимость таких модулей и МИС СВЧ постоянно уменьшается, поскольку себестоимость их разработки и производства постоянно снижается.

Третья проблема – габаритные размеры ППМ АФАР определяются возможностью размещения их в антенной решетке, поскольку для исключения побочных максимумов излучения при сканировании шаг решетки не должен превышать $\lambda/2$, где λ – длина волны в свободном про-

странстве. Поэтому при разработке ППМ АФАР возникает задача их миниатюризации, которая усложняется по мере укорочения длины волны. Именно высокие массогабаритные характеристики ППМ не позволяют сегодня сделать легкие, тонкие и компактные ППМ АФАР.

Несмотря на недостатки, АФАР превосходят обычные радарные антенны почти во всех отношениях, обеспечивая более высокую следящую способность и надёжность.

Поэтому основной задачей является совершенствование комплекта МИС СВЧ для ППМ АФАР, а именно: УМ, МШУ, ЗУ, мощного переключателя.

Давно уже были попытки изготовить все СВЧ-элементы ППМ АФАР на одном кристалле и избавиться от циркулятора, заменив его переключателем. Однако этому препятствовали низкий процент выхода годных МИС СВЧ на арсениде галлия при увеличении площади кристалла и тепловой перегрев МШУ от мощного усилителя из-за низкой теплопроводности арсенида галлия.

Развитие МИС СВЧ на нитриде галлия и подложке из карбида кремния позволило решить эту проблему [9].

Фирмой Fujitsu Laboratories Ltd. (Япония) создан однокристальный GaN-приемопередатчик с выходной импульсной мощностью 6,6 Вт на частоте 10,5 ГГц (рис. 7).

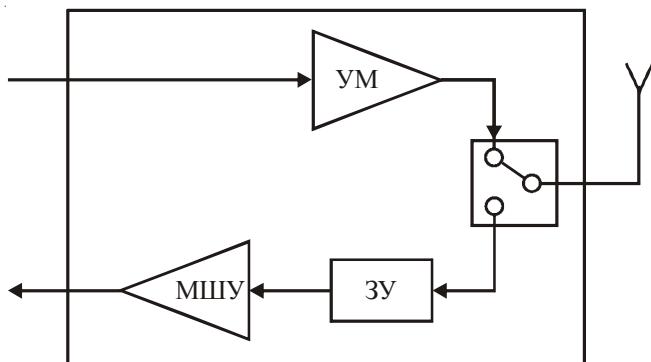


Рис. 7. Перспективная однокристальная МИС СВЧ для ППМ АФАР
3-см диапазона длин волн

Однокристальная МИС СВЧ содержит ВУМ, МШУ, ЗУ и переключатель на одном кристалле нитрида галлия, помещенном на полуизолирующей подложке из карбида кремния.

Переход от арсенида галлия к нитриду галлия намечался давно, но было много проблем со стабильностью работы транзисторов на нитриде галлия. Успехи последних лет говорят за то, что проблемы преодолены, а транзисторы на нитриде галлия вышли на уровень серийного производства и имеют удельную выходную мощность и напряжение питания в пять раз выше, чем аналогичные транзисторы на арсениде галлия.

Однокристальная МИС СВЧ для ППМ АФАР позволяет исключить все проволочные межсоединения и неоднородности, возникающие пристыковке отдельных кристаллов, обеспечивает высокую повторяемость фазовых и амплитудных характеристик отдельных модулей, так необходимую для правильного пространственного сложения мощности, при одновременном повышении надежности и улучшении массогабаритных характеристик.

На базе однокристальной МИС СВЧ для ППМ АФАР, содержащей УМ, МШУ, мощный переключатель и ЗУ, можно будет строить как аналоговые, так и цифровые АФАР нового поколения.

Мировая тенденция развития ППМ АФАР – это движение от конструкции тяжелых и громоздких 2D-модулей [10] к конструкции легких и компактных 3D-модулей. Идея создания 3D-модуля зародилась давно и была рассмотрена специалистами на очередном «островном» совещании ФГУП «НПП «Исток» в 2002 году, однако ее реализация затянулась. Понятно, что именно 3D-модули обеспечивают решение всех тех проблем, которыми страдают 2D-модули.

Первая и главная проблема – отвод тепла. В 2D-модулях для отвода тепла используется жидкостная система охлаждения. Для этого в модуле выполнены два отверстия, через входное отверстие жидкость с помощью нагнетающего насоса поступает в модуль для охлаждения, а через выходное – подается к теплообменнику, сбрасывающему тепло в окружающую среду. При этом уплотнения для подачи жидкости в отверстия в каждом 2D-модуле должны быть очень надежными, чтобы не допустить протечки жидкости из системы охлаждения, так как протечка жидкости даже в одном 2D-модуле может привести к потере всей охлаждающей жидкости, перегреву всех модулей и отказу АФАР в целом.

Вторая проблема – это габаритные размеры 2D-модуля. Для исключения побочных максимумов излучения при сканировании шаг решетки не должен превышать $\lambda/2$, где λ – длина волны в свободном пространстве, поэтому приходится устанавливать 2D-модули перпендикулярно (угол 90 град) на полотно антенны с обратной стороны. Поскольку отдельные модули могут выйти из строя, их замена – сложная и трудоемкая операция, так как с обратной стороны антенны находятся все соединительные провода и кабели от всех модулей, поэтому при замене одного модуля можно повредить соседние.

3D-модуль устанавливается на лицевую сторону антенны плашмя, поэтому его геометрические размеры ($l \times b \times h$) в плоскости (l, b) не должны превышать $\lambda/2$ по каждой стороне модуля и, следовательно, модуль может расти только в высоту h . Для отвода тепла от 3D-модуля используется само полотно антенны, которое имеет жидкостную систему охлаждения. Через входное отверстие охлаждающая жидкость подается в каналы антенны с помощью нагнетающего насоса, а через выходное отверстие охлаждающая жидкость поступает к теплообменнику, сбрасывающему тепло в окружающую среду. Таким образом, в полотне антенны с 3D-модулями всего два отверстия – для ввода и вывода охлаждающей жидкости, а не тысячи, как с 2D-модулями, и соответственно надежность АФАР выше. Кроме того, 3D-модули устанавливаются на лицевую сторону антенны, поэтому заменить их в случае выхода из строя намного легче, чем 2D-модули.

Главное в конструкции – 3D-модуль представляет собой решетку размерностью 2×2 и размерами в плоскости антенны $l \times b$, равными λ по каждой стороне модуля; по высоте h модуль имеет «четыре этажа». На первом этаже, лежащем на плоскости антенны, находится УМ, МШУ, мощный переключатель и ЗУ; на втором – фазовращатели, аттенюаторы, переключатели и драйверы; на третьем – фильтры питания; на четвертом – излучающая антенна.

Соединение между этажами осуществляется с помощью штырей, через которые передаются питающее напряжение, сигналы управления и СВЧ-сигналы от этажа к этажу, при этом штыри, на которые нужно подавать питание, управление и СВЧ, выходят в виде штыревых контактов «папа» с нижней стороны первого этажа 3D-модуля. Конечно, желательно, чтобы штыревых контактов было как можно меньше – питание, управление и СВЧ.

К примеру, 3D-модуль 2×2 X-диапазона будет иметь размеры $30 \times 30 \times 8$ мм, при этом на каждый этаж приходится по 2 мм.

В полотне антенны под каждый модуль делаются гнезда «мама» в полном соответствии со штыревыми контактами «папа» с нижней стороны модуля 3D.

3D-модуль, установленный в гнезда, будет держаться. Однако для обеспечения теплового контакта 3D-модуль крепится к полотну антенны четырьмя винтами посредством резьбовых отверстий в полотне антенны. Основное тепло в 3D-модуле выделяется именно на первом этаже, поэтому так важно обеспечить хороший тепловой контакт с полотном антенны. Для улучшения теплового контакта между модулем и полотном антенны устанавливается золоченая прокладка из мягкой меди толщиной 50 мкм. Корпус 3D-модуля и полотно антенны также должны быть позолочены для обеспечения надежного теплового и электрического контакта между ними.

Очень важно минимизировать количество монолитных схем СВЧ и других компонентов, входящих в модуль, чтобы сделать 3D-модуль легким и компактным. При этом надо помнить, что 3D-модуль неразборный и, если он выходит из строя, восстановлению не подлежит.

С обратной стороны антенны зеркально к 3D-модулю крепится обеспечивающий модуль, на котором расположены гнезда «мама» (в полном соответствии со штыревыми контактами «папа», находящимися на нижней стороне модуля 3D), а также размещены модуляторы, цепи питания, развязки и выходные разъемы.

Обеспекивающий модуль крепится к полотну антенны четырьмя винтами посредством тех же резьбовых отверстий в полотне антенны, что и 3D-модуль.

Таким образом, конструкция 3D-модуля в корне отличается от конструкции 2D-модуля, приведенной в литературе [11].

3D-модуль должен быть легким и компактным и содержать в своем составе только необходимый минимум МИС СВЧ, и, главное, никаких винтовых разъемов, никакого корпуса, только этаж на этаже, с антенной на верхнем этаже и теплоотводом и выводами на первом этаже. Конструкция такого 3D-модуля приведена на рис. 8.

В настоящее время в состав каждого модуля 2D входит циркулятор, который имеет малые прямые потери (не более 0,5 дБ) и обратные потери не менее 30 дБ. Однако циркулятор в 3D-модуль не поставишь, необходимо применять мощный переключатель.

Самый лучший известный монолитный переключатель типа TGS2352-2 изготавливает американская фирма TriQuint, он имеет в X-диапазоне прямые потери 1 дБ и обратные потери 35 дБ.

Для сравнения: при входной мощности 10 Вт потери в циркуляторе составят 1 Вт, а потери в переключателе типа TGS2352-2 – более 2 Вт. Проигрыш в два раза – это много, так как в усилителях мощности идет борьба за десятые доли ватт выходной мощности. Вместе с тем 3D-модули перспективнее 2D-модулей и целесообразно начать работу по созданию 3D-модуля уже сегодня.

Продолжение анализа МИС СВЧ для приемопередающих 2D- и 3D-модулей АФАР X-диапазона в следующей статье.

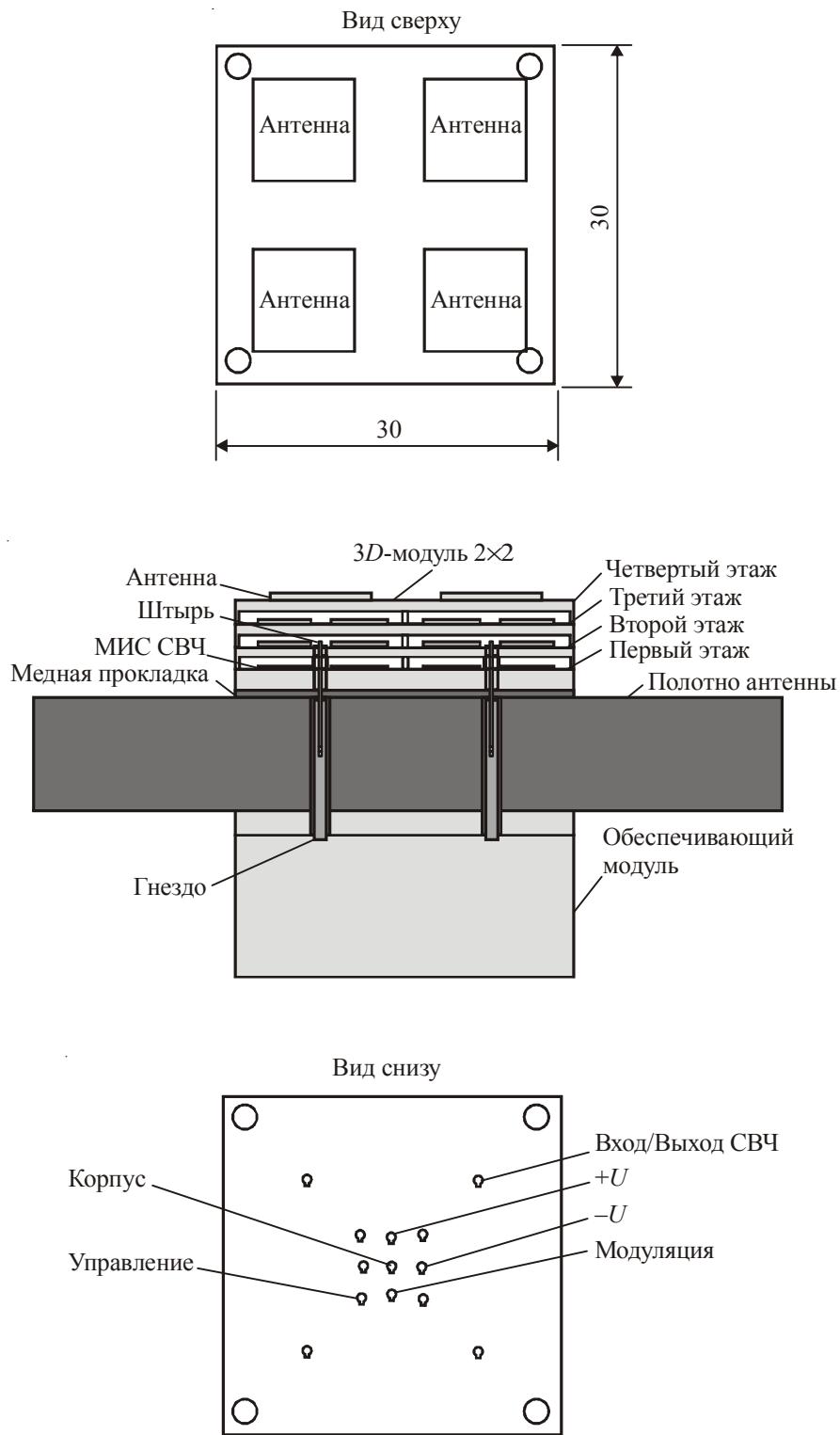


Рис. 8. Конструкция приемопередающего 3D-модуля X-диапазона и способ его крепления на полотно антенны АФАР

ЛИТЕРАТУРА

1. Основные этапы развития приемопередающих модулей АФАР // Новости СВЧ-техники: информ. сб. – Фрязино: ФГУП «НПП «Исток». – 2012. – Вып. 1. – С. 1–6.
2. Аппаратурно-ориентированная программа «МАЛАХИТ-2000» развития базовых военных технологий по созданию монолитных интегральных схем СВЧ и многофункциональных модулей на основе арсенида галлия, предназначенных для обеспечения перспективных систем вооружения и военной техники на период 1998–2005 г.
3. Активная фазированная антенная решетка // Википедия.
4. **Викулов, И.** Технология GaAs монолитных схем СВЧ в зарубежной военной технике / И. Викулов, Н. Кичаева // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – 2007. – № 2. – С. 56–61.
5. **Викулов, И.** GaN-технология – новый этап развития СВЧ-микросхем / И. Викулов, Н. Кичаева // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – 2007. – № 4. – С. 80–85.
6. Информационные материалы фирм Hittite, M/A-COM, Mimix Asia, TriQuint, UMS.
7. **Михальченков, А. Г.** Транзисторы и интегральные схемы СВЧ: конструкция и технология изготовления / А. Г. Михальченков, А. М. Темнов // Фрязинская школа электроники. К 80-летию электронной промышленности в наукограде Фрязино. – М.: ООО Издательство «Янус-К», 2012. – С. 296.
8. Цифровая антенная решётка // Википедия.
9. Однокристальный GaN-приемопередатчик с выходной импульсной мощностью 6,6 Вт на частоте 10,5 ГГц // Новости СВЧ-техники: информ. сб. – Фрязино: ФГУП «НПП «Исток». – 2013. – Вып. 7. – Стр. 1–6.
10. Основные этапы развития приемопередающих модулей АФАР // Новости СВЧ-техники: информ. сб. – Фрязино: ФГУП «НПП «Исток». – 2012. – Вып. 11. – С. 1–7.
11. Новый подход к проектированию приемопередающих модулей АФАР // Новости СВЧ-техники: информ. сб. – Фрязино: ФГУП «НПП «Исток». – 2012. – Вып. 10. – С. 9–13.

Статья поступила 10 декабря 2013 г.

УДК 621.396.67

МНОГОЛУЧЕВАЯ СВЧ АНТЕННАЯ РЕШЁТКА С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ КОНТРОЛЕМ ОБОЗРЕВАЕМОГО ПРОСТРАНСТВА

С. А. Перегонов

ОАО «НПП «Исток» им. Шокина», г. Фрязино

Предлагается конструкция СВЧ фазируемых многолучевых антенн, реализуемая путём использования распределённых микрополосковых сумматорно-разделяющих линий передачи сигналов с полупроводниковыми усилительными и переключающими активными элементами. Эта решётка формирует взаимно увязанный веер (пучок) лучей, обеспечивающий непрерывный, параллельный, полный контроль всего обозреваемого пространства в широких телесных углах (до 120×120 град). Число одновременно формируемых лучей может достигать сотен и тысяч единиц и во много раз превышает число используемых модулей, что определяется рабочей частотой, шагом решётки и параметрами волнопроводящих структур. Такие ФАР могут работать в пассивном, полуактивном и активном режимах. Формирование лучевой структуры ФАР не требует использования управляющих ЭВМ для формирования лучей, но увеличивает объём обработки многоканальных потоков получаемой информации от всех лучей при работе в составе РЛС.

КС: РЛС, обзор пространства, радиовидение, многолучевые ФАР, АФАР, параллельный обзор

A structure of microwave phased multiple-beam antennas realized by way of using distributed microstrip adding-separating lines of signal transmission with semiconductor amplifying and switching active elements has been suggested. This array forms mutually-tied fan (cluster) of beams providing continuous parallel comprehensive control over the whole observable space in wide solid angles (up to 120×120 degr.). The number of simultaneously formed beams can reach hundreds and thousands of units and many times increases the number of used modules which is defined by operating frequency, array spacing and parameters of wave-conducting structures. Such phased arrays can operate in passive, semi-active and active modes. The forming of phased array beam structure does not require the use of control computers, but increases the volume of processing multichannel flows of information received from all beams when operating within radar.

Keywords: radar, space observation, radio-wave imaging, multiple-beam phased arrays, active phased arrays, parallel observation

Предлагаемое новое техническое решение проблемы разработки многолучевой СВЧ антенной решётки с параллельным контролем обозреваемого пространства является комбинацией способов формирования лучей с помощью фазовых сдвигов в каналах модулей и использования квазиоптической фокусирующей системы [1].

К прототипам предлагаемого решения можно отнести патенты [2, 3].

В известных ФАР с фазовым формированием положения луча выходные сигналы модулей 1 (рис. 1, а) подаются на входы диаграммообразующего устройства (ДОУ) 2, в качестве которого обычно используется синфазный сумматор, на выходе которого выделяется сумма выходных сигналов всех модулей, образующих линейку ФАР.

Если фазовые длины всех модулей одинаковые, выделяется луч, перпендикулярный к поверхности решётки. Если же в модулях устанавливаются сдвиги фазы, линейно увеличивающиеся от модуля 1 к модулю 3 (рис. 1, б), то на выходе синфазного сумматора выделяется сигнал от луча, отклонённого от вертикали 4, который определяется устанавливаемыми приращениями фаз.

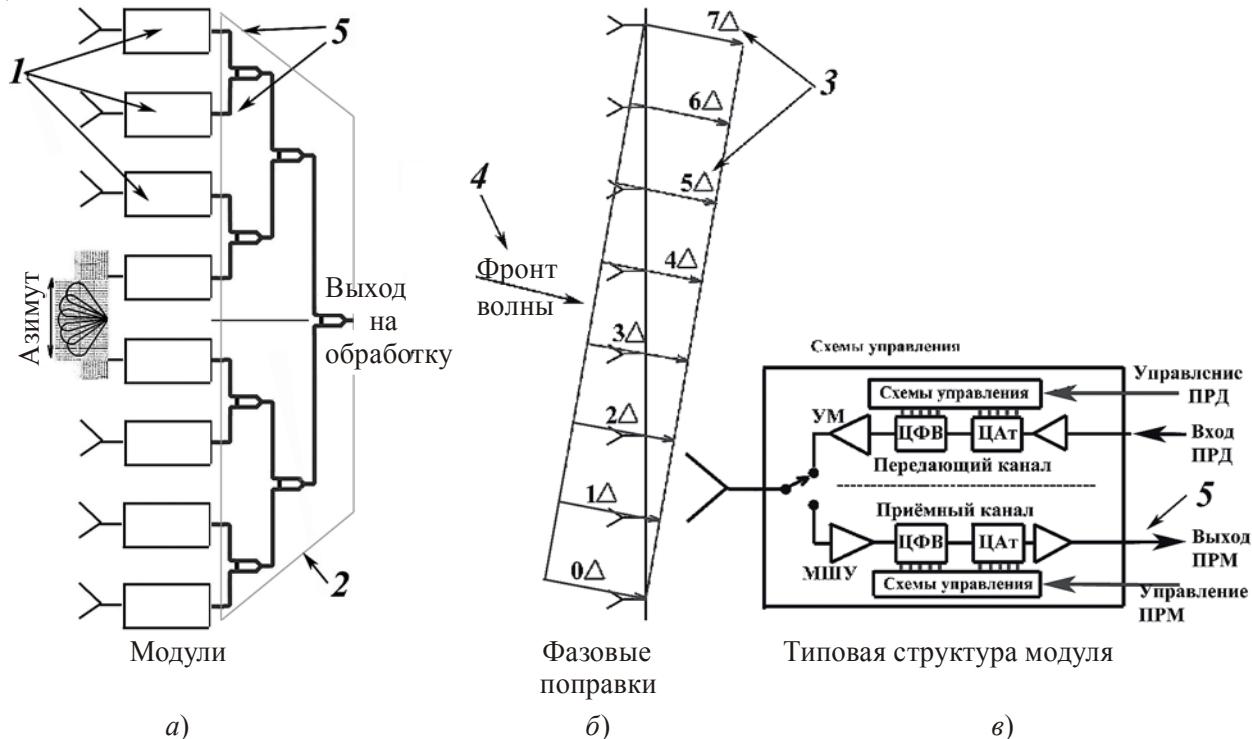


Рис. 1. Схема управления лучом АФАР

Первое отличие нового решения задачи заключается в том, что в модулях исключается применение управляемых фазовращателей и аттенюаторов, а необходимые фазовые сдвиги и уровни осуществляются в ДОУ 2 за счёт сдвига положения элементарных сумматоров 7 (рис. 2), входящих в ДОУ, относительно положения входов сумматоров 9. При этом устанавливаемый фазовый сдвиг Δ определяется разностью длин линий, соединяющих выходы двух соседних модулей с входами элементарных сумматоров. Так как при числе модулей решётки более двух сумматоры ДОУ образуются путём создания нескольких рядов (рис. 2, б), то поправки, внесённые в первом ряду сумматора, удваиваются во втором, учтёверяются в третьем ряду и т.д. по закону $\Delta \cdot 2^{n-1}$, где n определяется числом рядов сумматора, зависящим, в свою очередь, от числа модулей в линейке ФАР.

Задавая ряд значений Δ , формируется пакет ДОУ, число слоёв в котором равно числу возможных лучей ФАР в пределах заданного угла отклонения по азимуту.

Так как подключить параллельно все слои с предустановленными фазовыми сдвигами к выходу модуля невозможно по соображениям обеспечения согласования и независимости формируемых выходных сигналов друг от друга, на выходе модуля необходимо применить делитель 8 выходного сигнала усилителя модуля на число, равное числу слоёв в пакете (см. рис. 2, а и д).

Это является второй новой отличительной чертой предложения от систем с управляемыми фазовращателями. Каждый слой сумматоров 9 подключается к своему выходу делителей модуля 8: 1 – 1, 2 – 2, ..., i – i (см. рис. 2, б). На выходе многослойного ДОУ образуется цепочка выходов сумматоров 10 (рис. 3, в), причём каждому выходу 10 (см. рис. 2, б) соответствует определённый луч в пространстве. Число выходов соответствует числу одновременно существующих лучей M , в общем случае не совпадающему, а превышающему число модулей N . Но

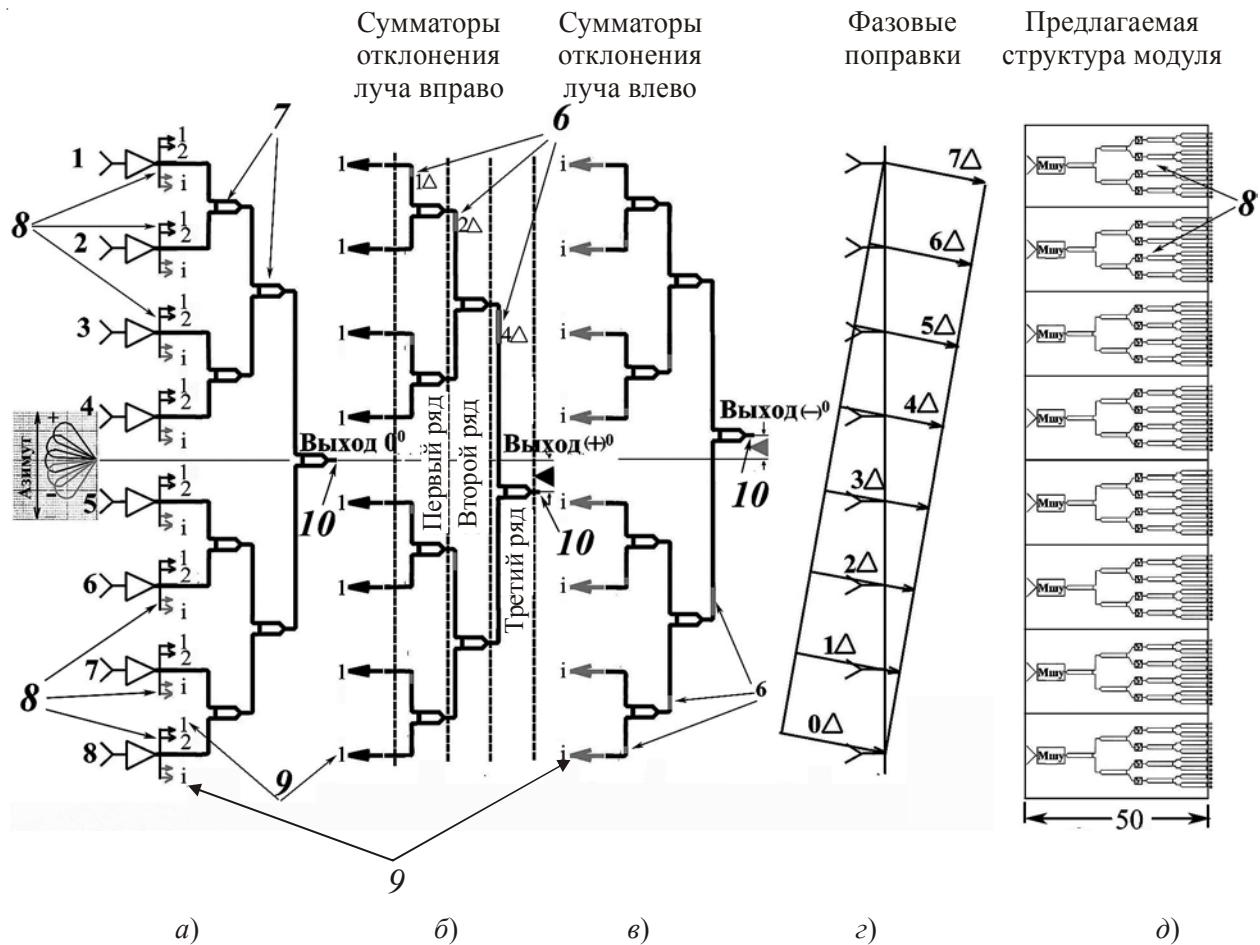


Рис. 2. Схема формирования многолучевой диаграммы направленности

при этом каждый луч формируется из сигналов ВСЕХ модулей. По существу, это соответствует параллельной, одновременной работе M однолучевых локаторов. При правильно выбранных значениях приращений фазы Δ лучи могут перекрываться, например, по уровням минус 3 дБ, что обеспечивает полный, непрерывный контроль обозреваемого пространства 11 (см. рис. 3).

Для правильной работы ФАР с многослойным ДОУ необходимо обеспечивать одинаковость электрических длин волнопроводящих структур от входа модуля 1 до выходов сумматоров 10. Так как размещение модулей и сумматоров в одной плоскости не позволяет сохранить одинаковость электрических длин линий, предлагается плоскости модулей повернуть на угол приблизительно 45 град 12 (см. рис. 3, 2), а сумматоры в пакете сдвинуть параллельно друг другу таким образом, чтобы входы сумматоров каждого слоя 13 совпадали в пространстве с выходами делителей модулей 12.

Это третья новизна предлагаемого технического решения.

Линейные ФАР находят применение, например, в навигационных РЛС. Однако больший интерес представляют двумерные ФАР (рис. 4), позволяющие определять координаты целей как по азимуту, так и по углу места.

Для превращения пакета линейных ФАР в двумерный вариант из P строк (рис. 5) необходимо на M выходных сумматорах каждой строчной ФАР 14 (см. рис. 4) произвести деление выходных сигналов на K каналов 15, к которым должны подключаться сумматоры кадров 16,

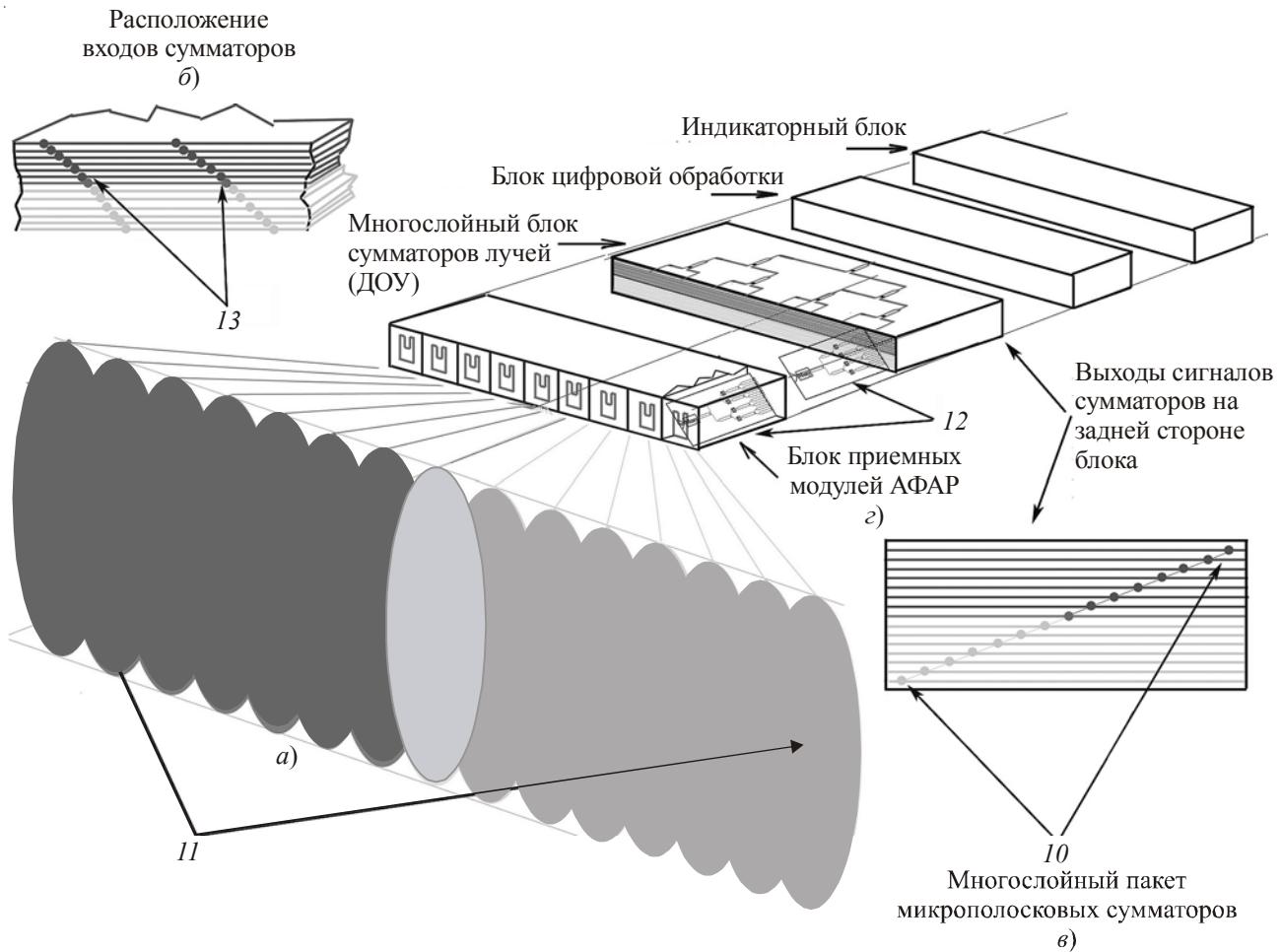


Рис. 3. Линейная многолучевая ФАР с параллельным обзором пространства

обеспечивающие отклонение лучей по углу места (по кадру). На рис. 4 приведён упрощённый пространственный фрагмент схемы подключения кадровых сумматоров к строчным делителям. В сумматоры кадров вносятся необходимые фазовые поправки, аналогичные поправкам в строчных сумматорах.

Это является четвёртой новизной предлагаемого технического решения.

Общее число выходных лучей двумерной ФАР равно $M \times K$ (см. рис. 5). При этом все лучи в режиме приёма существуют одновременно, непрерывно и обеспечивают обзор всего контролируемого пространства без провалов как по пространству, так и по времени при сохранении высокой чувствительности по всем лучам, определяемой коэффициентом шума МШУ и полосой приемника.

По существу, предложенный способ решает задачу, аналогичную той, что выполняется линзой Ротмана, описанной в [3...5]. Но, в отличие от линз Ротмана, число лучей в предлагаемой ФАР существенно больше, чем в случае линз, в которых число антенн в плоскости фокусировки не может превышать числа модулей на входе ФАР, т.е. предлагаемый вариант обеспечивает большую разрешающую способность.

Как видно из рис. 4, на выходах всех сумматоров используются усилители 17, компенсирующие потери в микрополосках и обеспечивающие общий коэффициент передачи в десятки децибел. Описанная выше ФАР является пассивной (см. рис. 5), т.е. она способна обнаружи-

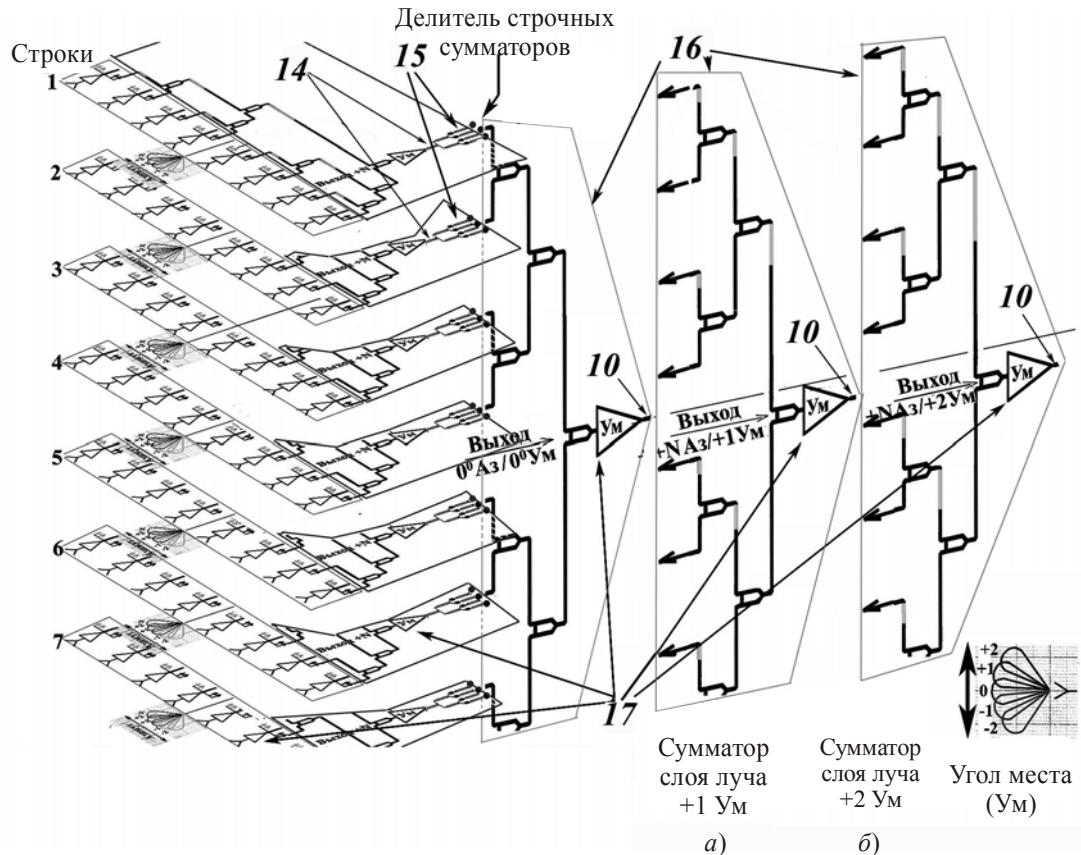


Рис. 4. Фрагмент пространственной структуры ФАР параллельного обзора пространства в пассивном режиме

вать сигналы от активно работающих РЛС, сигналы, отражённые от целей, облучаемых этими РЛС или РЛС подсветки целей, работающих в паре с такой ФАР. Этот режим можно обозначить как полуактивный (рис. 6), а решётку с параллельным обзором называть ПарАФАР.

Для обеспечения активного режима необходимо, чтобы все усилители 17 ФАР (см. рис. 4) от входных усилителей модулей до усилителей сумматоров 18 были «обращены» путём переключения входов и выходов с помощью, например, $p-i-n$ -диодов. При этом бывшие «выходы» в режиме приёма 10 (см. рис. 4) превратятся во «входы» 19 каналов при передаче (рис. 7). Таким образом, одни и те же усилители 18 используются как при приёме, так и при передаче.

В активном режиме могут осуществляться как однолучевой, так и многолучевые режимы при работе на передачу. Но, в отличие от существующих АФАР с управляемыми фазовращателями, ПарАФАР в режиме приема при паузах между излучением полностью сохраняет контроль в пределах всего широкого телесного угла.

Вид блока ПарАФАР со стороны выходов/входов лучей приведён на рис. 8.

Замена управляемых СВЧ-фазовращателей и аттенюаторов, используемых в существующих модулях АФАР, на конструктивно реализуемые фазовращатели и аттенюаторы в топологии сумматоров с предустановленными фазовыми сдвигами в предлагаемом варианте ПарАФАР не представляет ни технических, ни технологических трудностей.

Расчёт и реализация микрополосковых делителей СВЧ-сигналов многократно описаны в литературе, легко реализуются в микрополосковом исполнении.

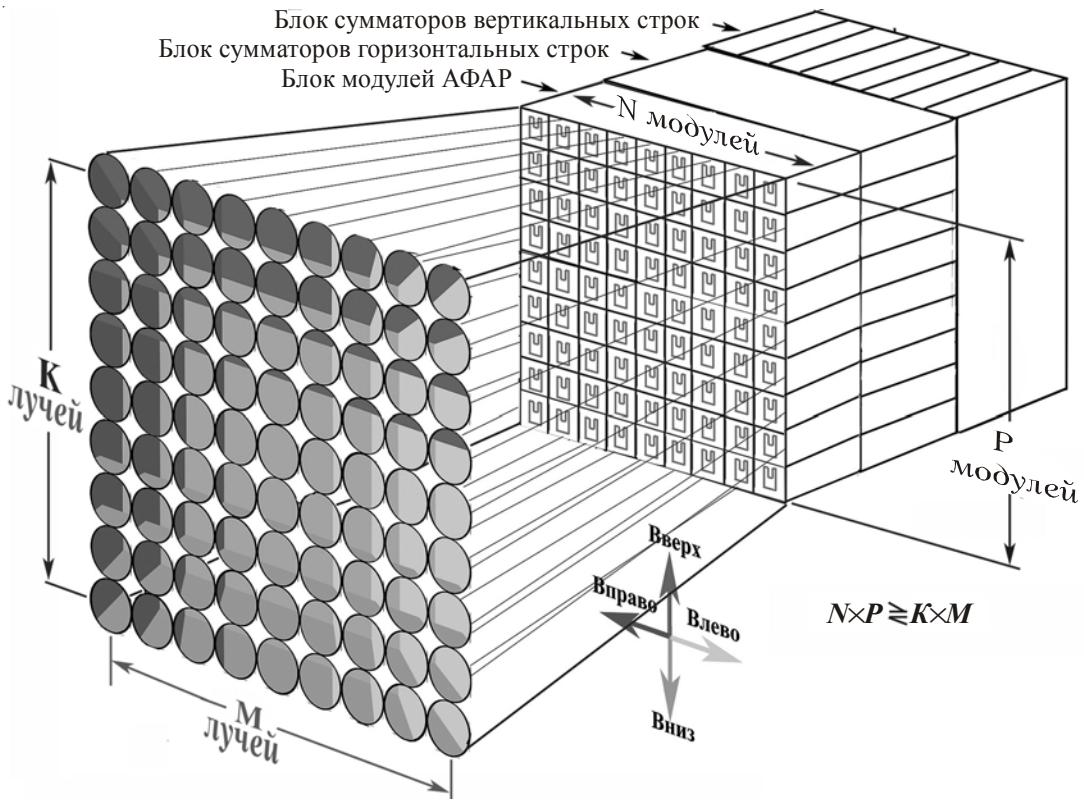


Рис. 5. Формирование пучка лучей ФАР, одновременно контролирующих всю зону обзора

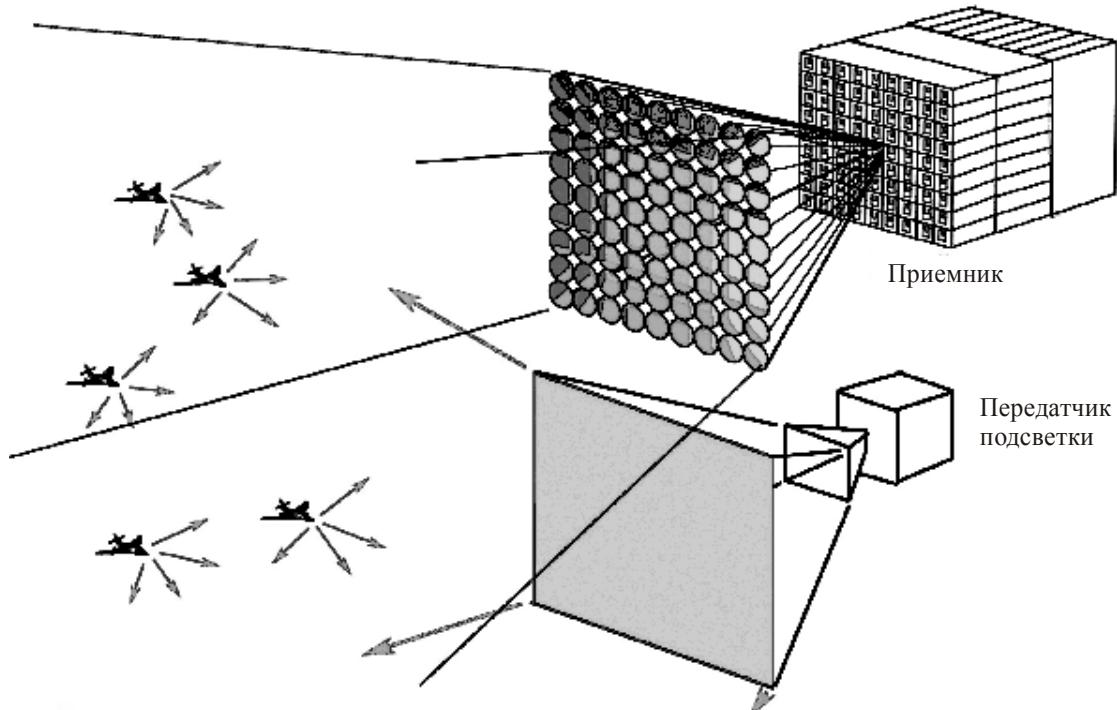


Рис. 6. Схема работы АФАР с параллельной обработкой и внешней широкоугольной подсветкой

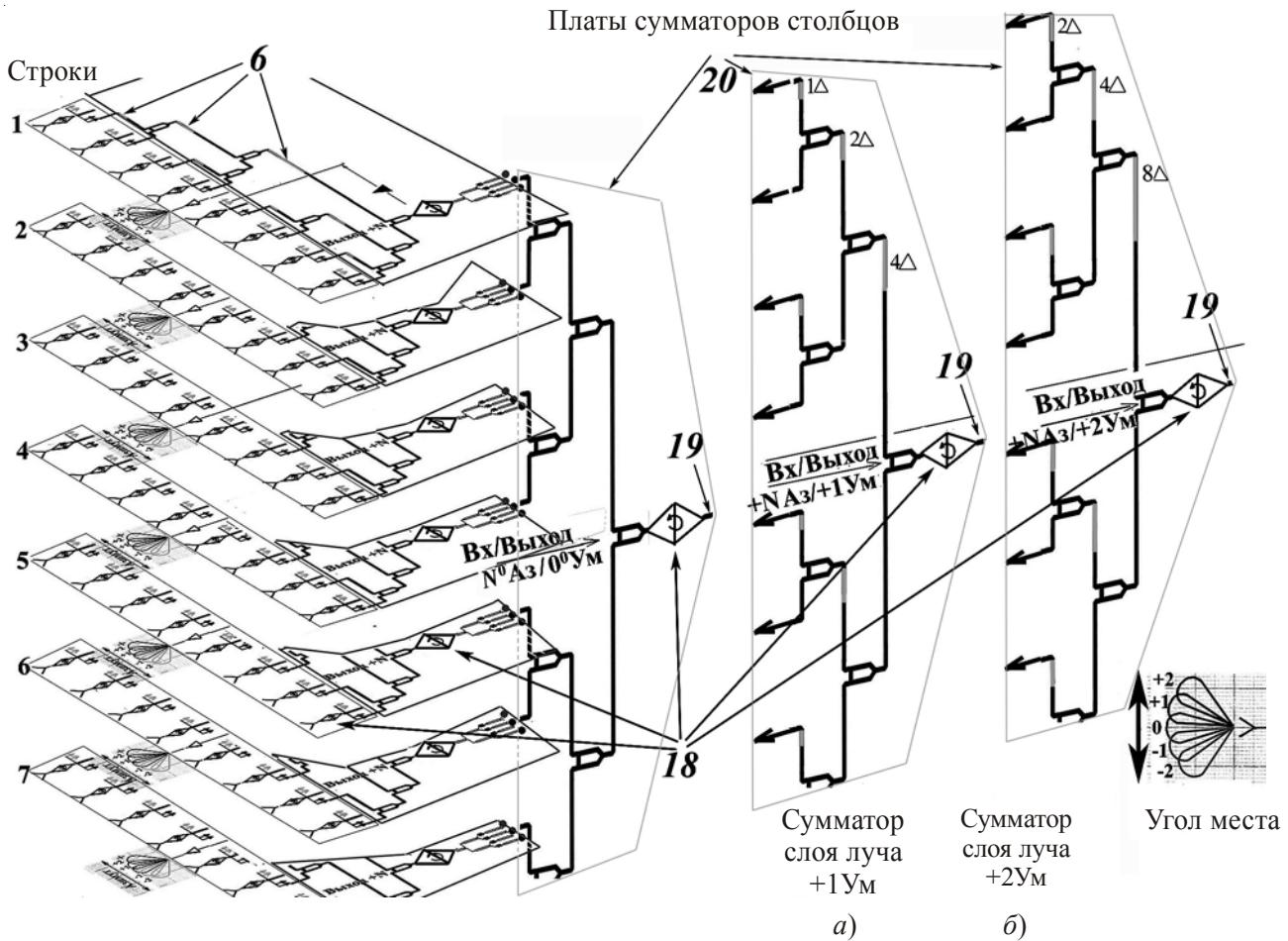


Рис. 7. Пространственная структура активной ФАР параллельного обзора пространства

Поворот плоскости платы модуля приблизительно на 45 град относительно плоскости плат сумматоров ДОУ также не представляет существенных трудностей.

Переключение входов и выходов усилителей, входящих в ПарАФАР, относительно подключаемых к ним микрополосковых проводников с помощью $p-i-n$ -диодов широко применяется в СВЧ-технике. Определённые сложности могут возникнуть при создании монолитных СВЧ-усилителей, размещаемых в объёме симметричной микрополосковой платы, и переходных разъёмов между блоками модулей: блоком сумматоров горизонтальных строк и блоком сумматоров вертикальных строк.

Сигналы на выходах лучей ПарАФАР имеют частоты принимаемых сигналов и могут подвергаться существующим методам обработки: от простого детектирования с подачей сигналов на матричный дисплей до преобразования по частоте или оцифровке.

Потребуется также проведение работ по аналоговой и цифровой обработке и коммутации многоканальных принимаемых и излучаемых сигналов.

Общий вывод: нет серьёзных конструктивных и технологических препятствий для реализации предложения.

Таким образом, предлагаемое конструктивное исполнение АФАР с многоканальным разделением выходных сигналов модулей и предустановленными фазовыми сдвигами в сумма-

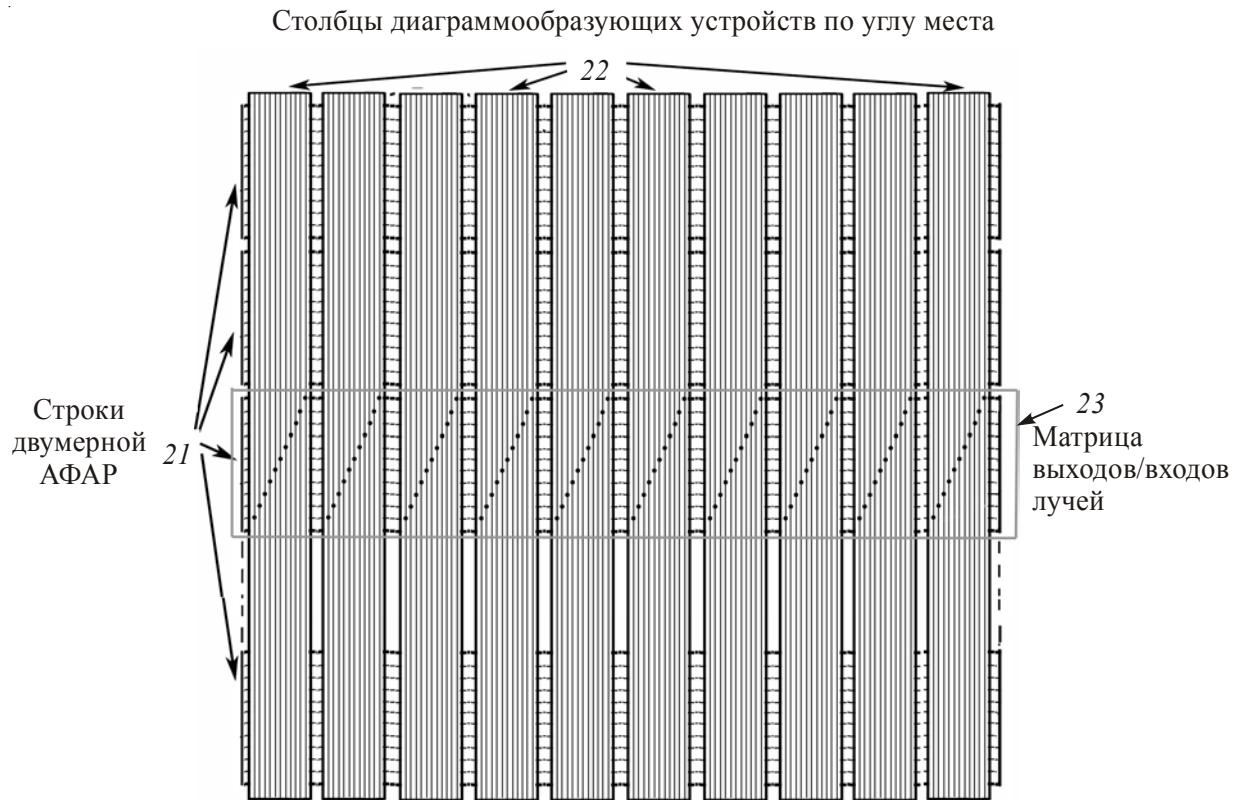


Рис. 8. Многолучевая СВЧ двумерная антенная решетка с непрерывным параллельным контролем обозреваемого пространства (вид сзади)

торно-разделяющих пассивных, лучеобразующих, распределяющих СВЧ-энергию цепях при использовании «обращаемых» усилителей позволяет:

- решить задачу параллельного контроля пространства в пассивных и активных режимах в широких углах по азимуту и углу места;
- в разы сократить число активных СВЧ и цифровых микросхем;
- в разы повысить надёжность и снизить стоимость АФАР;
- существенно упростить вычислительно-управляющий комплекс, обслуживающий СВЧ-часть АФАР.

Предлагаемые ПарАФАР, обеспечивающие непрерывный, параллельный контроль обозреваемого пространства, могут найти применение при решении задач обнаружения препятствий, объектов нападения, средств радиоразведки и радиопротиводействия, картографирования и радиовидения.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Заявка 2013148298 РФ.** Многолучевая линейная решетка и двумерная антенная решетка на ее основе с непрерывным параллельным контролем пространства / С. А. Перегонов. – Приоритет от 20.10.2013.
2. **Патент 2410804 РФ.** Многолучевая антенная решетка / А. И. Синани, О. С. Алексеев, Г. Ф. Мосейчук, Н. Н. Баринов, В. А. Митин, В. И. Лапшин. – Опубл. 27.01.2011.
3. **Патент 6986276 US.** Plano-convex rotman lenses, an ultra wideband array employing a hybrid long / Daniel F. Sievenpiper, James H. Schaffner. – 3.01.2006.

4. **Патент 2292612 РФ.** Антенная система МАРС и ее конструкция / А. А. Митюков, С. Н. Рогачев. – Опубл. 27.01.2007.

5. **Патент 2424607 РФ.** Многолучевая приемная антенна / К. Н. Климов, Б. Г. Боделан, Д. А. Хрупalo, П. В. Логачев. – Опубл. 20.02.2011.

Статья поступила 25 ноября 2013 г.

☰ НОВЫЕ КНИГИ ☰

Фрязинская школа электроники / Под ред. А. А. Борисова, *составил и подготовил к изданию А. Г. Михальченков*. – М.: Янус-К, 2012. –624 с.

Выпуск сборника посвящен истории создания и развития электронной промышленности в городе Фрязино Московской области, ставшем наукоградом Российской Федерации в соответствии с Указом Президента Российской Федерации от 29 декабря 2003 года за научные и производственные достижения в этой области. В 1933 году в поселке городского типа Фрязино начал работу завод «Радиолампа», а в июле 1943 года постановлением Государственного Комитета Обороны был образован НИИ-160 (сегодня ФГУП «НПП «Исток») – первое в стране предприятие, специализирующееся на разработке и выпуске электровакуумных приборов СВЧ.

Образованные впоследствии в городе новые предприятия, включая предприятия Российской Академии наук, создали тот научный потенциал, который и сформировал Фрязинскую школу электроники.

В сборнике представлены статьи ведущих ученых, специалистов, организаторов науки и производства по разным направлениям научно-технической деятельности в области сверхвысокочастотной электроники и лазерной техники.

ТЕХНОЛОГИЯ И МАТЕРИАЛОВЕДЕНИЕ

УДК 621.385.6.029.64

НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ СВЧ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ФЕРРИТОВЫХ ПРИБОРОВ НА ПОДЛОЖКАХ ИЗ ЛИТИЕВОЙ ШПИНЕЛИ

А. Г. Налогин, Н. Д. Урсуляк, Л. К. Першина

ОАО «НПП «Исток» им. Шокина», г. Фрязино

Рассмотрены явления, которые могут привести к снижению адгезии в связке Cr–ферритовая подложка, Cr–Cu в технологических процессах напыления хрома и меди, а также в процессе электрохимического осаждения защитных покрытий (Au, Sn–Bi), и предложены пути, снижающие влияние данных процессов на адгезию тонких пленок к подложкам.

КС: литиевая феррошпинель, тонкопленочная технология, микрополосковый ФРП, адгезия

Phenomena which can lead to adhesion drop in Cr–ferrite substrate bond, Cr–Cu in technological processes of chrome and cuprum evaporation as well as in the process of electrochemical deposition of protective coatings (Au, Sn–Bi) have been considered and some ways of decreasing the influence of the given processes on thin film adhesion to substrates have been suggested.

Keywords: lithium ferrospinel, thin film technology, microstrip ferrite decoupling devices, adhesion

1. ВВЕДЕНИЕ

Надежность работы комплексированных изделий СВЧ радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) определяется надежностью работы исходных компонентов, входящих в него. В РЭА в широком ассортименте используются ферритовые развязывающие устройства, как в микрополосковом, так и в волноводном исполнении. Поэтому повышение надежности функционирования ферритовых развязывающих приборов (ФРП) в условиях эксплуатации является одной из важнейших задач, решаемых как разработчиками ферритовых приборов, так и технологами, обеспечивающими их изготовление.

Основу ферритового прибора в микрополосковом исполнении составляет ферритовая подложка, на которой методами тонкопленочной технологии формируются составные элементы: резонаторы, конденсаторы, индуктивности, резисторы, микрополосковые линии. Долговечность различных покрытий для элементов РЭА имеет очень большое значение. Одним из факторов, определяющих надежность покрытия, является адгезия тонких пленок к подложке и друг к другу. Адгезия зависит от состояния поверхности подложки, материала подложки и режимов формирования топологии схемы.

2. ТЕХНОХИМИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ ИЗГОТОВЛЕНИИ СВЧ МИКРОПОЛОСКОВЫХ СХЕМ

С точки зрения температурной стабильности и малых потерь на СВЧ поликристаллические литиевые феррошпинели являются одними из наиболее применяемых ферритовых материалов. Для ФРП в микрополосковом исполнении на частотах свыше 10 ГГц используют подложки из литиевых феррошпинелей. Поликристаллические литиевые феррошпинели синтезируют по керамической технологии, а затем из этого материала путем механообработки изготавливают подложки. Параметрические ряды литиевых феррошпинелей с различной намагниченностью насыщения разработаны на основе оксидных систем $\text{Fe}_2\text{O}_3\text{--Li}_2\text{O}\text{--TiO}_2\text{--MnO}\text{--Bi}_2\text{O}_3$ и $\text{Fe}_2\text{O}_3\text{--Li}_2\text{O}\text{--ZnO}\text{--MnO}\text{--Bi}_2\text{O}_3$ [1, 2]. Изменяя соотношение компонентов в исходном материале, можно получать материалы с различной намагниченностью насыщения.

Важнейшими характеристиками подложек для СВЧ-устройств являются плотность материала, потери СВЧ-энергии в нём, химическая и термическая стойкость [3]. Однако подложки из литиевой шпинели не в полной мере удовлетворяют данным требованиям, ввиду наличия химически активных ионов Li и Bi в кристаллической структуре. Отличительными чертами подложек из литиевых шпинелей являются их высокая пористость (около 3 %) и химическая активность. Поэтому технологические процессы изготовления СВЧ микрополосковых ФРП на подложках из литиевых шпинелей отличаются от базовых технологий.

Основной вид брака при изготовлении микрополосковых приборов на подложках из литиевых шпинелей – отслоение металлизации от подложки, как в процессе сборки, так и при климатических испытаниях и хранении.

Целью данной работы является выявление причин брака из-за отсутствия адгезии в связке Cr–ферритовая подложка, Cu–Cr в технологических процессах напыления хрома и меди, а также в процессе электрохимического осаждения защитных покрытий (Au, Sn–Bi).

Технологический маршрут изготовления ферритовых плат для СВЧ ФРП приведён на рис. 1.

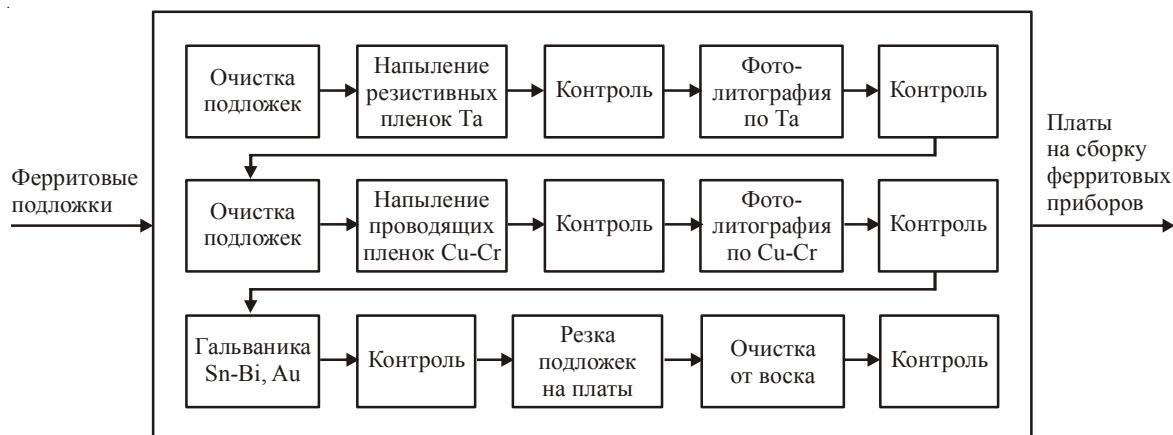


Рис. 1. Технологический маршрут изготовления плат на ферритовых подложках

Резистивные элементы ФРП формируют методом тонкопленочной технологии, одним из этапов которого является магнетронное (ионно-плазменное) распыление Та. Проводящие слои Cr–Сu формируют вакуумно-термическим (резистивным) испарением. Ферриты, как фазы переменного состава, содержащие кислород, могут существовать при данной температуре только

при определенном давлении кислорода. Если давление кислорода меньше равновесного, кристаллическая структура феррита начинает терять кислород ($\text{Li}_{0,5t}\text{Fe}_{1-0,5t}[\text{Li}_{0,5}\text{Fe}_{1,5t}\text{Ti}_t]\text{O}_{4-j}$). Чем выше температура, тем интенсивнее идут процессы деградации кристаллической решетки.

Ввиду малой длительности процесса напыления Та, он практически не оказывает влияние на состояние поверхности ферритовой подложки. Основной вклад в деградационные процессы вносит напыление проводящего слоя Сr–Сu. Напыление пленок хрома и меди происходит в условиях высокого вакуума (10^{-6} мм рт. ст.) и в узком интервале температур подложки ($220\dots240$ °C). При температуре подложки меньше 220 °C адгезия плохая из-за недостаточного сцепления испаряемого металла с поверхностью подложки при напылении. При температурах подложки больше 240 °C происходит интенсивная деградация ее поверхности. Ионы кислорода покидают поверхность подложки, что приводит к нарушению кислородных связей в кристаллической решетке шпинели, в наиболее слабом звене (Li–O). Выделяющийся из литиевых ферритов кислород изменяет фазовый состав подслоя Сr, увеличивая содержание окиси Сr в подслое, что приводит к ухудшению адгезии меди к хрому. Даже при напылении в оптимальном диапазоне температур на поверхности пластин из литиевой шпинели после травления Сu–Сr обнаруживается проводящий слой, что свидетельствует об изменениях в приповерхностном слое пластин.

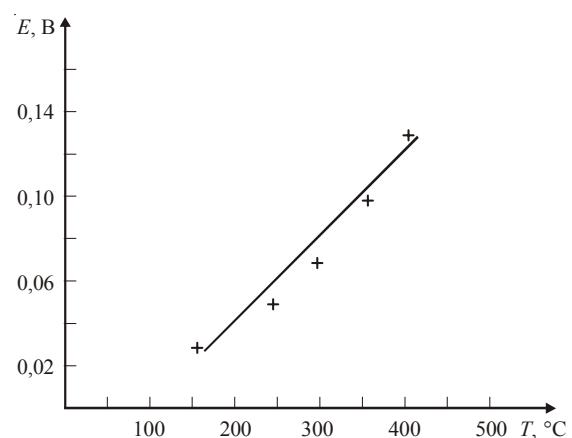
Установлено, что проводящий слой имеет электронную природу и обладает свойствами полупроводника. Под топологией схемы при контакте металлической пленки и феррита возникает контактная разность потенциалов, равная разности работ выхода E_a (энергия активации) электронов из литиевой шпинели и Сr. Энергия активации определяется выражением [4]

$$E_a = I_1/E^2,$$

где I_1 – первый ионизационный потенциал растворенного элемента; E – диэлектрическая проницаемость феррита.

Первый ионизационный потенциал лития равен 5,39 эВ, диэлектрическая проницаемость феррита – 15, тогда $E_a = 0,026$ эВ, что ниже работы выхода электрона из хрома (6,76 эВ) [5]. Это явление приводит к образованию инверсного слоя в феррите, приповерхностного слоя, обедненного основными носителями заряда. В этом слое результирующий положительный заряд будет определяться, главным образом, нескомпенсированными положительными ионами лития, который оказывается в процессе гальванического нанесения защитного слоя Au или припоя Sn–Bi. На рис. 2 приведена термоЭДС в интервале температур на поверхности подложки.

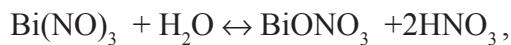
Рис. 2. Температурная зависимость термоЭДС на поверхности подложки шпинели $\text{Li}_{0,575}\text{Ti}_{0,15}\text{Mn}_{0,18}\text{Fe}_{2,095}\text{O}_4$ (проводящий слой после напыления Cr–Cu). Холодный электрод при комнатной температуре



Технология изготовления ферритовых подложек включает следующие операции: резку заготовок на пластины, шлифовку свободным абразивом, полировку и резку подложек под размер. При этом поверхность подложек покрыта сетью микротрещин.

В процессе гальванического нанесения защитных покрытий положительный заряд инверсного слоя через поры, микротрещины вдоль границ топологии схемы притягивает кислотные анионы, содержащиеся в растворе. При этом происходит химическая реакция растворения подслоя хрома и инверсного слоя, что приводит снижению адгезии металлических пленок к ферриту.

Рассмотрим процесс электрохимического осаждения сплава Sn–Bi, включающий анодную очистку и нанесение сплава. Химический состав электролита (%): $\text{Sn}(\text{SO}_4)_2$ – 65, $\text{Bi}(\text{NO}_3)_3$ – 3, NaCl – остальное. Соли Bi^{+3} и Sn^{+4} склонны к гидролизу, который у них преобладает над электролитической диссоциацией. Растворение соли висмута идет с образованием азотной кислоты



также раствор способен образовывать комплекс $\text{Li}^{+1}[\text{Bi}(\text{NO}_3)_4]$. Кроме того, Bi_2O_3 легко взаимодействует с кислотами, образуя соли Bi^{+3} (плавная литий-титановой шпинели –составляющая межзеренной границы литиевых ферритов).

В процессе гальванического осаждения Sn–Bi на пленку Cu в первоначальный момент раствор, содержащий кислотные анионы Cl^- , SO_4^{2-} , NO_3^- , через микропоры и микротрешины вдоль границы топологии схемы проникает до Cr и положительно заряженной поверхности литиевой шпинели, где происходит химическая реакция. Как только под пленку проникает влага, создаются условия для работы осмоса. В результате с одной (наружной) стороны образуется раствор с малой концентрацией ионов, а с другой (внутренней) – с большой концентрацией ионов. С этого момента начинается ускоренное осмотическое перемещение раствора под пленку.

Данному процессу способствует положение металлов в ряду активности. Расположение металлов по степени активности в отношении кислот, солей и других соединений имеет следующий вид: Li, Rb, K, Na, Ba, Sr, Ca, Mg, Al, Be, Mn, Zn, Cr, Fe, Cd, In, Co, Ni, Sn, Pb, H, Sb, Bi, As, Cu, Hg, Ag, Pd, Pt, Au [6]. Каждый из металлов, указанных в ряду активности, может вытеснить любой стоящий справа от него металл, входящий в какое-либо соединение, т. е. Cr и Li из феррита активно начинают переходить в раствор, замещая ионы Na, Sn, Bi. Указанные явления не только ухудшают адгезию пленки Cr–Cu к ферриту по окончании гальванического процесса, но и из-за трудности полного удаления агрессивных растворов из микропор при очистке приводят к дальнейшему ухудшению адгезии на следующих операциях и при хранении плат. Аналогичные процессы происходят и при электрохимическом нанесении Au.

Нарушенный в процессе механической обработки слой из-за свободных связей является химически более активным, чем глубинные слои. С целью увеличения химической стойкости подложек к реагентам нами предложен высокотемпературный отжиг ферритовых пластин при температуре спекания [7]. Термическая обработка пластин проводится на воздухе или при давлении кислорода выше равновесного перед полировкой. В процессе высокотемпературного отжига происходит дополнительное спекание приповерхностного слоя феррита, при этом исчезает нарушенный в процессе механической обработки слой и поверхность пластин пассивируется. Кроме того, из приповерхностного нарушенного слоя и пор при температуре отжига испаряются склонные к сублимации ионы лития и висмутодержащей эвтектики. На поверхности пластин образуется тонкий слой инертной ферритовой фазы. Для выявления изменений,

происходящих при отжиге в приповерхностном слое, были сделаны косые шлифы на заготовках ($54 \times 34 \times 7$ мм) из литиевой шпинели $\text{Li}_{0,475}\text{Ti}_{0,15}\text{Zn}_{0,2}\text{Mn}_{0,18}\text{Fe}_{1,995}\text{O}_4$ (длина заготовки – 54 мм, глубина шлифа – 0,25 мм). Заготовки отжигались на воздухе при температуре 1025 °С в течение 7 ч. Затем поверхность шлифа травилась в смеси азотной и плавиковой кислот (травитель тантала). На поверхности заготовки материал имеет крупнозернистую структуру (средний размер зерна – около 50 мкм). С увеличением глубины шлифа размер зерна падает и на глубине около 0,2 мм соответствует объему $D_{\text{cp}} = 5 \dots 10$ мкм, изменяется также цвет заготовки, что связано со степенью полировки. Приповерхностный слой из-за более высокой плотности полируется лучше. Данные результаты подтверждаются исследованиями косого шлифа под атомно-силовым микроскопом с наложением подмагничивающего поля, где видна доменная структура феррита. На поверхности образца имеем крупные домены, с увеличением глубины размеры доменов уменьшаются (рис. 3…5).

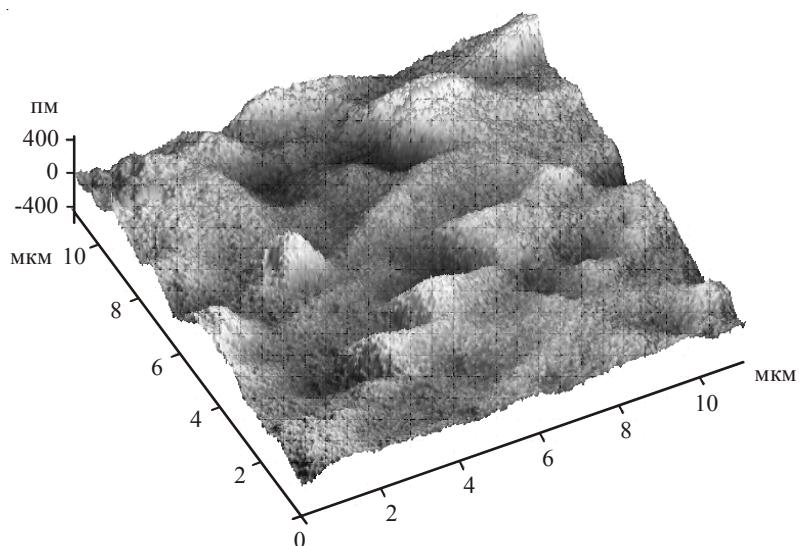


Рис. 3. Домены на поверхности ферритовой заготовки

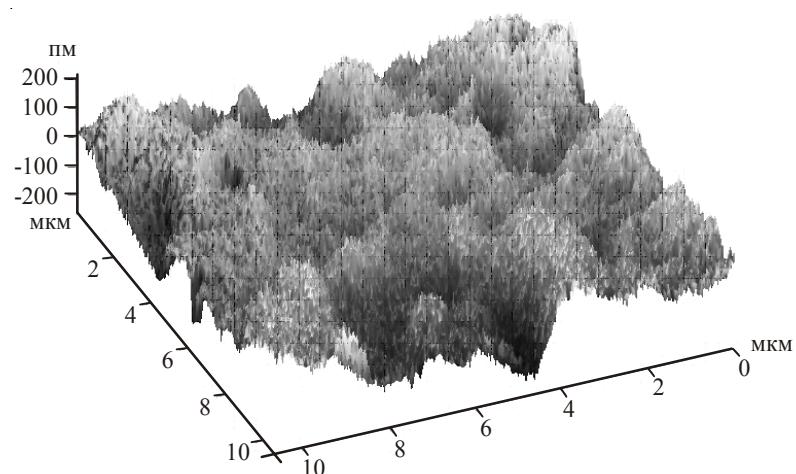


Рис. 4. Домены на глубине 0,1 мм от поверхности ферритовой заготовки

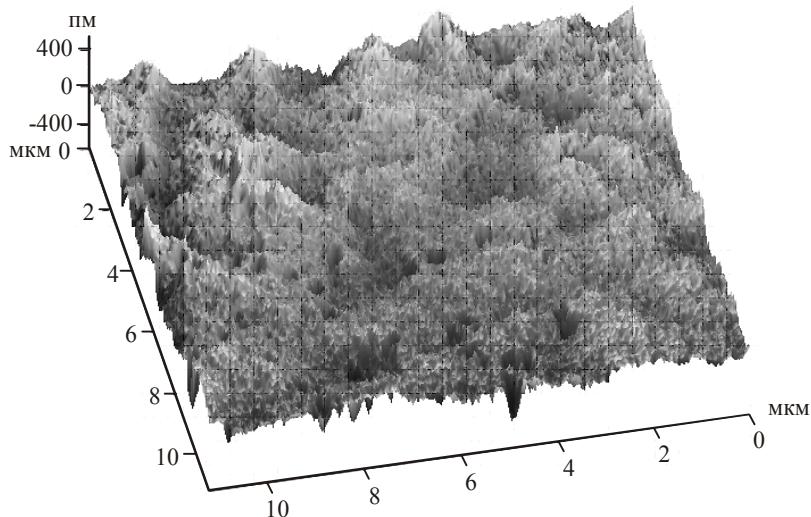


Рис. 5. Домены в объеме ферритовой заготовки

На подложках, изготовленных по стандартной керамической технологии и предложенному способу, по тонкопленочной технологии (напыление пленки Cr-Cu, фотолитография по Cu Cr) были созданы тестовые схемы и замерили поверхностное сопротивление R_s проводящего слоя ферритовой пластины. Затем на данных подложках, прошедших весь технологический цикл изготовления СВЧ микрополосковых ферритовых плат (термическое напыление Cr, Cu, фотолитографию, гальваническое нанесение припоя Sn-Bi), провели оценку дефектности подслоя Cr, контактирующего с поверхностью литиевой шпинели, удалив химическим способом гальваническое покрытие Sn-Bi и Cu. Исследование подслоя Cr проводили на металлографическом микроскопе планиметрическим методом при помощи окулярной сетки. Результаты измерений приведены в таблице.

**Влияние отжига на дефектность подслоя Cr
на пластинах феррита $\text{Li}_{0,475}\text{Ti}_{0,15}\text{Zn}_{0,2}\text{Mn}_{0,18}\text{Fe}_{1,995}\text{O}_4$**

$T_{\text{n}}, ^\circ\text{C}$	Пластины без отжига		Отжиг при 900 °C		Отжиг при 1000 °C	
	$R_s \cdot 10^6$, Ом/□	Дефектность подслоя Cr, %	$R_s \cdot 10^6$, Ом/□	Дефектность подслоя Cr, %	$R_s \cdot 10^6$, Ом/□	Дефектность подслоя Cr, %
220	—	Плохая адгезия Cr к пластине	—	Плохая адгезия Cr к пластине	—	Плохая адгезия Cr к пластине
230	0,7 0,88 0,85	25 33,5 31,6	1,7 1,5 —	10,5 12 —	5,07 7,8 8,6	2,17 1,02 3,19
240	0,43 0,47 0,56	46 52,6 32	—	—	4,07 3,8 3,6	3,01 4,98 4,1
265	0,1 0,12 0,15	75 45 80	—	—	1,2 1,17 1,07	5,2 8,7 8,5

ПРИМЕЧАНИЕ. T_{n} – температура подогрева подложки при термическом напылении металлов; R_s – поверхностное сопротивление подложки.

Как видно из таблицы, дефектность подслоя хрома хорошо коррелируется с поверхностным сопротивлением подложки. В исходном состоянии сопротивление материала подложек на три порядка выше. Дефектность подслоя хрома – это процент площади подложки под топологией тестовой схемы, на которой отсутствует подслой хрома. Анализ приведенных экспериментальных данных свидетельствует, что менее всего подвержены деградации в процессе воздействия технологических процессов при изготовлении СВЧ ферритовых плат подложки, прошедшие отжиг при температуре 1000 °С.

Кроме того, появляется другой положительный момент: при отжиге в результате окисления кислородом ионов двухвалентного железа снижаются диэлектрические потери в феррите.

По результатам работы была исключена из технологического процесса операция нанесения покрытия Sn–Bi при изготовлении ферритовых элементов из литиевых шпинелей для волноводных приборов, что существенно снизило брак при изготовлении волноводных приборов из-за адгезии.

3. ВЫВОДЫ

1. В деградационные процессы существенный вклад вносит проводящий слой на поверхности подложки, образующийся при термическом напылении пленки Cr–Cu и активирующий химические процессы, происходящие на границе подложка–подслой хрома при электрохимической очистке и нанесении гальванических покрытий. Проникновение технологических растворов через поры в медной пленке к поверхности подложки приводит к деградации поверхности подложки и подслоя хрома и, как следствие, к ухудшению адгезии.

2. Пассивировать поверхность подложек из литиевых шпинелей удается путем высокотемпературного отжига.

3. Предложена модель технохимических процессов, происходящих при изготовлении СВЧ микрополосковых плат на подложках из литиевой шпинели, позволяющая прогнозировать адгезию металлических пленок к ферриту при вакуумно-термическом напылении тонких пленок с последующим гальваническим нанесением защитных покрытий.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Блассе, Ж.** Кристаллохимия феррошпинелей / Ж. Блассе. –М.: Металлургия, 1968.
2. **Сильвестрович, И. И.** Ферриты / И. И. Сильвестрович, Р. В. Солодухина. –Минск: Наука и техника, 1968.
3. **Урсуляк, Н. Д.** Ферромагнитные подложки СВЧ интегральных схем / Н. Д. Урсуляк, А. В. Белицкий, М. А. Овчинников // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. –1975. –Вып. 7. –С. 85–92.
4. **Ормонт, Б. Ф.** Введение в физическую химию и кристаллохимию полупроводников / Б. Ф. Ормонт. –М.: Высшая школа, 1968.
5. **Ахметов, Н. С.** Неорганическая химия / Н. С. Ахметов. –М.: Высшая школа, 1975.
6. **Шехмайстер, Е. И.** Технохимические работы в электровакуумном производстве / Е. И. Шехмайстер, Р. Н. Вассерман, Л. С. Майзель. –М.: Высшая школа, 1967.
7. **Пат. 2420821.** Способ изготовления изделий из ферритового материала для интегральных устройств СВЧ / А. Г. Налогин, Н. Д. Урсуляк, Л. К. Першина. –Приоритет 5 мая 2010.

Статья поступила 21 октября 2013 г.

УДК 669.018.95

ПОЛИМЕРНЫЕ КОМПОЗИЦИОННЫЕ КЛЕЕВЫЕ И КОМПАУНДНЫЕ МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ ПОГЛОЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

Т. Н. Ершова

ОАО «НПП «Исток» им. Шокина», г. Фрязино

Представлена серия полимерных композиционных материалов типа заливочных компаундов и kleev для поглощения и экранирования электромагнитных излучений.

КС: изделие электронной техники, электромагнитное излучение, электровакуумный прибор, композиционный материал, СВЧ- и КВЧ-диапазоны длин волн

A set of polymer composite materials like filling compounds and adhesives for absorbing and screening of electromagnetic radiation has been presented.

Keywords: electronic engineering product, electromagnetic radiation, electrovacuum device, composite material, microwave and EHF wavelength ranges

В производстве и применении изделий электронной техники (ИЭТ), особенно СВЧ- и КВЧ-диапазонов длин волн, актуальна проблема обеспечения электромагнитной совместимости, изоляции, устойчивости и защиты. Для этих целей в производстве ИЭТ известно использование объемных поглотителей из ферроэпоксидов и магнитодиэлектрической резины «ХВ» [1]. Однако такая технология имеет существенное ограничение из-за недостаточной эффективности по уровню поглощения электромагнитных излучений (ЭМИ) в широком диапазоне частот, а также из-за технологических трудностей при локальном размещении таких поглотителей непосредственно в конструкции электровакуумных приборов (ЭВП), полупроводниковых и комплексированных изделий. Для решения таких задач была проведена серия разработок по созданию специальных полимерных композиционных материалов (ПКМ) типа заливочных компаундов и kleев, предназначенных для формирования внешней электромагнитной изоляции отдельных узлов ЭВП или эффективной СВЧ-развязки по цепям питания функциональных узлов полупроводниковых приборов и электронных модульных устройств.

При создании ПКМ такого назначения было учтено, что полимеры в основном являются хорошими диэлектриками ($\epsilon \approx 2,5 \dots 4,5$, $\operatorname{tg}\delta \approx 0,01 \dots 0,001$) и фактически относятся к категории радиопрозрачных материалов. Поэтому главной проблемой при разработках являлся подбор или создание материала наполнителя с оптимальным комплексом физико-технических характеристик, обеспечивающих способность поглощать ЭМИ.

Известно, что взаимодействие среды с электромагнитным полем описывается уравнениями:

$$D = \epsilon \epsilon_0 E \text{ и } B = \mu \mu_0 H,$$

которые устанавливают связь электрической D и магнитной B индукций с напряженностями электрического E и магнитного H полей, а поглощенная энергия α пропорциональна частоте

падающего поля, удельной проводимости и магнитной проницаемости проводника ($\alpha = \sqrt{\omega\sigma\mu_0/2}$) [2, 3, 4]. Поэтому подбор (или создание) наполнителей, поглащающих ЭМИ, осуществлялся среди материалов или сплавов, обладающих повышенными электропроводностью и магнитной проницаемостью. При этом учитывалось, что в металлах эффективное поглощение ЭМИ ограничивается величиной скин-слоя, вследствие чего проводящие наполнители необходимо использовать только в порошковом виде, а величина зерна выбранного металла или сплава должна быть близка величине его скин-слоя. Важно также учитывать, чтобы общее содержание проводящей фазы в ПКМ и характер ее распределения в системе металл-диэлектрик исключали прямой контакт проводящих частиц между собой в целях обеспечения максимального вклада поверхностных явлений в общий эффект затухания ЭМИ и снижения эффекта отражения.

В качестве поглащающего наполнителя ПКМ с диэлектрическими свойствами могут быть использованы и полупроводящие материалы, в силу их достаточно малого удельного сопротивления ($\rho_v \approx 10^6 \dots 10^8 \Omega \cdot \text{см}$), при этом поглащающие свойства полупроводников будут обеспечиваться сквозной и дырочной проводимостями. Кроме того, следует помнить, что с повышением температуры их удельная проводимость возрастает [5].

В процессе разработки ПКМ, поглащающих ЭМИ, при подборе для них полимерного связующего учитывалось, что полимерные диэлектрики тоже могут участвовать в суммарном эффекте поглощения, хотя и в меньшей степени, чем проводящие или полупроводящие наполнители, за счет собственной ионной проводимости, а также благодаря потерям:

- релаксационным – из-за процессов поляризации в электрических полях;
- резонансным – когда частота электрического поля приближается к частотам собственных колебаний электронов или ионов;
- дополнительным релаксационным – из-за ионизации примесных включений [6].

Как указывалось выше, основным параметром, характеризующим эффективность любого поглотителя, является коэффициент затухания α . Но подбор компонентов для ПКМ необходимо осуществлять и с учетом возможности обеспечения минимального значения другого важного параметра – коэффициента отражения. Последний учитывает величину отраженной волны, обусловленной несоответствием волновых сопротивлений свободного пространства и поглащающего материала.

Дополнительными условиями, которые необходимо было соблюдать при разработке поглащающих ПКМ типа заливочных компаундов или клеев, следует назвать:

- нежелательность использования в качестве наполнителей материалов с фазовыми переходами, поскольку они не обладают стабильностью свойств в температурных полях;
- наполнитель должен обладать повышенной теплопроводностью для поглощения больших мощностей, а связующее – повышенной термостойкостью, поскольку процессы поглощения связаны с переходом энергии электрического поля в другие виды энергии, и прежде всего в тепловую;
- материалы наполнителя и связующего должны обладать стабильностью состава и свойств для обеспечения стабильности электрофизических характеристик ПКМ в различных эксплуатационных условиях (повышенные температуры, высокая влажность, соляной туман, резкая смена температур и т. п.);
- полимерная составляющая ПКМ должна обеспечивать их технологичность в условиях изготовления и применения.

Для оценки поглощающей способности разрабатываемых ПКМ был выбран метод измерения удельного поглощения ЭМИ в заданном диапазоне частот путем измерения затухания и отражения энергии с применением панорамных измерителей КСВН и ослабления. Размеры контрольных образцов ПКМ определялись размерами волноводного тракта панорамного измерителя, а толщина составляла 10 мм для компаундного и 1...2 мм для kleевого материала. Диэлектрические характеристики материалов определялись резонаторным методом в диапазоне частот 7,5...9,5 ГГц.

В качестве полимерных связующих для разработки ПКМ были выбраны следующие материалы:

- низкомолекулярные силиконовые каучуки типа СКТН, которые стабильны в широком диапазоне температур (от -60 до +300 °C), обладают хорошей долговечностью (до 25 лет складского хранения в завулканизированном состоянии) и, благодаря низкой вязкости, позволяют создавать на их основе высоконаполненные композиции. Путем применения специальных каталитических систем такие композиции легко переводятся в резиноподобное состояние без повышенных температур и давления;

- низковязкие эпоксидные модифицированные смолы, термостойкие до 200...250 °C, из которых путем применения специальных отвердителей можно формировать высокопрочные твердые объемы различной конфигурации или kleевые материалы с высокой адгезионной способностью.

Ниже представлены номенклатура и свойства разработанных ПКМ.

Для целей электромагнитной изоляции токоведущих элементов ЭВП, а также для формирования объемных поглотителей во внутримодульных объемах электронных устройств и полупроводниковых приборов разработаны силиконовые резиноподобные заливочные компаунды марок ПАК-1 и ПАК-3 с применением тонкодисперсных ферромагнитных порошков двойных и тройных сплавов [7]. Компаунды имеют ограниченную жизнеспособность и поэтому изготавливаются непосредственно перед применением методом свободного или принудительного литья в заливочные формы или путем шпательного нанесения на открытые поверхности. Для обеспечения адгезии к изолируемых поверхностям применяется предварительное нанесение на последние специальных адгезионных подслоев. Свойства компаундов представлены в табл. 1.

Таблица 1

Физико-технические характеристики силиконовых заливочных компаундов марки ПАК

Показатель	Значение	
	ПАК-1	ПАК-3
Внешний вид до вулканизации	Однородная пастообразная масса серо-черного цвета	
Жизнеспособность при $T = (20 \pm 5)$ °C, ч	0,5 – 2,0	0,5 – 2,0
Режим вулканизации, °C/ч	(20 \pm 5)/72	(20 \pm 5)/72
Внешний вид после вулканизации	Резиноподобный материал серо-черного цвета	

Окончание табл. 1

Показатель	Значение	
	ПАК-1	ПАК-3
Плотность, г/см ³	3,3	1,9
Коэффициент теплопроводности, Вт/(м·К), не менее	0,6	0,6
Удельное поглощение, дБ/см, не менее ($f = 7,5 \dots 9,5$ ГГц)	20	30
Тангенс угла диэлектрических потерь ($f = 7,5 \dots 9,5$ ГГц)	$4,8 \cdot 10^{-1}$	$5,4 \cdot 10^{-1}$
Условная прочность при отрыве, МПа, не менее	10,0	10,0
Относительное удлинение при отрыве, %, не менее	30,0	30,0
Прочность связи по подслою П-12Э с медью и сплавом 29НК при отслаивании, кгс/см, не менее	0,3	0,3
Общее газовыделение в интервале температур 20...150 °C, м ³ · Па/г	$1057 \cdot 10^{-3}$	$1895 \cdot 10^{-3}$

Прочностные, адгезионные и поглощающие свойства данных компаундов стабильны в условиях воздействия повышенной температуры 200 °C в течение не менее 200 ч, резкой смены температур в диапазоне -60...+85 °C в течение не менее 10 циклов, повышенной влажности при 55 °C не менее 21 сут, соляного тумана и грибковой плесени в течение 7 и 30 сут соответственно.

Для изготовления объемных поглотителей конструкционного назначения (экранов, прокладок, втулок и т. п.) разработан высокопрочный компаунд повышенной твердости на основе эпоксиэлементоорганической смолы. Смола обладает пониженной вязкостью и теплоустойчива до 200 °C. Эти качества позволили создать на ее основе с применением тонкодисперсного ферромагнитного наполнителя технологичную по рабочей вязкости, режиму отверждения и литьевым свойствам композицию, в которой реализован высокий уровень поглощающих свойств [8]. В табл. 2 представлены свойства этого компаунда.

Таблица 2
Физико-технические характеристики компаунда ЭЗК-184-10

Показатель	Значение
Плотность, г/см ³	3,2
Механическая прочность при отрыве δ_{pp} , МПа	40,9
Тангенс угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg}\delta$ ($f = 7,5 \dots 9,5$ ГГц)	0,27
Диэлектрическая проницаемость ϵ ($f = 7,5 \dots 9,5$ ГГц)	6,38
Теплопроводность, Вт/(м·К)	0,5
Удельное поглощение $\alpha_{уд}$, дБ/см ($f = 7,5 \dots 9,5$ ГГц)	32,9
Общее газовыделение в интервале температур 20...150 °C, м ³ · Па/г	$844 \cdot 10^{-3}$

Эксплуатационная устойчивость компаунда оценивалась в условиях воздействия жестких дестабилизирующих факторов:

- резкой смены температур в диапазоне $-60\ldots+85^{\circ}\text{C}$, 10 циклов;
- пониженной температуры (-60°C), 24 ч;
- влажности воздуха $\varphi = (93\pm3)\%$ при температуре 55°C , 21 сут;
- температуры 150°C , 500 ч;
- складского хранения в отапливаемом помещении, 15 лет.

Испытания проводились с учетом требований и по методикам ГОСТ 20.57.416–98. Результаты представлены в табл. 3.

Таблица 3

Эксплуатационная устойчивость эпоксидного компаунда ЭЗК-184-10

Показатель	Значение		
	до испытаний	после воздействия	
		$150^{\circ}\text{C}, 500$ ч	Климатические испытания в последовательном режиме
Удельное поглощение $\alpha_{уд}$, дБ/см ($f = 7,5\ldots9,5$ ГГц)	32,9	33,7	35,7
Механическая прочность при отрыве δ_{pp} , МПа	40,9	36,6	28,7

Из этого компаунда можно изготовить детали или заготовки для них различной массы и конфигурации, в том числе и крупногабаритные, методом свободного литья в предварительно нагретые до 100°C металлические формы. Для изготовления бесспористых деталей применяется предварительное обезгаживание компаундной массы при $p = 0,5\ldots10$ мм рт. ст. Отверждение компаунда осуществляется в два этапа: при температуре 120°C в течение $2\ldots4$ ч и при $140^{\circ}\text{C} - 8\ldots9$ ч. Металлические формы для отливки деталей проходят до процесса заливки обработку разделительным составом с вжиганием этого состава при 180°C для обеспечения легкого съема и тиражируемости отливок.

Для решения проблемы электромагнитной развязки по цепям питания и электромагнитной совместимости во внутримодульных объемах при производстве электронных изделий СВЧ- и КВЧ-диапазонов длин волн разработана серия полимерных клеевых материалов конструкционного назначения марки ТПК [8]. Эти материалы обладают способностью эффективно поглощать ЭМИ ($\alpha_{уд} > 3$ дБ/мм) и позволяют производить в одном технологическом цикле операции по монтажу элементной базы и формированию локальных слоев поглотителей или экранов заданной толщины и площади во внутриблочных объемах. Клеи разработаны на основе эпоксидной модифицированной смолы с применением в качестве наполнителей тонкодисперсных порошков ферромагнитных сплавов и полупроводникового материала. Отверждение клеев осуществляется в умеренном режиме: при температуре $(20\pm5)^{\circ}\text{C}$ в течение не менее 24 ч или при 80°C в течение 4 ч. В табл. 4 и 5 представлены свойства этих клеев.

Таблица 4
Физико-технические характеристики клеев марки ТПК

Марка клея	Прочность при отрыве δ_{pp} , МПа	$\alpha_{уд}$, дБ/мм		$\operatorname{tg}\delta$ ($f = 7,5 \dots 9,5$ ГГц)	ϵ ($f = 7,5 \dots 9,5$ ГГц)
		$f = 7,5 \dots 9,5$ ГГц	$f = 12 \dots 18$ ГГц		
ТПК-1	23,7	1,93	4,65	0,196	7,1
ТПК-2	42,0	5,76	11,85	0,124	36,8
ТПК-3	37,5	3,69	1,97	0,029	32,4

Таблица 5
Диэлектрические характеристики клеев в КВЧ-диапазоне длин волн

Марка клея	f , ГГц	$\operatorname{tg}\delta$	ϵ
ТПК-1	13,295	0,057	10,2
	15,858	0,1	8,6
ТПК-2	13,082	0,027	20,9
	16,400	0,025	19,45
ТПК-3	13,058 – 16,330	0,033	16,45

Климатические испытания клеев ТПК в условиях, аналогичных испытаниям компаунда ЭЗК-184-10, показали, что поглащающая способность клеев практически не подвергается изменениям: значения показателя $\alpha_{уд}$ после каждого вида испытаний варьируются в пределах ошибки измерений. Механическая прочность клеев является более «зависимым параметром». Однако значения показателя «предел прочности при отрыве» в результате всех испытаний сохраняются на достаточно высоком уровне – более 15 МПа.

Процессы приготовления клеев осуществляются непосредственно перед их применением, так как по рецептурному составу они относятся к kleям холодного отверждения. Если разрыв между операциями приготовления и применения данных kleев составляет более 3...4 ч, то их транспортировку необходимо осуществлять в двухместной таре. В этом случае срок хранения kleев увеличивается до 10 и более суток.

Разработанные kleи являются высоконаполненными системами, имеют вязкую консистенцию и не растекаются по поверхности. По своей рабочей вязкости они технологичны для формирования объемов поглотителей разной площади без применения специальной оснастки. Клей ТПК-1 положительно зарекомендовал себя в качестве экранирующего покрытия по цепям питания и управления с одновременной фиксацией самих проводов и упрочнением мест пайки. Клей ТПК-2 используется взамен резины «ХВ» в качестве экранирующего и поглащающего покрытия на внутренних сторонах крышек корпусов для формирования эффективных межсхемных и внутриблочных поглотителей с высокой адгезионной прочностью соединения с металлическими поверхностями, в том числе по гальваническим покрытиям, таким, как Ni, Sn–Bi, Pd–Ni. Немагнитный поглащающий kleй ТПК-3 перспективен для применения в качестве электрического изолятора в случаях плотного монтажа проводов питания с целью предотвращения низкоомного контакта между ними.

На все клеевые и компаундные полимерные композиционные материалы оформлены технические условия.

Разработка материалов осуществлялась с участием ведущих специалистов: О. А. Сорочинской, Н. В. Кожевиной, Г. В. Смирновой, разработка методики измерения удельного поглощения ЭМИ – [В. М. Лямзина].

ЛИТЕРАТУРА

1. ТУ 6-00-5761783-322-89. Пластины эластичные марок «ХВ».
2. Маделунг, О. Теория твердого тела / О. Маделунг. – М.: Наука, 1980.
3. Лившиц, М. М. Электронная теория металлов / М. М. Лившиц. – М.: Энергия, 1976.
4. Ландау, Л. Д. Электродинамика сплошных сред / Л. Д. Ландау, Е. М. Лившиц. – М.: Гостехиздат, 1959.
5. Шапилова, К. В. Физика полупроводников / К. В. Шапилова. – М.: Энергия, 1976.
6. Тареев, Б. М. Физика диэлектрических материалов / Б. М. Тареев. – М.: Энергия, 1982.
7. Патент 2375395 РФ. Композиционный материал / Т. Н. Ершова, Н. В. Кожевина, Ю. А. Кондрашенков. – Опубл. 2009.
8. Патент 2373236 РФ. Полимерная композиция / Т. Н. Ершова, Н. В. Кожевина, Ю. А. Кондрашенков, Г. В. Смирнова. – Опубл. 2009.

Статья поступила 10 июня 2013 г.

УДК 669.018.95

ПОЛИМЕРНЫЕ КОМПОЗИЦИОННЫЕ КЛЕЕВЫЕ И КОМПАУНДНЫЕ МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ ПОГЛОЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

Т. Н. Ершова

ОАО «НПП «Исток» им. Шокина», г. Фрязино

Представлена серия полимерных композиционных материалов типа заливочных компаундов и kleev для поглощения и экранирования электромагнитных излучений.

КС: изделие электронной техники, электромагнитное излучение, электровакуумный прибор, композиционный материал, СВЧ- и КВЧ-диапазоны длин волн

A set of polymer composite materials like filling compounds and adhesives for absorbing and screening of electromagnetic radiation has been presented.

Keywords: electronic engineering product, electromagnetic radiation, electrovacuum device, composite material, microwave and EHF wavelength ranges

В производстве и применении изделий электронной техники (ИЭТ), особенно СВЧ- и КВЧ-диапазонов длин волн, актуальна проблема обеспечения электромагнитной совместимости, изоляции, устойчивости и защиты. Для этих целей в производстве ИЭТ известно использование объемных поглотителей из ферроэпоксидов и магнитодиэлектрической резины «ХВ» [1]. Однако такая технология имеет существенное ограничение из-за недостаточной эффективности по уровню поглощения электромагнитных излучений (ЭМИ) в широком диапазоне частот, а также из-за технологических трудностей при локальном размещении таких поглотителей непосредственно в конструкции электровакуумных приборов (ЭВП), полупроводниковых и комплексированных изделий. Для решения таких задач была проведена серия разработок по созданию специальных полимерных композиционных материалов (ПКМ) типа заливочных компаундов и kleев, предназначенных для формирования внешней электромагнитной изоляции отдельных узлов ЭВП или эффективной СВЧ-развязки по цепям питания функциональных узлов полупроводниковых приборов и электронных модульных устройств.

При создании ПКМ такого назначения было учтено, что полимеры в основном являются хорошими диэлектриками ($\epsilon \approx 2,5 \dots 4,5$, $\operatorname{tg}\delta \approx 0,01 \dots 0,001$) и фактически относятся к категории радиопрозрачных материалов. Поэтому главной проблемой при разработках являлся подбор или создание материала наполнителя с оптимальным комплексом физико-технических характеристик, обеспечивающих способность поглощать ЭМИ.

Известно, что взаимодействие среды с электромагнитным полем описывается уравнениями:

$$D = \epsilon \epsilon_0 E \text{ и } B = \mu \mu_0 H,$$

которые устанавливают связь электрической D и магнитной B индукций с напряженностями электрического E и магнитного H полей, а поглощенная энергия α пропорциональна частоте

падающего поля, удельной проводимости и магнитной проницаемости проводника ($\alpha = \sqrt{\omega\sigma\mu_0/2}$) [2, 3, 4]. Поэтому подбор (или создание) наполнителей, поглащающих ЭМИ, осуществлялся среди материалов или сплавов, обладающих повышенными электропроводностью и магнитной проницаемостью. При этом учитывалось, что в металлах эффективное поглощение ЭМИ ограничивается величиной скин-слоя, вследствие чего проводящие наполнители необходимо использовать только в порошковом виде, а величина зерна выбранного металла или сплава должна быть близка величине его скин-слоя. Важно также учитывать, чтобы общее содержание проводящей фазы в ПКМ и характер ее распределения в системе металл-диэлектрик исключали прямой контакт проводящих частиц между собой в целях обеспечения максимального вклада поверхностных явлений в общий эффект затухания ЭМИ и снижения эффекта отражения.

В качестве поглащающего наполнителя ПКМ с диэлектрическими свойствами могут быть использованы и полупроводящие материалы, в силу их достаточно малого удельного сопротивления ($\rho_v \approx 10^6 \dots 10^8 \Omega \cdot \text{см}$), при этом поглащающие свойства полупроводников будут обеспечиваться сквозной и дырочной проводимостями. Кроме того, следует помнить, что с повышением температуры их удельная проводимость возрастает [5].

В процессе разработки ПКМ, поглащающих ЭМИ, при подборе для них полимерного связующего учитывалось, что полимерные диэлектрики тоже могут участвовать в суммарном эффекте поглощения, хотя и в меньшей степени, чем проводящие или полупроводящие наполнители, за счет собственной ионной проводимости, а также благодаря потерям:

- релаксационным – из-за процессов поляризации в электрических полях;
- резонансным – когда частота электрического поля приближается к частотам собственных колебаний электронов или ионов;
- дополнительным релаксационным – из-за ионизации примесных включений [6].

Как указывалось выше, основным параметром, характеризующим эффективность любого поглотителя, является коэффициент затухания α . Но подбор компонентов для ПКМ необходимо осуществлять и с учетом возможности обеспечения минимального значения другого важного параметра – коэффициента отражения. Последний учитывает величину отраженной волны, обусловленной несоответствием волновых сопротивлений свободного пространства и поглащающего материала.

Дополнительными условиями, которые необходимо было соблюдать при разработке поглащающих ПКМ типа заливочных компаундов или клеев, следует назвать:

- нежелательность использования в качестве наполнителей материалов с фазовыми переходами, поскольку они не обладают стабильностью свойств в температурных полях;
- наполнитель должен обладать повышенной теплопроводностью для поглощения больших мощностей, а связующее – повышенной термостойкостью, поскольку процессы поглощения связаны с переходом энергии электрического поля в другие виды энергии, и прежде всего в тепловую;
- материалы наполнителя и связующего должны обладать стабильностью состава и свойств для обеспечения стабильности электрофизических характеристик ПКМ в различных эксплуатационных условиях (повышенные температуры, высокая влажность, соляной туман, резкая смена температур и т. п.);
- полимерная составляющая ПКМ должна обеспечивать их технологичность в условиях изготовления и применения.

Для оценки поглощающей способности разрабатываемых ПКМ был выбран метод измерения удельного поглощения ЭМИ в заданном диапазоне частот путем измерения затухания и отражения энергии с применением панорамных измерителей КСВН и ослабления. Размеры контрольных образцов ПКМ определялись размерами волноводного тракта панорамного измерителя, а толщина составляла 10 мм для компаундного и 1...2 мм для kleевого материала. Диэлектрические характеристики материалов определялись резонаторным методом в диапазоне частот 7,5...9,5 ГГц.

В качестве полимерных связующих для разработки ПКМ были выбраны следующие материалы:

- низкомолекулярные силиконовые каучуки типа СКТН, которые стабильны в широком диапазоне температур (от -60 до +300 °C), обладают хорошей долговечностью (до 25 лет складского хранения в завулканизированном состоянии) и, благодаря низкой вязкости, позволяют создавать на их основе высоконаполненные композиции. Путем применения специальных каталитических систем такие композиции легко переводятся в резиноподобное состояние без повышенных температур и давления;

- низковязкие эпоксидные модифицированные смолы, термостойкие до 200...250 °C, из которых путем применения специальных отвердителей можно формировать высокопрочные твердые объемы различной конфигурации или kleевые материалы с высокой адгезионной способностью.

Ниже представлены номенклатура и свойства разработанных ПКМ.

Для целей электромагнитной изоляции токоведущих элементов ЭВП, а также для формирования объемных поглотителей во внутримодульных объемах электронных устройств и полупроводниковых приборов разработаны силиконовые резиноподобные заливочные компаунды марок ПАК-1 и ПАК-3 с применением тонкодисперсных ферромагнитных порошков двойных и тройных сплавов [7]. Компаунды имеют ограниченную жизнеспособность и поэтому изготавливаются непосредственно перед применением методом свободного или принудительного литья в заливочные формы или путем шпательного нанесения на открытые поверхности. Для обеспечения адгезии к изолируемых поверхностям применяется предварительное нанесение на последние специальных адгезионных подслоев. Свойства компаундов представлены в табл. 1.

Таблица 1

Физико-технические характеристики силиконовых заливочных компаундов марки ПАК

Показатель	Значение	
	ПАК-1	ПАК-3
Внешний вид до вулканизации	Однородная пастообразная масса серо-черного цвета	
Жизнеспособность при $T = (20 \pm 5)$ °C, ч	0,5 – 2,0	0,5 – 2,0
Режим вулканизации, °C/ч	(20 \pm 5)/72	(20 \pm 5)/72
Внешний вид после вулканизации	Резиноподобный материал серо-черного цвета	

Окончание табл. 1

Показатель	Значение	
	ПАК-1	ПАК-3
Плотность, г/см ³	3,3	1,9
Коэффициент теплопроводности, Вт/(м·К), не менее	0,6	0,6
Удельное поглощение, дБ/см, не менее ($f = 7,5 \dots 9,5$ ГГц)	20	30
Тангенс угла диэлектрических потерь ($f = 7,5 \dots 9,5$ ГГц)	$4,8 \cdot 10^{-1}$	$5,4 \cdot 10^{-1}$
Условная прочность при отрыве, МПа, не менее	10,0	10,0
Относительное удлинение при отрыве, %, не менее	30,0	30,0
Прочность связи по подслою П-12Э с медью и сплавом 29НК при отслаивании, кгс/см, не менее	0,3	0,3
Общее газовыделение в интервале температур 20...150 °C, м ³ · Па/г	$1057 \cdot 10^{-3}$	$1895 \cdot 10^{-3}$

Прочностные, адгезионные и поглощающие свойства данных компаундов стабильны в условиях воздействия повышенной температуры 200 °C в течение не менее 200 ч, резкой смены температур в диапазоне -60...+85 °C в течение не менее 10 циклов, повышенной влажности при 55 °C не менее 21 сут, соляного тумана и грибковой плесени в течение 7 и 30 сут соответственно.

Для изготовления объемных поглотителей конструкционного назначения (экранов, прокладок, втулок и т. п.) разработан высокопрочный компаунд повышенной твердости на основе эпоксиэлементоорганической смолы. Смола обладает пониженной вязкостью и теплоустойчива до 200 °C. Эти качества позволили создать на ее основе с применением тонкодисперсного ферромагнитного наполнителя технологичную по рабочей вязкости, режиму отверждения и литьевым свойствам композицию, в которой реализован высокий уровень поглощающих свойств [8]. В табл. 2 представлены свойства этого компаунда.

Таблица 2
Физико-технические характеристики компаунда ЭЗК-184-10

Показатель	Значение
Плотность, г/см ³	3,2
Механическая прочность при отрыве δ_{pp} , МПа	40,9
Тангенс угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg}\delta$ ($f = 7,5 \dots 9,5$ ГГц)	0,27
Диэлектрическая проницаемость ϵ ($f = 7,5 \dots 9,5$ ГГц)	6,38
Теплопроводность, Вт/(м·К)	0,5
Удельное поглощение $\alpha_{уд}$, дБ/см ($f = 7,5 \dots 9,5$ ГГц)	32,9
Общее газовыделение в интервале температур 20...150 °C, м ³ · Па/г	$844 \cdot 10^{-3}$

Эксплуатационная устойчивость компаунда оценивалась в условиях воздействия жестких дестабилизирующих факторов:

- резкой смены температур в диапазоне $-60\ldots+85^{\circ}\text{C}$, 10 циклов;
- пониженной температуры (-60°C), 24 ч;
- влажности воздуха $\varphi = (93\pm3)\%$ при температуре 55°C , 21 сут;
- температуры 150°C , 500 ч;
- складского хранения в отапливаемом помещении, 15 лет.

Испытания проводились с учетом требований и по методикам ГОСТ 20.57.416–98. Результаты представлены в табл. 3.

Таблица 3

Эксплуатационная устойчивость эпоксидного компаунда ЭЗК-184-10

Показатель	Значение		
	до испытаний	после воздействия	
		$150^{\circ}\text{C}, 500$ ч	Климатические испытания в последовательном режиме
Удельное поглощение $\alpha_{уд}$, дБ/см ($f = 7,5\ldots9,5$ ГГц)	32,9	33,7	35,7
Механическая прочность при отрыве δ_{pp} , МПа	40,9	36,6	28,7

Из этого компаунда можно изготовить детали или заготовки для них различной массы и конфигурации, в том числе и крупногабаритные, методом свободного литья в предварительно нагретые до 100°C металлические формы. Для изготовления бесспористых деталей применяется предварительное обезгаживание компаундной массы при $p = 0,5\ldots10$ мм рт. ст. Отверждение компаунда осуществляется в два этапа: при температуре 120°C в течение $2\ldots4$ ч и при $140^{\circ}\text{C} - 8\ldots9$ ч. Металлические формы для отливки деталей проходят до процесса заливки обработку разделительным составом с вжиганием этого состава при 180°C для обеспечения легкого съема и тиражируемости отливок.

Для решения проблемы электромагнитной развязки по цепям питания и электромагнитной совместимости во внутримодульных объемах при производстве электронных изделий СВЧ- и КВЧ-диапазонов длин волн разработана серия полимерных клеевых материалов конструкционного назначения марки ТПК [8]. Эти материалы обладают способностью эффективно поглощать ЭМИ ($\alpha_{уд} > 3$ дБ/мм) и позволяют производить в одном технологическом цикле операции по монтажу элементной базы и формированию локальных слоев поглотителей или экранов заданной толщины и площади во внутриблочных объемах. Клеи разработаны на основе эпоксидной модифицированной смолы с применением в качестве наполнителей тонкодисперсных порошков ферромагнитных сплавов и полупроводникового материала. Отверждение клеев осуществляется в умеренном режиме: при температуре $(20\pm5)^{\circ}\text{C}$ в течение не менее 24 ч или при 80°C в течение 4 ч. В табл. 4 и 5 представлены свойства этих клеев.

Таблица 4
Физико-технические характеристики клеев марки ТПК

Марка клея	Прочность при отрыве δ_{pp} , МПа	$\alpha_{уд}$, дБ/мм		$\operatorname{tg}\delta$ ($f = 7,5 \dots 9,5$ ГГц)	ϵ ($f = 7,5 \dots 9,5$ ГГц)
		$f = 7,5 \dots 9,5$ ГГц	$f = 12 \dots 18$ ГГц		
ТПК-1	23,7	1,93	4,65	0,196	7,1
ТПК-2	42,0	5,76	11,85	0,124	36,8
ТПК-3	37,5	3,69	1,97	0,029	32,4

Таблица 5
Диэлектрические характеристики клеев в КВЧ-диапазоне длин волн

Марка клея	f , ГГц	$\operatorname{tg}\delta$	ϵ
ТПК-1	13,295	0,057	10,2
	15,858	0,1	8,6
ТПК-2	13,082	0,027	20,9
	16,400	0,025	19,45
ТПК-3	13,058 – 16,330	0,033	16,45

Климатические испытания клеев ТПК в условиях, аналогичных испытаниям компаунда ЭЗК-184-10, показали, что поглащающая способность клеев практически не подвергается изменениям: значения показателя $\alpha_{уд}$ после каждого вида испытаний варьируются в пределах ошибки измерений. Механическая прочность клеев является более «зависимым параметром». Однако значения показателя «предел прочности при отрыве» в результате всех испытаний сохраняются на достаточно высоком уровне – более 15 МПа.

Процессы приготовления клеев осуществляются непосредственно перед их применением, так как по рецептурному составу они относятся к kleям холодного отверждения. Если разрыв между операциями приготовления и применения данных kleев составляет более 3...4 ч, то их транспортировку необходимо осуществлять в двухместной таре. В этом случае срок хранения kleев увеличивается до 10 и более суток.

Разработанные kleи являются высоконаполненными системами, имеют вязкую консистенцию и не растекаются по поверхности. По своей рабочей вязкости они технологичны для формирования объемов поглотителей разной площади без применения специальной оснастки. Клей ТПК-1 положительно зарекомендовал себя в качестве экранирующего покрытия по цепям питания и управления с одновременной фиксацией самих проводов и упрочнением мест пайки. Клей ТПК-2 используется взамен резины «ХВ» в качестве экранирующего и поглащающего покрытия на внутренних сторонах крышек корпусов для формирования эффективных межсхемных и внутриблочных поглотителей с высокой адгезионной прочностью соединения с металлическими поверхностями, в том числе по гальваническим покрытиям, таким, как Ni, Sn–Bi, Pd–Ni. Немагнитный поглащающий kleй ТПК-3 перспективен для применения в качестве электрического изолятора в случаях плотного монтажа проводов питания с целью предотвращения низкоомного контакта между ними.

На все клеевые и компаундные полимерные композиционные материалы оформлены технические условия.

Разработка материалов осуществлялась с участием ведущих специалистов: О. А. Сорочинской, Н. В. Кожевиной, Г. В. Смирновой, разработка методики измерения удельного поглощения ЭМИ – [В. М. Лямзина].

ЛИТЕРАТУРА

1. ТУ 6-00-5761783-322-89. Пластины эластичные марок «ХВ».
2. Маделунг, О. Теория твердого тела / О. Маделунг. – М.: Наука, 1980.
3. Лившиц, М. М. Электронная теория металлов / М. М. Лившиц. – М.: Энергия, 1976.
4. Ландау, Л. Д. Электродинамика сплошных сред / Л. Д. Ландау, Е. М. Лившиц. – М.: Гостехиздат, 1959.
5. Шапилова, К. В. Физика полупроводников / К. В. Шапилова. – М.: Энергия, 1976.
6. Тареев, Б. М. Физика диэлектрических материалов / Б. М. Тареев. – М.: Энергия, 1982.
7. Патент 2375395 РФ. Композиционный материал / Т. Н. Ершова, Н. В. Кожевина, Ю. А. Кондрашенков. – Опубл. 2009.
8. Патент 2373236 РФ. Полимерная композиция / Т. Н. Ершова, Н. В. Кожевина, Ю. А. Кондрашенков, Г. В. Смирнова. – Опубл. 2009.

Статья поступила 10 июня 2013 г.

МЕДИЦИНСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.385.6.029.65

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВОЛНОВОДНО-ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО МЕТОДА ДЛЯ КОНТРОЛЯ И ИССЛЕДОВАНИЯ СИЛЬНО ПОГЛОЩАЮЩИХ ЖИДКОСТЕЙ В МИКРОВОЛНОВОМ ДИАПАЗОНЕ

К. Д. Казаринов, И. Г. Полников

ФИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, г. Фрязино

М. В. Городецкая

ФГУП СКБ ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, г. Фрязино

Предложен обзор работ за последние 25 лет по использованию волноводно-диэлектрического метода для контроля и исследования сильно поглощающих жидкостей и суспензий с помощью измерительной ячейки – диэлектрической трубки в металлическом волноводе. Начало этих работ было положено изобретением на ФГУП «НПП «Исток» в 1986 году измерительной волноводной ячейки для контроля параметров жидких диэлектриков.

КС: микроволновое излучение, металлический волновод, диэлектрическая трубка – капилляр, измерение влажности углеводородных смесей, биологическое действие микроволнового излучения, температура плавления липосом

A review of works for the last 25 years on using waveguide-dielectric method for control and investigation of highly absorbing liquids and suspensions with the help of measuring cell – dielectric tube in metal waveguide – is being suggested. These works stem from the invention of a measuring waveguide cell at FSUE “RPC “Istok” in 1986 for checking parameters of liquid dielectrics.

Keywords: microwave radiation, metal waveguide, metal waveguide, dielectric tube – capillary, measuring of hydrocarbon mixture humidity, biological action of microwave radiation, liposome melting temperature

1. ВВЕДЕНИЕ

Принцип традиционных резонансных методов состоит в сравнении резонансной частоты и добротности резонатора, измеренных сначала без исследуемого образца, а затем с образцом, помещенным в полость резонатора [1]. Основным ограничением, которым приходится руководствоваться при выборе конструкции и размеров резонатора, а также способа введения диэлектрического образца в резонатор, является условие квазистационарности. При нарушении условия квазистационарности размеры системы могут оказаться сравнимыми с длиной волны электромагнитного излучения и учет «полезного» сигнала на фоне «параизитных» параметров будет тогда невозможен.

Для решения поставленной задачи обычно пользуются методом малых возмущений [2], который дает возможность установить связь между мощностью, поглощаемой внутри полости резонатора, и энергией, поступающей в эту полость в единицу времени.

Как показал опыт, цилиндрические резонаторы недостаточно привлекательны для исследований диэлектриков с большими потерями, вследствие значительного возмущения поля. Эта проблема была решена при использовании колебаний основного типа, что позволило анализировать образцы значительно большего диаметра и с большими потерями при отсутствии возмущения поля. Возможность перестройки цилиндрического резонатора с помощью подвижного поршня можно отнести к основным достоинствам режима основного типа колебаний. Использование перестраиваемого резонатора существенно расширяет возможности метода для анализа широкого круга диэлектриков, повышает чувствительность метода и точность измерений.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Следует отметить, что волноводные кюветы в виде диэлектрической трубы, заполненной жидкостью и помещенной в центре прямоугольного волновода перпендикулярно его широким стенкам, довольно часто использовались при химических анализах [3], а также в биофизических исследованиях [4]. Такая система проста в изготовлении, удобна в эксплуатации и обеспечивает эффективное взаимодействие объекта с микроволновым излучением.

В работе [5] была предпринята попытка оценить влияние микроволнового излучения на скорость течения и массопереноса сильно поглощающих растворов, протекающих через трубы малого диаметра. Трубка с протекающим раствором располагалась перед рупорной антенной, запитанной от СВЧ-генератора ($9,1\text{ ГГц}$; $5..35\text{ мВт/см}^2$). Во всех исследованных случаях скорость течения возрастала не менее чем на 10 % при микроволновом облучении. Наблюдаемый эффект авторы связывали с изменением вязкости жидкости в капилляре под действием СВЧ-излучения, а также с возможностью прямого воздействия излучения на диэлектрическую трубку.

Предложен способ и устройство для измерения концентрации двухкомпонентной жидкости, основанный на измерении поглощения СВЧ-излучения в волноводной секции, которую пронизывает диэлектрическая трубка с контролируемой жидкостью [6].

Р. Г. Мухтаров в своем обзоре [7] представляет волноводные измерительные ячейки с диэлектрическими трубками, пронизывающими широкие стенки волноводных секций. Эти измерительные ячейки автор рассматривает вне их резонансных свойств, и увеличение эффективности взаимодействия контролируемого вещества при излучении достигается увеличением геометрической протяженности диэлектрической трубы в волноводе (трубка в виде плоской спирали в волноводе или в виде замедляющей структуры, помещенной вдоль оси широкой стенки волновода (рис. 1), как с диэлектрическими вставками [8], так и без них). Изменение величины затухания энергии СВЧ-излучения в зависимости от концентрации метанола в воде составляло в этом устройстве всего лишь единицы децибел на 10 % изменения концентрации.

В устройстве, предложенном в работе [9], измерительная кювета с рабочим веществом выполнена в виде капилляра с электродами, вмонтированными в его торцы и соединенными с синхронным детектором. При этом капилляр устанавливается при настройке параллельно вектору плоскости поляризации электрического поля микроволнового излучения.

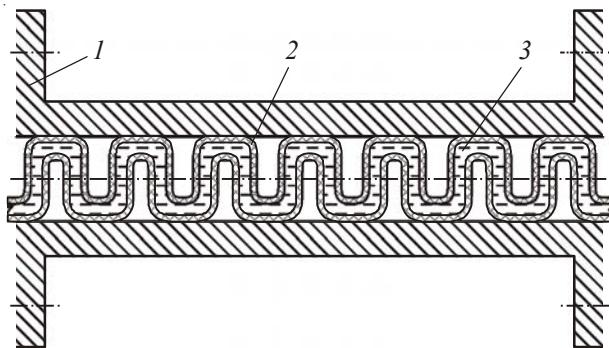


Рис. 1. Измерительная ячейка [7]:
1 – волновод; 2 – диэлектрическая трубка,
помещенная вдоль оси широкой стенки волновода; 3 – контролируемая жидкость

Отмечались также привлекательность и перспективность использования капиллярной трубы в измерительном тракте установки терагерцовой высокочувствительной жидкостной спектроскопии (226...336 ТГц) для оценки изменения состояния молекул в водной среде [10].

В работе [11] кювета в волноводе сечением $5,2 \times 2,6$ мм 2 , представляющая собой тонкостенную тефлоновую трубку, использовалась для исследования водных растворов с коэффициентом поглощения около 20 дБ/мм, незначительно изменяющимся в диапазоне частот волновода (рис. 2). При этом удалось обнаружить явление резонансного ослабления КВЧ-сигнала при определенных значениях внутреннего диаметра трубы. Отмечалась высокая добротность резонанса (в области значений 300...500), свойственная системам с низким уровнем потерь, несмотря на то, что объектом исследований в данной системе являлся водный раствор с тангенсом угла потерь около 1. Было высказано предположение, что наблюдаемое явление можно отнести к одному из типов резонансов волн в прямоугольном волноводе на поверхности диэлектрика с высоким значением диэлектрической проницаемости [11].

В данной системе были опробованы капилляры из различных диэлектрических материалов с малыми потерями: тефлона, капрона, полиэтилена, кварца. Наиболее высокодобротный резонанс был получен при заполнении водой тефлоновых капилляров с внутренним диаметром 0,5...2 мм и толщиной стенки 0,1...0,2 мм.

В этой же работе [11] была исследована зависимость параметров резонанса от диэлектрических свойств различных жидкостей: чистой воды, водных растворов спиртов различной концентрации, диоксана, солей, сахаров. В процессе экспериментов наблюдалась закономерность: резонанс сдвигался в область более высоких частот и одновременно снижалась добротность резонанса при уменьшении диэлек-

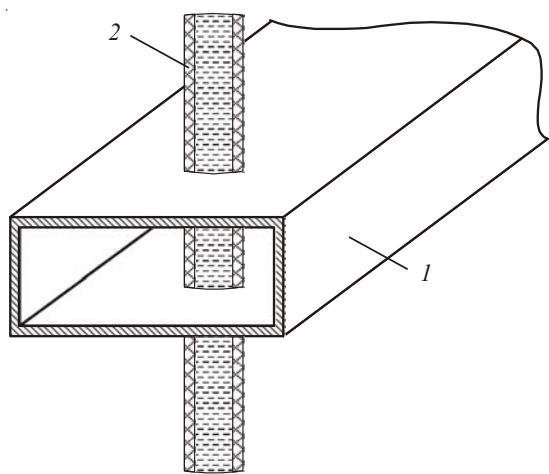


Рис. 2. Измерительная ячейка:
1 – волновод; 2 – диэлектрическая трубка,
помещенная вдоль оси широкой стенки волновода

трической проницаемости исследуемой жидкости. При увеличении диэлектрической проницаемости наблюдался обратный эффект.

Так, например, в слабых растворах солей KCl и LiCl, имеющих противоположные знаки гидратации и по-разному влияющих на диэлектрическую проницаемость воды [12], резонанс сдвигался в разные стороны относительно положения резонансной кривой по шкале длин волн в чистой воде.

В отличие от широко применяемых в измерительной технике полых резонаторов с поглощающим образцом, для которых измерения основаны на эффекте малого возмущения поля в резонаторе образцом, в данном случае исходная измерительная ячейка с пустым капилляром не обладает резонансными свойствами, а резонанс возникает только в присутствии исследуемого образца. Эта особенность рассматриваемого волноводного резонатора и определяет высокую чувствительность параметров регистрируемого резонанса к диэлектрическим свойствам образца [11].

Было высказано предположение о том, что дополнительным фактором, по-видимому, является возбуждение и резонанс волны H_{20} в поперечном сечении волновода с образцом, имеющим большую величину диэлектрической проницаемости [13]. Однако с этим трудно согласиться, исходя из элементарных физических представлений об изменении структуры электрического поля в волноводе при механическом перемещении его широких стенок.

В публикации [14] также опровергается это утверждение, как несостоительное, и приводятся данные анализа конфигурации электрического поля в рассматриваемой системе. В этой статье предлагается теоретический анализ распространения волны основного типа H_{10} через прямоугольный металлический волновод, широкие стенки которого пронизаны диэлектрическим капилляром квадратного сечения, заполненным жидкостью с высоким коэффициентом поглощения. Обнаружен резонанс на частотной зависимости прохождения волны H_{10} через волноводно-диэлектрический резонатор, физическая природа которого связана с интерференцией дифракционных гармоник, находящихся в противофазе. Сравнение, проведенное в данной работе, теоретической и экспериментальной частотных зависимостей коэффициента прохождения волны H_{10} через волноводно-диэлектрический резонатор дало удовлетворительное совпадение. В данной работе также теоретически предсказано существование оптимального размера капилляра, при котором резонанс на частотной зависимости коэффициента прохождения волны H_{10} выражен наиболее четко [14].

В работе [15] предложен еще один метод расчета конструкции измерительной ячейки – диэлектрической трубы в прямоугольном волноводе, которая заполнена сильно поглощающим материалом, и определены условия возникновения резонанса в такой системе на основе численного расчета параметров рассеяния излучения на диэлектрике с использованием алгоритма КАО [16].

Предложенная Е. В. Беляковым на ФГУП «НПП «Исток» в 1986 году конструкция резонансной измерительной камеры [13] отличается возможностью механической перестройки и подбора оптимальной связи резонатора с волноводным трактом. Широкие стенки волновода раздвигают два цилиндрических поршня, через осевые отверстия которых проходит капиллярная трубка, изготовленная из радиопрозрачного диэлектрика. Поршни регулируются по высоте в резонаторной камере с помощью винтового механизма перемещения.

Такие измерительные ячейки несложно изготовить для волноводов сечением 16×8 ; $11 \times 5,5$; $7,2 \times 3,4$ и $5,2 \times 2,6$ мм². Их применение может охватывать диапазон частот 12...53 ГГц, что

является предпосылкой для создания различных специализированных установок для контроля технологических процессов и научных исследований.

Таким образом, была предложена опробованная в лабораторных условиях идея создания волноводно-диэлектрического резонатора с очень высокой чувствительностью к изменению диэлектрических свойств анализируемого материала, как с большими, так и с малыми потерями, а также была изготовлена небольшая серия опытных образцов резонаторов [17]. Дальнейшее ознакомление с техническим исполнением устройства показало авторам настоящей работы необходимость его всесторонней доработки для конкретной задачи, а также с учетом планирования дальнейшей его эксплуатации в промышленных условиях [18].

В процессе выполнения данной работы нами была проведена существенная доработка конструкции волноводной резонансной камеры (рис. 3). Изменениям подвергся механический привод перемещения поршней. Кроме того, закрепляющий болт был заменен на спиральную пружину для фиксации положения поршней в резонаторе. Доработана была также конструкция короткозамыкающего поршня, который имел ненадежный контакт с поверхностью резонатора, что приводило к нестабильности геометрических размеров резонатора, а следовательно, и результатов измерений [18].

В процессе оптимизации конструкции резонаторной камеры были испытаны трубы (капилляры) из различных диэлектриков с незначительным поглощением микроволнового излучения: полистирол, капрон, этилен, фторопласт. Мы остановились на трубках из фторопласта – материала, подходящего по своим физико-химическим характеристикам, а также из технологических соображений.

Внутренний диаметр капилляра выбирался из ряда размеров в интервале 2,2…2,7 мм для волновода сечением $11 \times 5,5$ мм². Испытывались также диэлектрические трубы с различной толщиной стенки: 0,1…0,5 мм.

В процессе экспериментальной работы нам пришлось столкнуться с неожиданным обстоятельством. Оно заключалось в том, что даже при минимальном уровне мощности генератора КВЧ-сигнала (0,1 мВт), обеспечивающем устойчивую работу устройства, наблюдалось существенное изменение амплитуды резонанса в зависимости от продолжительности облучения, свидетельствующее о микроволновом нагреве исследуемого экспериментального образца водного раствора.

Изменение амплитуды резонанса при микроволновом облучении образца в течение нескольких минут достигало в некоторых случаях 6 дБ, что свидетельствует о недопустимой погрешности измерений.

Такая ситуация указывает на необходимость надежного термостатирования измерительной резонаторной кюветы в процессе измерений. Обеспечить условия термостатирования в данных условиях довольно сложно из-за того, что облучаемая часть диэлектрической трубы, в которой находится исследуемый раствор, расположена внутри полого волновода. В случае «проточной» измерительной кюветы такого нагрева не наблюдается, так как движущаяся жидкость в диэлектрической трубке не успевает нагреться в зоне микроволнового облучения [19]. Однако для дорогостоящих биологических препаратов такой «проточный» режим работы измерительной ячейки неприемлем из-за непомерно высоких материальных затрат на проведение эксперимента.

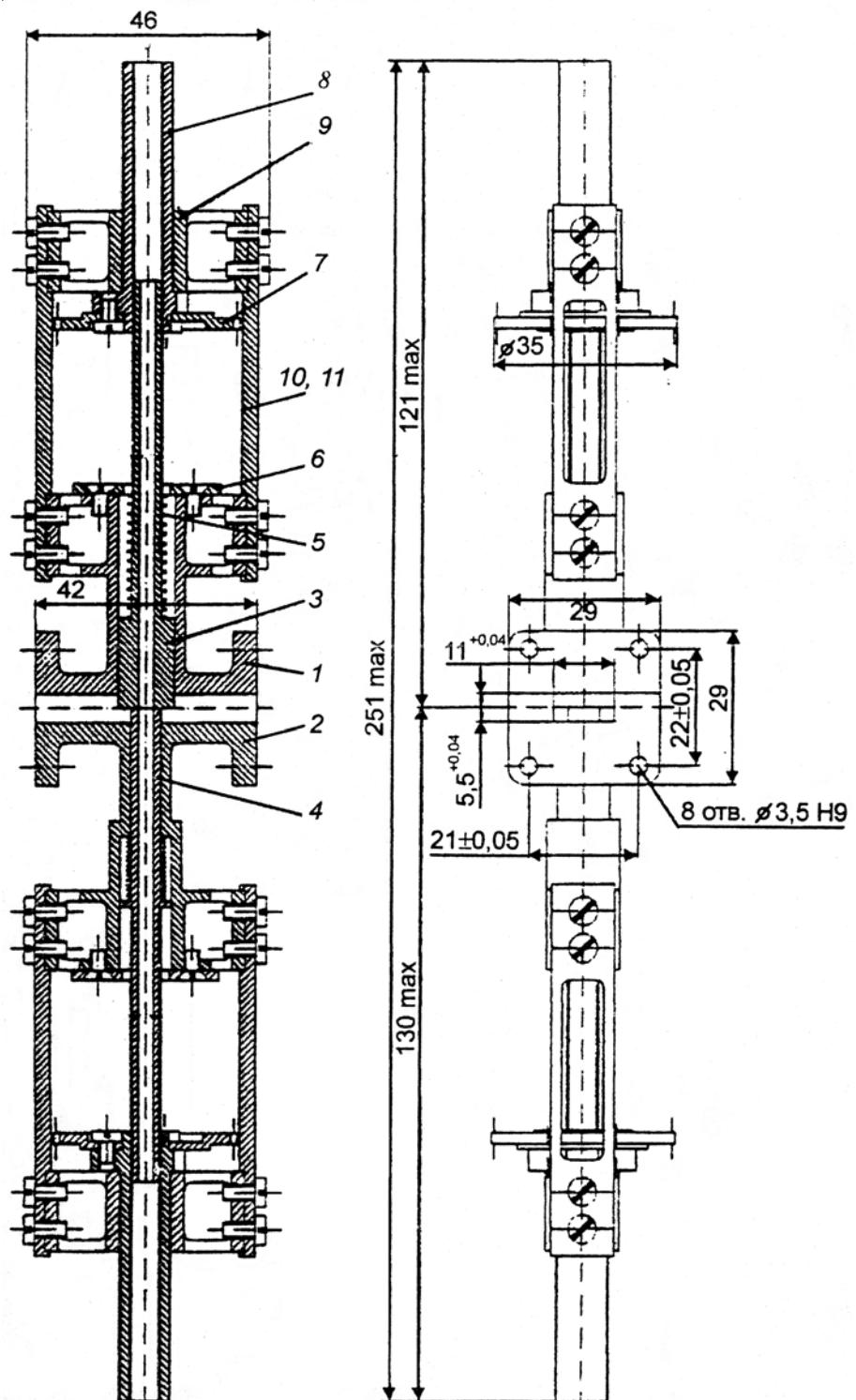


Рис. 3. Чертеж резонаторной камеры:

1, 2 – составной волновод; 3, 4 – большой и малый поршни; 5 – пружина; 6 – фланец;
7 – зубчатое колесо; 8 – дифференциальный винт; 9 – брускок; 10, 11 – крепежные стойки

Удачное решение данной проблемы мы подчерпнули из опыта специалистов нефтяной компании «British Petroleum Co LTD», которые предложили определять диэлектрические характеристики углеводородных смесей с водой следующим способом [20]. Учитывая высокий уровень поглощения водой СВЧ-излучения, авторы данной работы предложили в анализируемой водной многокомпонентной смеси измерять повышение температуры контролируемого объекта при его СВЧ-облучении, которое оказывается пропорциональным концентрации воды в объекте (например, в сырой нефти).

Температурная зависимость диэлектрических свойств воды и водных смесей хорошо изучена от низких частот до терагерцового диапазона [21].

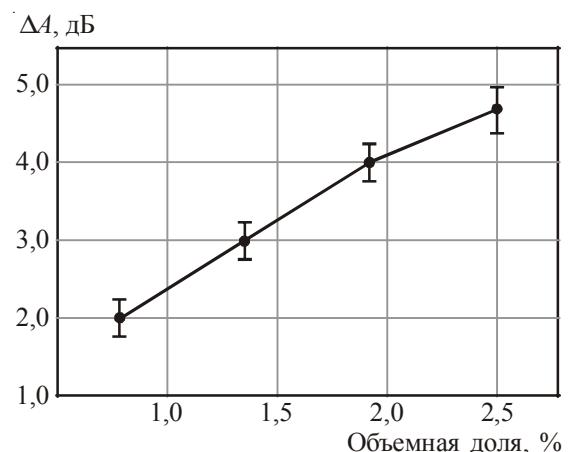
Следует отметить недостаток этого метода, связанный с необходимостью экранировки термопары при СВЧ-облучении, а также влияние самих термопар на температуру объекта в капиллярной трубке, что не может не сказаться на точности измерений.

Мы же решили заменить в данном способе сложную процедуру измерения температуры анализируемого образца на регистрацию изменения его коэффициента поглощения СВЧ-излучения при нагревании за фиксированный промежуток времени.

Предложенный новый способ измерения диэлектрических характеристик водных растворов хотя и несколько уступает по чувствительности прежнему способу измерений с помощью волноводной резонаторной камеры, но зато свободен от необходимости термостатировать измерительную ячейку, что не всегда представляется возможным. По сравнению же со способом, предложенным «British Petroleum Co LTD», наш подход отличают простота измерительной установки, процедуры измерений и отсутствие влияния датчиков измерителя температуры на контролируемый объект. В связи с тем, что расчетные количественные соотношения между параметрами резонанса и диэлектрическими параметрами образца установлены с большим приближением, для определения последних удобно пользоваться методом сравнения, калибруя измерительную систему по эталонным растворам.

Как видно из рис. 4, изменение концентрации воды в смеси на 1 % приводит, по нашим предварительным данным, к изменению поглощения СВЧ-сигнала приблизительно на 2 дБ. Это позволяет даже при довольно невысокой стабильности амплитудных и частотных характеристик используемых серийных панорамных измерительных установок измерять концентрацию воды с необходимой точностью. Следует отметить, что данная методика была нами опробована для сравнительно небольших изменений содержания воды в углеводородных смесях, около 1...7 %, так как в этом случае наблюдается близкая к линейной зависимость изменения амплитуды СВЧ-сигнала от концентрации раствора.

Рис. 4. Зависимость изменения поглощения СВЧ-сигнала на частоте 21,7 ГГц от концентрации воды в диэтиленгликоле при нагревании образца в течение 2 мин



В нашей работе по изучению конвекции в воде при микроволновом облучении было показано, что появление гидродинамической неустойчивости у границы раздела фаз при поглощении излучения может наблюдаться не только в покоящейся жидкости, но и в сформировавшихся потоках (т. е. в условиях вынужденной конвекции жидкости) [22 – 24]. Исследование действия микроволнового облучения на процессы движения воды в тонких диэлектрических трубках позволило установить зависимость увеличения скорости истечения воды из капилляра от падающей мощности микроволнового излучения (рис. 5, 6). Из рис. 6 видно, что порог наблюдаемого эффекта не превышает 10-мВт мощности излучения в волноводе сечением $7,2 \times 3,4$ мм². По всей видимости, высокая эффективность микроволнового излучения в данной системе вызвана поглощением энергии в тонком пристеночном слое воды (пограничный слой в капилляре), благодаря чему снижается сопротивление потоку жидкости. Обнаруженное явление было предложено использовать для измерения мощности излучения в волноводном тракте или в свободном пространстве непосредственно у источника излучения [25].

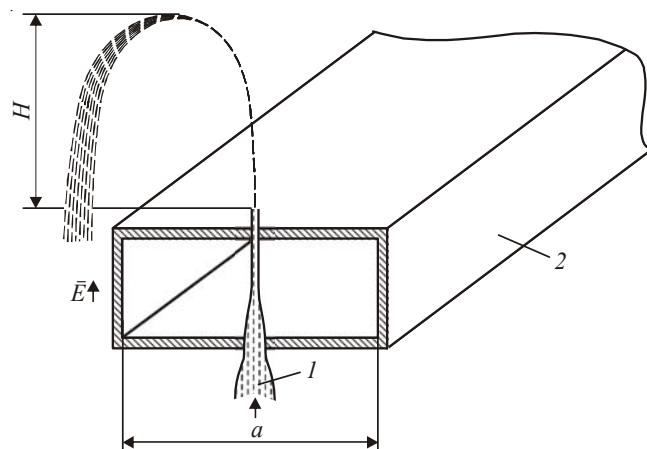


Рис. 5. Схема эксперимента по изучению влияния КВЧ-излучения на скорость истечания воды через стеклянный капилляр:

1 – капилляр, через который под постоянным давлением подается вода; *2* – фрагмент КВЧ-тракта; *a* – размер широкой стенки прямоугольного металлического волновода; *H* – высота струи, соответствующая величине падающей мощности в волноводе

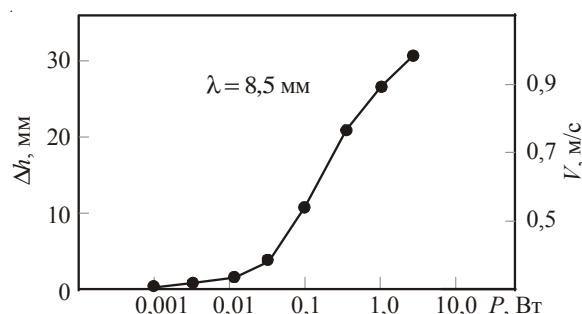


Рис. 6. Влияние КВЧ-излучения на скорость истечения воды из капилляра:
 Δh – изменение подъема вытекающей воды при включении КВЧ-излучения; V – скорость оттока воды на выходе из капилляра

В исследованиях мы использовали рассматриваемую конструкцию – волноводную ячейку с диэлектрическим капилляром, пропущенным через широкие стенки волновода, для изучения поглощения КВЧ-излучения в суспензии липосом – моделей биологических мембран [26]. В экспериментах по изучению первичных механизмов биологического действия микроволнового излучения мы исследовали простые биологические системы (на клеточном, мембранным и молекулярном уровнях) [27, 28]. При подготовке таких экспериментов с суспензиями клеток или липосом, а также растворами приходилось принимать сложное решение о способе микроволнового облучения биообъектов. Высокое содержание воды в наших объектах, сильно поглощающей микроволновое излучение, приводило к тому, что основная мощность излучения поглощалась в толщине образца не более 0,3 мм. Это обстоятельство диктовало необходимость использовать в наших опытах или очень тонкие кюветы, или же обычные, но снабженные механической мешалкой. Понятно, что в последнем случае снимался вопрос о неравномерности микроволнового облучения объекта, появлялась возможность надежного терmostатирования и контроля состояния объекта непосредственно в процессе облучения (например, контролировать кислотность среды, температуру, светорассеяние и т. д.). Следует заметить, однако, что эффективность облучения в такой ситуации оказывается достаточно невысокой. По этой причине приходилось искать такой способ микроволнового облучения, при котором весь объект находился бы в поле излучения и в то же время можно было бы контролировать его состояние [27].

Выполняя нашу задачу исследований, мы пришли к необходимости воспользоваться тонким полиэтиленовым капилляром, заполненным суспензией липосом. Следует отметить, что подобный способ облучения в капилляре, пропущенном сквозь широкую стенку волновода, обеспечивает хорошее согласование биологического объекта с волноводным измерительным трактом. Однако при определенном соотношении между размерами волновода, диаметром и толщиной стенок капилляра, диэлектрическими параметрами биологического материала, заполняющего капилляр, и длиной волны микроволнового излучения в тракте возможно значительное увеличение поглощенной мощности в довольно узкой полосе частот (волноводно-диэлектрический резонанс). Это явление нужно учитывать в наших биотехнологических экспериментах по облучению суспензий. С помощью впервые разработанного и использованного нами для диапазона КВЧ метода акустического детектирования поглощенной мощности (АДПМ) [28 – 30] мы зарегистрировали максимум в частотной зависимости выделяющейся в капилляре мощности (рис. 7, кривая 1). Такой же резонанс можно заметить и по измерениям КВЧ-мощности в волноводном тракте (рис. 7, кривая 2).

Было обнаружено, что капилляр с суспензией липосом поглощает микроволновое излучение гораздо сильнее, чем с суспензией эритроцитов, и еще более интенсивно, чем капилляр с дистиллированной водой. Эффект облучения зависел от мощности сигнала и возрастал в течение 1-2 мин после включения генератора КВЧ (на рисунке не показано). Эффект также возрастил с увеличением концентрации липосом в суспензии. В экспериментах с липосомами из ДПЛ (дипальмитоиллецитина) наблюдался отчетливый излом кривой поглощения при мощности 40...50 мВт (рис. 8). Пропускание микроволнового сигнала измерялось в двух точках кинетической кривой: исходной P_0 , т. е. непосредственно после включения мощности в волноводном тракте, и стационарной $P_{\text{ст}}$ – после завершения переходного процесса и установления стационарного значения проходящего КВЧ-сигнала через диэлектрический капилляр в волноводном тракте. В случае липосом из яичного лецитина, которые претерпевают фазовый структурный

переход при более высоких температурах, резких изменений зависимости поглощения от мощности сигнала мы не наблюдали. Все эксперименты были выполнены на длине волны 8,5 мм.

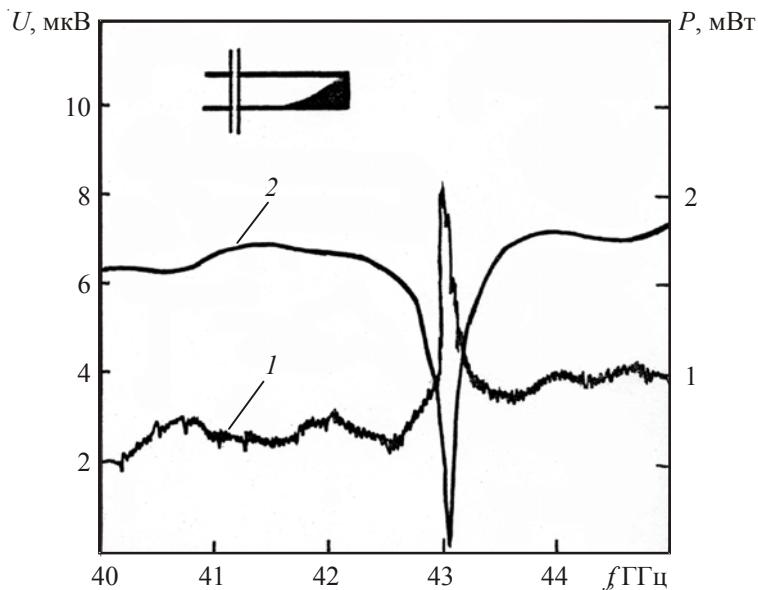


Рис. 7. Зависимости акустического сигнала (линейно связанного с поглощенной КВЧ-мощностью) в капилляре, расположенному в волноводе, от частоты микроволнового (КВЧ) излучения:

1 – акустический сигнал; 2 – прошедшая через образец КВЧ-мощность излучения

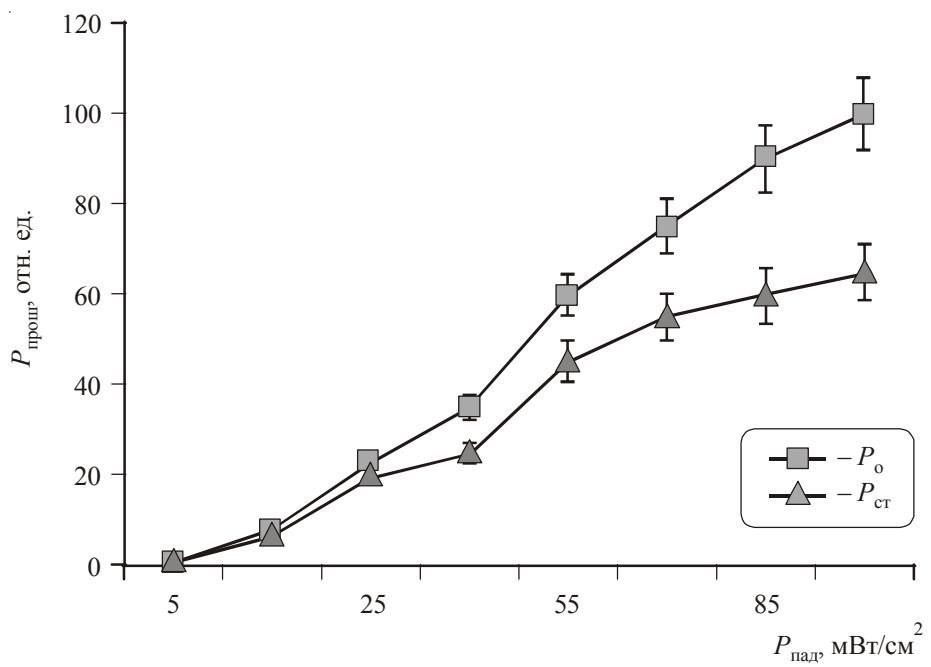


Рис. 8. Зависимости величины прошедшей мощности микроволнового излучения (исходного P_0 и стационарного $P_{\text{ст}}$) через капилляр с суспензией липосом из ДПЛ (40 мг/мл) от мощности падающего излучения (длина волны – 8,5 мм)

Можно предположить, что после включения микроволновой мощности супензия липосом нагревается, а излом на зависимости поглощения сигнала от мощности в случае капилляров с ДПЛ связан с термотропным структурным переходом гель–жидкий кристалл, т. е. с плавлением мембран при температуре фазового перехода 42 °С. Контрольные опыты по обдуванию капилляра горячим воздухом (50…60 °С) подтвердили, что поглощение микроволнового сигнала в нашей измерительной ячейке растет при повышении температуры объекта, независимо от способа его нагревания.

Ранее нами были получены аналогичные результаты в экспериментах с супензиями липидов в плоских кюветах [31, 32]. Гистерезис, обнаруживаемый по светорассеянию при переходе гель–жидкий кристалл и обратно, оказывается при КВЧ-нагреве примерно в два раза более узким, чем при обычном ИК-нагреве. Полученный в работе результат легко объяснялся исходя из предположения, что теплообмен между мембранами липосом и водой при плавлении происходит достаточно медленно.

В случае ИК-нагрева энергия поглощалась в основном стенкой кюветы, а липосомы нагревались в результате теплопередачи из внешней водной среды. Средняя температура липосом должна была при этом отставать от температуры в кювете. При микроволновом облучении липосомы, попадая в область поглощения излучения, нагреваются изнутри так же, как водная среда в этой области, и в этом случае передача тепла для плавления мембран идет эффективнее.

Температура окружающей среды, при которой происходит микроволновое облучение биологического объекта, может быть близка к температуре фазового перехода углеводородных цепей фосфолипидов, из которых состоят биологические мембранны. Тогда повышение температуры даже на 0,2 °С в процессе облучения может привести к новому фазовому состоянию фрагмента мембранны, например белок-липидного комплекса, и отклик системы обнаруживает новое качество с явно выраженным пороговым эффектом. Таким образом, при воздействии микроволновым излучением на биологические структуры, находящиеся вблизи точки фазового перехода, достигается эффект дистанционного управления функциональной активностью клетки. Следует также отметить, что незначительное изменение температуры биообъекта, при котором наблюдается фазовый переход в рассматриваемом случае, не всегда может быть надежно зафиксировано измерительным прибором и эффект микроволнового излучения будет должно истолкован как «нетепловой».

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной публикации представлен обзор результатов исследований, выполненных за последние 25 лет и посвященных разработке и созданию устройств на основе измерительной ячейки в виде прямоугольного металлического волновода, который пронизан по широкой части тонкой диэлектрической трубкой, заполненной сильно поглощающей жидкостью, с помощью которой исследовалось действие микроволнового излучения на водные среды и супензии липосом.

В работе представлены результаты изучения волноводно-диэлектрического метода в микроволновом диапазоне с целью создания на его основе датчиков для контроля влажности углеводородных смесей в жидком и газообразном состоянии. Выбор микроволнового диапазона частот определялся основным вкладом молекул воды в измеряемую величину поглощения углеводородной смеси, или супензий биологических везикул, или их моделей. Разработанная кон-

струкция измерительной кюветы на основе волноводно-резонансной камеры позволяет эффективно контролировать резонансное поглощение жидких диэлектрических материалов, в том числе и «на потоке». Конструкция измерительной камеры предусматривает дальнейшую возможность автоматизации процесса измерений.

Важна также обнаруженная возможность регистрации структурных фазовых переходов в липосомах – моделях биологических мембран и клетках крови человека по изменению величины поглощения микроволнового сигнала в капиллярной диэлектрической трубке, что должно представлять значительный интерес для исследователей механизмов биологического действия микроволнового излучения, а также специалистов по микроволновой спектроскопии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Брандт, А. А. Исследования диэлектриков на сверхвысоких частотах / А. А. Брандт. – М.: Физматгиз, 1963. – 403 с.
2. Гвоздовер, С. Д. Теория электронных приборов сверхвысоких частот / С. Д. Гвоздовер. – М.: Гостехиздат, 1956. – 527 с.
3. Храпко, А. М. Волноводные и квазиоптические устройства для измерения поглощения СВЧ-излучения в органических жидкостях / А. М. Храпко, В. И. Гайдук, Г. Ф. Бакаушина и др. // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1976. – Вып. 10. – С. 69–78.
4. Казаринов, К. Д. Роль примембранных водных слоёв в биологических эффектах мм-излучения низкой интенсивности: дис. канд. наук / К. Д. Казаринов. – ИРЭ АН СССР, 1986. – 157 с.
5. Bigu del Blanco et al. // IEEE. Interational Electromagnetic compability Symposium Record. – 1973. – Р. 56.
6. Заявка OS 37 41 577 ФРГ / H. Mitcherlich et al. – Опубл. 15.12.1988.
7. Мухтаров, Р. Г. Волноводные измерительные ячейки для СВЧ-влагомеров жидких материалов / Р. Г. Мухтаров // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1991. – Вып. 7. – С. 45–48.
8. Патент 2119155 РФ, Г 01 Н 22/04. Волноводная ячейка для определения влажности жидкого материала / Р. Г. Мухтаров, А. С. Агапов, С. Б. Букин. – Опубл. 20.09.98.
9. А. с. 1432394 А1 SU / Е. А. Виноградов, Н. А. Ирисова, А. М. Прохоров и др. – Опубл. 23.10.88, Бюл. № 39.
10. Matvejev, V. Integrated waveguide structure for highly sensitive THz spectroscopy of nano-liter liquids in capillary / V. Matvejev, C. de Tandt, W. Ranson et al. // Progressin Electromagnetics Research. – 2011. – Vol. 121. – Р. 89–101.
11. Беляков, Е. В. Высокодобротный резонанс в волноводе с сильно поглощающим диэлектриком / Е. В. Беляков // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1986. – Вып. 9. – С. 3–5.
12. Завицион, В. А. Исследование межмолекулярных взаимодействий в водных растворах методом миллиметровой спектроскопии. Сообщение 3. Эффекты гидратации в водных растворах спиртов / В. А. Завицион, В. А. Кудряшова, Ю. И. Хургин // Известия АН СССР. Сер. хим. – 1989. – № 8. – С. 1755–1761.
13. Беляков, Е. В. Перестраиваемый СВЧ-резонатор для измерения поглощающих жидкостей / Е. В. Беляков // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1989. – Вып. 10. – С. 59–61.
14. Блудов, Ю. В. Распространение H_{10} -волны в прямоугольном волноводе с диэлектрической неоднородностью / Ю. В. Блудов // ЖТФ. – 2005. – Т. 75, вып. 8. – С. 99–105.
15. Kapilevich, B. Implementing profile permittivity reconstruction technique for dielectric tube in a rectangular waveguide / B. Kapilevich // Subsurface Sensing Technologies and Applications. – 2002. – Vol. 3, No 1. – Р. 59–70.
16. Kao, T. W. Reflection and transmission of electromagnetic waves in inhomogeneous dielectric filled rectangular waveguide / T. W. Kao // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1969. – Vol. MTT-17. – Р. 639–641.
17. Беляков, Е. В. СВЧ-установка миллиметрового диапазона для исследования и контроля концентрации водных растворов / Е. В. Беляков, А. М. Храпко // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1986. – Вып. 10. – С. 34–36.

18. **Ибрагимов, В. А.** Модернизация конструкции перестраиваемого СВЧ-резонатора, предназначенного для измерения диэлектрических характеристик сильно поглощающих жидкостей / В. А. Ибрагимов, И. Г. Полников, К. Д. Казаринов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2002. – Вып. 1. – С. 62–63.
19. **Казаринов, К. Д.** Определение диэлектрических характеристик водных растворов и суспензий клеток с помощью волноводно-диэлектрического резонатора / К. Д. Казаринов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2007. – Вып. 5. – С. 45–49.
20. BP (British Petroleum). Measurement of water content of liquids using microwave. Claim. 24. 03. 1980, GB 7910431. G1N Int Cl (G01N22/04).
21. **Chamberlain, J. E.** Submillimetre absorption and dispersion of liquid water / J. E. Chamberlain et al. // Nature. – 1966. – Vol. 210, No 5038. – P. 1003.
22. **Борисенко, Г. Г.** Использование гидродинамической неустойчивости при микроволновом облучении жидких сред в биохимическом эксперименте / Г. Г. Борисенко, И. Г. Полников, К. Д. Казаринов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2007. – Вып. 1. – С. 98–106.
23. **Kazarinov, K. D.** Interface convection in water as a primary mechanism of extra high frequency irradiation / K. D. Kazarinov, A. V. Putvinsky, V. S. Malinin // Electricity and magnetism in Biology and Medicine: Plenum publishing corporation. N.Y. 1999. – P. 441–444.
24. **Андреев, В. Е.** Использование в биохимическом эксперименте явления межфазной конвекции в водных растворах при поглощении КВЧ-излучения / В. Е. Андреев, И. Г. Полников, К. Д. Казаринов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2007. – Вып. 2. – С. 35–41.
25. **Казаринов, К. Д.** Роль примембранных водных слоёв в биологических эффектах мм-излучения низкой интенсивности: автореферат дис. канд. биол. наук / К. Д. Казаринов. – Ин-т ВНДН АН СССР, 1986. – 24 с.
26. **Казаринов, К. Д.** Исследование поглощения микроволнового излучения тонким полиэтиленовым капилляром, заполненным суспензией липосом / К. Д. Казаринов, А. В. Летяева, И. Г. Полников // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2013. – Вып. 1. – С. 48–54.
27. **Казаринов, К. Д.** Биологические эффекты КВЧ-излучения низкой интенсивности / К. Д. Казаринов // Итоги науки и техники. Сер. Биофизика. – 1990. – Т. 27. – 102 с.
28. **Полников, И. Г.** Применение метода СВЧ АДПМ для анализа газовых сред и биологических объектов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2002. – Вып. 1. – С. 46–49.
29. **Полников, И. Г.** Использование метода акустического детектирования поглощенной мощности для дозиметрии СВЧ-излучения в медико-биологическом эксперименте / И. Г. Полников, К. Д. Казаринов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2004. – Вып. 1. – С. 60–62.
30. **Полников, И. Г.** Исследование КВЧ-поглощения биологических растворов и препаратов методом фотоакустической спектроскопии / И. Г. Полников, В. В. Герасимов, К. Д. Казаринов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2009. – Вып. 4. – С. 59–65.
31. **Казаринов, К. Д.** Роль клеточных мембранных систем в рецепции электромагнитных полей КВЧ-диапазона биологическими объектами / К. Д. Казаринов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2008. – Вып. 1. – С. 42–55.
32. **Борисенко, Г. Г.** Биологические мембранны – первичные мишени рецепции электромагнитных полей в медико-биологическом эксперименте / Г. Г. Борисенко, И. Г. Полников, К. Д. Казаринов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2007. – Вып. 4. – С. 25–37.

Статья поступила 22 ноября 2013 г.

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

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

2. Статья должна содержать:

- соответствующий индекс универсальной десятичной классификации литературы (УДК);
- инициалы и фамилии авторов;
- название;
- реферат;
- ключевые слова;
- текст статьи;
- список литературы;
- краткие сведения об авторах, включающие фамилию, имя, отчество (полностью), город, место работы, домашний и электронный адрес, телефон.

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

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

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

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

5. Иллюстрации к статье представляются в виде отдельных файлов.

Рисунки выполняются в соответствии со следующими требованиями:

· растровые рисунки – в формате TIFF, разрешение 300 точек/дюйм (для полутооновых 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.

ОАО «НПП «Исток» им. Шокина»

КАТАЛОГ информационных изданий на 2014 г.

Проводится подписка на следующие виды изданий:

- «Электронная техника», серия 1 «СВЧ-техника» (4 вып. в год). Стоимость подписки – 1200 руб., включая НДС (18 %).
Журнал зарегистрирован Министерством Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций (свидетельство ПИ № ФС 77-24651 от 6 июня 2006 г.) и включен в перечень ВАК (перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней кандидата и доктора наук).
- «Новости СВЧ-техники» – информационный сборник (12 вып. в год). Стоимость подписки – 1200 руб., включая НДС (18 %).

Для оформления подписки необходимо произвести оплату по указанным ниже банковским реквизитам: ОАО «НПП «Исток» им. Шокина», ОГРН 1135050007400, ИНН 5050108496, КПП 509950001, р/с 40702810300000005261, ОАО «ФОНДСЕРВИСБАНК», г. Москва, БИК 044525904, к/с 30101810200000000904 – и выслать копию платежного поручения и бланк-заказ по адресу: 141190, г. Фрязино, Московская обл., ул. Вокзальная, 2а, ОАО «НПП «Исток» им. Шокина», ОНТИ; тел./факс: (495)465-86-12.

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

ЗАКАЗ

Прошу принять подписку на «_____» на 2014 г. и направлять по адресу:
Куда

_____ (почтовый индекс, адрес)

Кому

_____ (название организации)

Заказ оплачен платежным поручением № _____ дата _____
на сумму _____ за _____ экз.

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. 12,0

Формат 60×88^{1/8}

24.02.2014 г.

Уч.-изд. л. 12,5

Тираж 500

Заказ № 118

Индекс 36292

10 статей

ОАО «НПП «Исток» им. Шокина» 141190, г. Фрязино, Московская обл., ул. Вокзальная, 2а
Тел.: (495)465-86-12. Факс: (495)465-86-12

E-mail: istok-info@flexuser.ru; istokstebunov@mail.ru; info@istokmw.ru