

С О Д Е Р Ж А Н И Е

Выпуск 4(515)	2012
Твердотельная электроника	
<i>Савельев С.В.</i> – Хаотические колебания микроволнового диапазона в системе двух связанных автогенераторов	4
<i>Котов А.С., Хромов А.В., Захаров С.М., Плешанов С.А., Чугунов В.В., Левашов Н.И., Кулачек Е.А., Дюльгер В.Б.</i> – Высокостабильный синтезатор частоты для измерения характеристик цезиевой атомно-лучевой трубки	8
<i>Иовдальский В.А., Виноградов В.Г., Манченко Л.В., Земляков В.Е., Лапин В.Г.</i> – Совершенствование конструкции ГИС малошумящего усилителя СВЧ-диапазона	20
Электровакуумные приборы	
<i>Казанцев В.И., Платонов С.А., Сергеев В.Г.</i> – Потери в анодных твердотельных модуляторах, построенных по последовательной схеме	27
<i>Омиров А.А.</i> – О подавлении щелевого вида колебаний в коаксиальных магнетронах низкого уровня мощности	39
<i>Омиров А.А., Гурко А.А.</i> – О проектировании коаксиального магнетрона 4-мм диапазона длин волн	43
Краткие сообщения	
<i>Балыко А.К., Балыко И.А.</i> – Выражения для сумм рядов с биномиальными коэффициентами	49
<i>Муллин В.В., Фурсаев М.А.</i> – Аксиальное магнитное поле и коммутационный ресурс вакуумной дугогасительной камеры	55
<i>Мартыненко М.А., Прокофьев Б.В.</i> – Программа расчета размеров вакуумно-плотных перегородок волноводных окон СВЧ по заданной полосе частот, свободной от паразитных резонансов диэлектрика	59
<i>Мартыненко М.А., Прокофьев Б.В.</i> – Методика и программа расчета резонансов плоских многослойных диэлектриков в волноводах и резонаторах	64
Письмо в редакцию	
<i>Григорьев А.Д.</i>	69
Тематический указатель	70
Алфавитный указатель	73

ELEKTRONNAYA TEKNIKA

(Electronic Engineering)

SERIES 1

SVCH-TEKNIKA

(Microwave Engineering)

COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES

Published by Federal State Unitary Enterprise "RPC "Istok"

The Ministry of Industry and Trade of the Russian Federation (MINPROMTORG)

Radioelectronic Industry Department

C O N T E N T S

Issue 4(515)

2012

Founded in 1950

Solid-state electronics

- Savelyev S.V.* – Microwave range random oscillations in a system of two coupled self-oscillators 4
- Kotov A.S., Khromov A.V., Zakharov S.M., Pleshanov S.A., Chugunov V.V., Levashov N.I., Kulachek E.A., Dyulger V.B.* – High-stability frequency synthesizer to measure characteristics of cesium atomic-beam tube 8
- Iovdalsky V.A., Vinogradov V.G., Manchenko L.V., Zemlyakov V.E., Lapin V.G.* – The improvement of microwave low-noise amplifier HIC design 20

Electrovacuum devices

- Kazantsev V.I., Platonov S.A., Sergeyev V.G.* – Losses in anode solid-state modulators built according to sequential circuit 27
- Omirov A.A.* – On slot oscillation mode suppression in a coaxial magnetron with a low level of output power 39
- Omirov A.A., Gurko A.A.* – On designing a coaxial magnetron of 4-mm wavelength range .. 43

News in brief

<i>Balyko A.K., Balyko I.A.</i> – Expressions for sums of series with binomial coefficients	49
<i>Mullin V.V., Fursaev M.A.</i> – Axial magnetic field and switching life of a vacuum interrupter	55
<i>Martynenko M.A., Prokofyev B.V.</i> – The program of calculating vacuum-tight partitions sizes of waveguide microwave windows in a preset frequency band free of dielectric spurious resonances	59
<i>Martynenko M.A., Prokofyev B.V.</i> – The method and program of calculating flat multilayer dielectric resonances in waveguides and resonators	64

A letter to the publishing house

<i>Grigoryev A.D.</i>	69
-----------------------------	----

Subject index	70
----------------------------	----

Alphabetical index	73
---------------------------------	----

ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.373.42

ХАОТИЧЕСКИЕ КОЛЕБАНИЯ МИКРОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА В СИСТЕМЕ ДВУХ СВЯЗАННЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

С. В. Савельев

*Филиал института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
г. Фрязино*

Предложена и реализована хаотическая автоколебательная система из двух автогенераторов, связанных через небалансный сумматор мощностей, на биполярных транзисторах 2Т982А-2. Получена устойчивая генерация хаотических колебаний в диапазоне частот 4,98...5,57 ГГц со спектральной плотностью $1,45 \cdot 10^{-3}$ Вт/МГц.

КС: система, два связанных автогенератора, микроволновый диапазон, хаотические колебания

A random self-oscillating system of two self-oscillators on bipolar transistors 2Т982А-2 coupled via unbalanced power combiner was proposed and realized. A stable generation of random oscillations within frequency range 4.98...5.57 GHz with spectral density $1.45 \cdot 10^{-3}$ W/MHz was obtained.

Keywords: system, two coupled self-oscillators, microwave range, random oscillations

Современные требования к системам радиопротиводействия накладывают жесткие условия на параметры передатчиков шумовых помех: ширина спектра генерируемых колебаний – выше 10 %, спектральная плотность – не менее 10^{-3} Вт/МГц по порядку величины, КПД – не менее 10 % – при соблюдении требований высокой надёжности. Такими параметрами обладают прямошумовые генераторы на базе мощных биполярных транзисторов.

Особенностью мощных биполярных транзисторов является сильная зависимость основных параметров, таких, как коэффициент усиления и входной и выходной импедансы, от рабочего тока [1], что, наряду с большим разбросом значений параметров от экземпляра к экземпляру, является основным препятствием для использования готовых программных пакетов, например Cadence IC или Electronic WorkBench 5.12, с целью моделирования процессов в таких системах.

В работе [2] показана возможность генерации микроволнового хаоса на базе однотранзисторных систем на основе отечественного мощного транзистора 2Т982А-2. Однако эффективная полоса генерируемых шумовых колебаний в таких системах не превышает 4 %. Подход увеличения ширины полосы шумового сигнала за счет сложения сигналов от нескольких автогенераторов малоэффективен, так как потери мощности складываемых микроволновых шумовых сигналов при отсутствии корреляции между ними составляют 50 % и более. Кроме того, активный элемент в однотранзисторном генераторе хаоса обязан работать в сильнонелиней-

ном режиме, что ограничивает энергетические параметры системы (такие, как интегральная мощность и КПД) в целом.

В настоящей работе продемонстрирована возможность построения генератора микроволновых хаотических колебаний на двух связанных одностранисорных автогенераторах. Каждый парциальный автогенератор представляет собой автогенератор на транзисторе 2Т982А-2, аналогичный автогенератору, описанному в [2]. Эмиттер и коллектор транзисторов подключены к выполненным по планарной микрополосковой технологии элементам топологии, согласующим входной и выходной импедансы транзистора с 50-омными подводящими линиями. Парциальные автогенераторы в автономном режиме представляют собой генераторы регулярных колебаний. Это позволяет добиться более высоких энергетических характеристик системы связанных автогенераторов (интегральной мощности хаотического сигнала и КПД) по сравнению с одностранисорными генераторами хаоса. Топология согласующих элементов транзисторов в парциальных автогенераторах рассчитана так, чтобы автогенераторы были расстроены друг относительно друга по частоте. Так, в предлагаемой системе разность между центральными частотами парциальных автогенераторов со значениями 5,15 и 5,45 ГГц равнялась эффективной полосе одного парциального автогенератора. Такая расстановка по частоте обеспечивает необходимые условия для получения хаотического сигнала на выходе системы с максимально широким спектром мощности, равным удвоенной ширине полосы частот одного парциального автогенератора.

В качестве элемента связи парциальных автогенераторов предложен небалансный кольцевой сумматор мощностей с центральной частотой 5,3 ГГц. Сумматор обеспечивает как необходимое значение коэффициента связи между парциальными автогенераторами, так и согласование выходов парциальных автогенераторов с нагрузкой. Необходимый коэффициент связи между парциальными автогенераторами обеспечивается выбором значения балансного сопротивления кольцевого сумматора, которое составляет 120 Ом. Такое значение балансного сопротивления обеспечивает коэффициент связи между парциальными автогенераторами 0,2 на центральной частоте сумматора. Предварительно значение коэффициента связи было получено путем моделирования динамики двух связанных автогенераторов с выделенной инерционностью. В работе [3] показано, что модель автогенератора с выделенной инерционностью адекватно описывает процессы в регенеративном усилительном каскаде на мощном транзисторе 2Т982А-2, работающем в автогенераторном режиме. Значение коэффициента, при котором в предлагаемой системе реализовывался хаотический режим в наибольшем пространстве определяющих параметров, было взято за основу при расчёте балансного сопротивления кольцевого сумматора мощностей.

Общий вид генератора микроволновых колебаний представлен на рис. 1. Топология согласующих элементов транзисторов была выполнена на подложке из поликора толщиной 1 мм. Рисунок топологии согласующих элементов транзисторов аналогичен представленному в [2] с учетом центральных частот парциальных автогенераторов. Размер подложки для эмиттерных цепей транзисторов составляет 15×48 мм, коллекторные цепи совместно с небалансным сумматором мощностей выполнены на подложке размерами 30×48 мм. Выход сумматора подключен к входу микрополоскового вентиля В2-9Б с целью исключить влияние внешних устройств. Габаритные размеры генератора – 80×50×18 мм.

Последний этап синтеза генератора хаотических колебаний сводился к экспериментальному определению напряжений питания транзисторов при варьировании их согласующих эле-

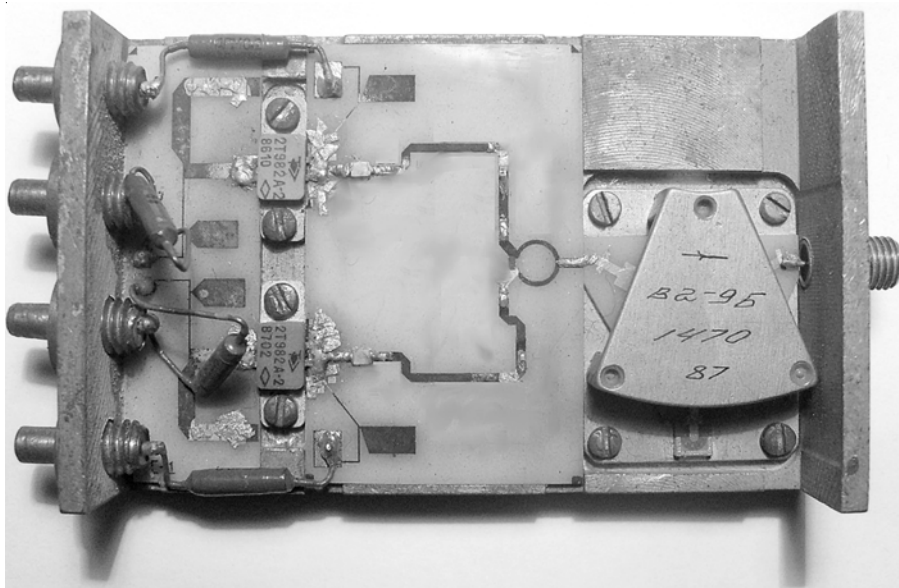


Рис. 1. Генератор микроволнового хаоса

ментов за счет последовательного подключения настроечных площадок, когда в системе реализовывалась генерация хаотического сигнала с необходимыми параметрами. Первоначально напряжения питания транзисторов равнялись паспортным величинам: напряжения на коллекторах $U_{BC} = 17,5$ В, напряжения на эмиттерах $U_{BE} = 0$. Далее значения U_{BE} понижались, и при $U_{BE} = -0,8$ В парциальные автогенераторы переходили в автогенераторные режимы на своих центральных частотах, в системе возникала двухчастотная автогенерация. Затем постепенно уменьшались значения U_{BC} . Понижение коллекторных напряжений до $14,5 \dots 13$ В повышало степень нелинейности автоколебательных процессов парциальных автогенераторов, что приводило к возникновению сетки частот с эквидистантной расстановкой составляющих на комбинации центральных частот парциальных автогенераторов. После этого понижались значения U_{BE} до $-(1,1 \dots 2)$ В, что сопровождалось увеличением рабочего тока транзисторов, а значит, увеличением параметров инерционности в коллекторных цепях транзисторов. В спектральном представлении это вызывало возникновение третьей частоты на границе касания полос парциальных автогенераторов и, как следствие, усложнение сетки частот колебательного процесса на комбинации трёх частот. Далее напряжения питания варьировались в пределах $U_{BC} = 13,5 \dots 10$ В, $U_{BE} = -(1,15 \dots 1,29)$ В. Изменение напряжений приводило к множественным перестройкам в спектральном представлении колебательного процесса. Система демонстрировала как ряд бифуркаций удвоения периода колебаний, так и бифуркации периода колебаний по закону натурального ряда с последующим жёстким переходом к хаотическим колебаниям со сплошным спектром. Заключительный этап настройки сводился к выравниванию формы огибающей спектра мощности при помощи последовательного подключения настроечных площадок в топологии согласующих элементов совместно с незначительным варьированием напряжений питания при контроле спектральной плотности колебаний на выходе системы.

В рабочем режиме автоколебательная система генерирует хаотические колебания со спектром мощности в диапазоне примерно $4,98 \dots 5,57$ ГГц (рис. 2). Интегральная мощность микро-

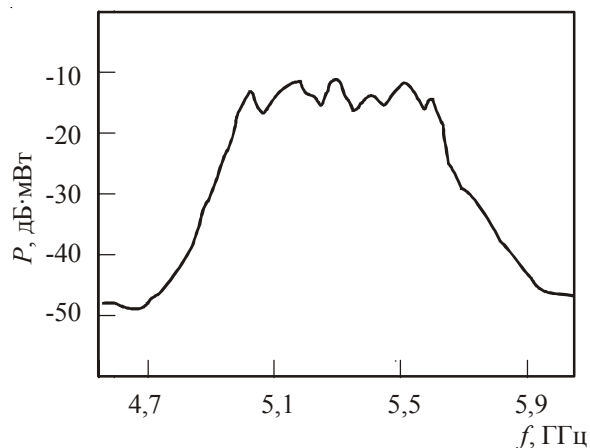


Рис. 2. Спектр мощности генератора микроволнового хаоса

волнового хаотического сигнала составляет 870 мВт, что при напряжениях питания $U_{\text{BC}} = 10,3$ и 11,1 В, $U_{\text{BE}} = -1,26$ и $-1,23$ В и потребляемых токах 290 и 270 мА для верхнего и нижнего по частоте парциальных автогенераторов соответственно дает значение КПД 13 %. Неравномерность огибающей спектра мощности не превышает 5 дБ·мВт в указанном диапазоне частот.

Таким образом, в процессе проведенных исследований реализована автоколебательная система из двух связанных автогенераторов на базе мощных отечественных транзисторов 2Т982А-2, в которой получена генерация хаотических колебаний микроволнового диапазона с относительной шириной спектра мощности 11 % и спектральной плотностью генерируемых колебаний $1,45 \cdot 10^{-3}$ Вт/МГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. Кн.1 – М.: Мир, 1984. – С. 190.
2. Савельев С.В. Генератор микроволновых хаотических колебаний на мощном биполярном транзисторе // ПЖТФ. – 2012. – Т. 38, вып. 11. – С. 20–25.
3. Савельев С.В. Регулярная и хаотическая динамика генераторов сверхвысоких частот на биполярных транзисторах большой мощности // РЭ. – 2004. – Т. 49, № 7. – С. 850–858.

Статья поступила 31 мая 2012 г.

УДК 621.373-187.4

ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЦЕЗИЕВОЙ АТОМНО-ЛУЧЕВОЙ ТРУБКИ

**А. С. Котов, А. В. Хромов, С. М. Захаров, С. А. Плешанов,
В. В. Чугунов, Н. И. Левашов, Е. А. Кулачек, В. Б. Дюльгер**

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Представлены результаты разработки СВЧ-синтезатора частоты 3-см диапазона длин волн с долговременной нестабильностью частоты выходного сигнала не более $\pm 2 \cdot 10^{-8}$ и шагом перестройки частоты 1 Гц. Синтезатор предназначен для использования в составе контрольно-проверочной аппаратуры для настройки, контроля и измерения характеристик атомно-лучевой трубки на атомах цезия. Долговременная нестабильность частоты выходного сигнала синтезатора обеспечивается применением прецизионного опорного кварцевого генератора, а малый шаг перестройки частоты – выбранной конструкцией с применением микросхемы прямого цифрового синтеза. Приведены результаты измерений характеристик атомно-лучевой трубки, полученные при использовании разработанного синтезатора частоты.

КС: синтезатор частоты, система ФАПЧ, прямой цифровой синтез, квантовый стандарт частоты, атомно-лучевая трубка, контур спектральной линии АЛТ

The results of development of 3-cm wavelength range microwave frequency synthesizer with a long-term frequency instability of output signal not more than $\pm 2 \cdot 10^{-8}$ and 1 Hz frequency tuning step are presented. The frequency synthesizer is designed to be used within test equipment for tuning, control and measurement of cesium atomic-beam tube characteristics. The long-term frequency instability of an output signal of the frequency synthesizer is provided by using precision reference quartz oscillator, and a small step of frequency tuning was reached by the chosen design using a microcircuit of direct digital synthesis. The experimental results of the measured atomic-beam tube characteristics obtained when using the developed frequency synthesizer are shown.

Keywords: frequency synthesizer, automatic frequency control system, direct digital synthesis, quantum frequency standard, atomic-beam tube, ABT spectral line contour

1. ВВЕДЕНИЕ

В различных научных и технических применениях, от лабораторных исследований до навигационных спутниковых систем, используются высокостабильные источники сигналов, которые обладают долговременной нестабильностью частоты выходного сигнала на уровне $10^{-11} \dots 10^{-15}$.

Обеспечить такую стабильность частоты способны квантовые стандарты частоты. Ключевым элементом стандартов частоты является атомно-лучевая трубка (АЛТ), в частности, на пучках атомов цезия ^{133}Cs .

Для обеспечения высоких метрологических характеристик цезиевой АЛТ, как и любого радиоэлектронного прибора, необходимо на этапах настройки и производства проводить исследования и измерения электрических параметров. Для этого необходима соответствующая кон-

трольно-измерительная аппаратура, и в данном случае наиболее востребован высокостабильный СВЧ-синтезатор частоты с шагом перестройки частоты порядка 1 Гц, а также с возможностью осуществления частотной модуляции выходного СВЧ-сигнала.

В цезиевом стандарте частоты используется частота спектральной линии, соответствующая переходу между двумя уровнями энергии сверхтонкой структуры основного состояния атома ^{133}Cs [1]. Частота этого перехода равна 9192631770,0 Гц, т. е. лежит в хорошо освоенном промышленностью СВЧ-диапазоне.

В классических стандартах частоты СВЧ-сигнал формируется умножением частоты опорного кварцевого генератора и синтезом вспомогательной частоты, которые преобразуются в генераторе гармоник в сигнал с частотой $f = 9192631770 \pm f_m$, Гц. Типовая структурная схема квантового стандарта частоты приведена на рис. 1 [1–4].



Рис. 1. Структурная схема квантового стандарта частоты на основе АЛТ

Как правило, СВЧ-сигнал получался путем стандартного аналогового умножения частоты, что приводило к большому количеству паразитных составляющих в спектре выходного сигнала. СВЧ-генератор гармоник обычно изготавливался в волноводном объемном исполнении.

Разработанный синтезатор частоты аналогичен по структуре радиотехнической части квантового стандарта частоты, но использует иной метод формирования СВЧ-сигнала. Кроме того, синтезатор частоты полностью реализован в гибридно-интегральном исполнении.

2. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТЫ, ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

Из всего многообразия известных в настоящее время схем построения синтезаторов с малым шагом перестройки частоты наиболее подходящими вариантами являются схемы на основе прямого цифрового синтеза и системы ФАПЧ.

Синтезаторы на основе микросхем прямого цифрового синтеза (direct digital synthesizer – DDS), основным достоинством которых является исключительно высокое разрешение по частоте (менее 1 Гц), используют цифровую обработку для конструирования требуемой формы выходного сигнала из опорного (тактового) сигнала. С помощью фазового аккумулятора, входящего в состав микросхем DDS, создается цифровое представление сигнала, а затем генерируется и сам выходной сигнал посредством цифроаналогового преобразователя (ЦАП). Скорость генерации цифрового сигнала весьма высокая, также цифровые синтезаторы DDS обес-

печивают малый уровень фазовых шумов. Но главным недостатком таких синтезаторов является ограниченный частотный диапазон. Его верхняя граница в соответствии с критерием Найквиста не может превышать половины тактовой частоты, на практике – не более 30 % от тактовой частоты [5–8].

Другая серьезная проблема – высокое содержание паразитных спектральных составляющих в спектре выходного сигнала. Рост паразитных спектральных составляющих вызван шумом квантования и преобразования ЦАП. Если частотное местоположение многих паразитных составляющих еще можно определить, то их амплитуда гораздо менее предсказуема [9].

Практические значения верхней границы диапазона современных микросхем DDS находятся в районе нескольких сотен мегагерц при уровне паразитных спектральных составляющих -50...-60 дБ относительно несущей.

Главным преимуществом схем на основе ФАПЧ является высокая рабочая частота и более чистый спектр выходного сигнала, вследствие использования петлевого фильтра нижних частот (ФНЧ). Однако в типовой однопетлевой схеме построения синтезатора частоты на основе ФАПЧ минимальный шаг перестройки частоты определяется частотой сравнения фазового детектора. Что сразу же приводит к большому времени перестройки частоты (время перестройки обратно пропорционально полосе пропускания фильтра в петле ФАПЧ и, следовательно, частотному шагу). Кроме того, при уменьшении частоты сравнения (шага перестройки) затрудняется фильтрация ближайших к несущей частоте паразитных дискретных компонентов спектра.

Одним из вариантов построения синтезаторов частот на основе ФАПЧ с малым временем переключения частоты (т. е. с более высокой частотой сравнения) и малым шагом перестройки могло бы быть применение микросхем ФАПЧ с дробными коэффициентами деления частот сигналов, подаваемых на фазовый детектор. Примерами таких микросхем могут служить, например, микросхемы серии ADF4000 фирмы Analog Devices или серии HMC7xx фирмы Hittite Microwave. Однако, даже если некоторые микросхемы и обеспечивают минимальный шаг перестройки частоты, близкий к микросхемам прямого цифрового синтеза, как микросхема HMC700LP4 (типовое значение шага перестройки – 3 Гц), в спектре выходного сигнала имеется достаточно высокий уровень паразитных составляющих вблизи несущей из-за периодического переключения коэффициента деления предделителя в схеме с дробным делителем частоты, порождающего регулярные фазовые погрешности и соответственно паразитные спектральные составляющие.

Весьма эффективным решением является комбинированная схема построения синтезатора частоты, когда применяются одновременно методы прямого синтеза и косвенного (система ФАПЧ). Синтезатор на основе DDS может быть использован в качестве источника опорного сигнала для системы ФАПЧ.

Учитывая вышесказанное, была выбрана следующая схема построения синтезатора частоты (рис. 2).

Синтезатор частоты построен на основе двух колец системы ФАПЧ. Первое кольцо ФАПЧ, выполняющее роль СВЧ-умножителя частоты, формирует сигнал с частотой 9180 МГц. Второе кольцо ФАПЧ формирует уже заданный диапазон выходных частот, $(9192,631770 \pm 0,2)$ МГц. Диапазон выходных частот синтезатора образуется соответствующим изменением частоты опорного сигнала для второго кольца ФАПЧ. Этот опорный сигнал с частотой $(12,631770 \pm 0,2)$ МГц создается с помощью модуля цифрового синтезатора частоты (далее модуль DDS), построенного на основе микросхемы AD9954 фирмы Analog Devices.

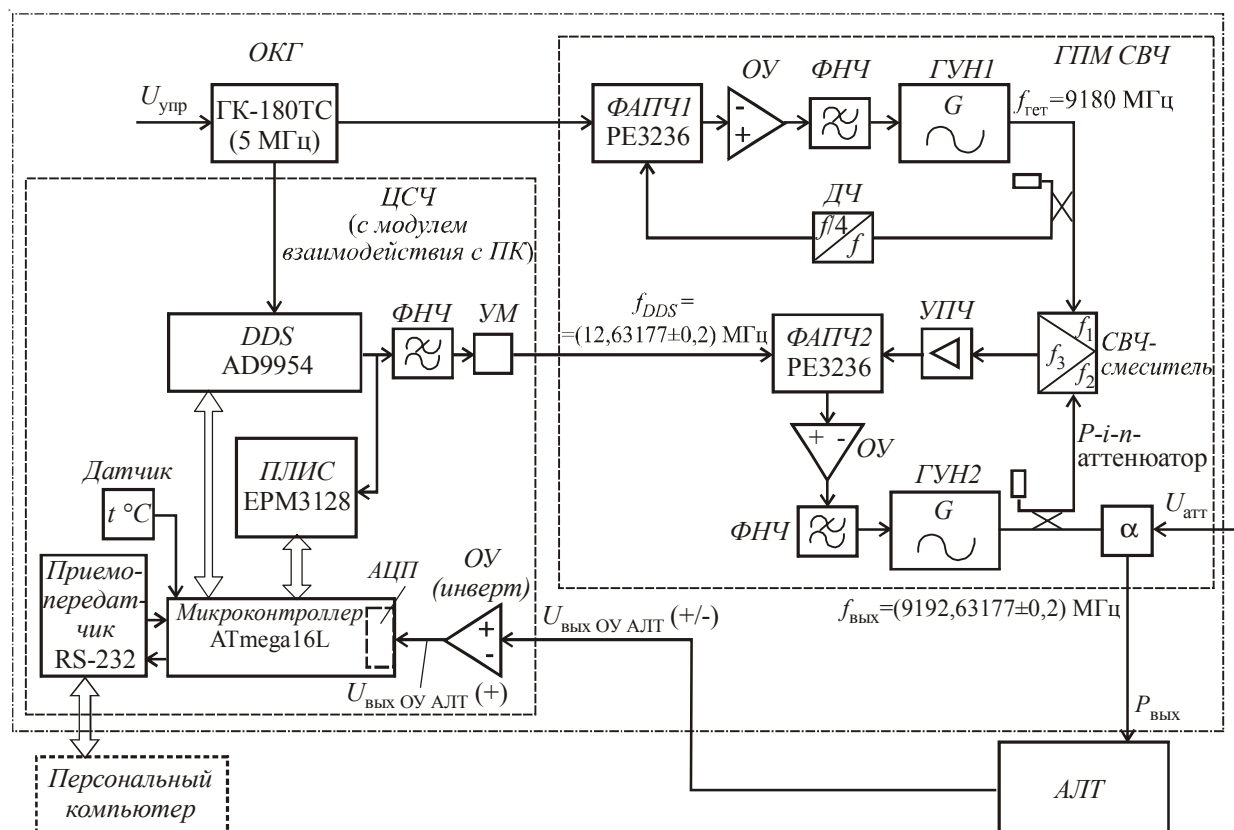


Рис. 2. Структурная схема синтезатора частоты

Опорный кварцевый генератор (в данном случае ГК-180ТС, ОАО «Морион») формирует исходный высокостабильный сигнал на частоте 5 МГц. Этот сигнал разветвляется на два канала (выхода). С первого выхода сигнал опорной частоты поступает на СВЧ-умножитель частоты, формирующий, как уже было сказано, сигнал с частотой $f_{\text{гет}} = 9180$ МГц. Как упоминалось ранее, СВЧ-умножитель частоты построен по одноканальной схеме косвенного синтеза на основе системы ФАПЧ, реализованной на микросхеме PE3236 фирмы Peregrine Semiconductor.

На второй вход микросхемы PE3236 поступает сигнал с СВЧ-генератора, управляемого напряжением (ГУН1), поделенный предделителем частоты на 4 и внутренним делителем частоты микросхемы PE3236 на 459.

Сигнал ошибки с микросхемы PE3236 (с фазочастотного детектора) управляет выходной частотой ГУН1, сигнал которого служит СВЧ-опорой для второй системы ФАПЧ. Этот сигнал поступает на один из входов СВЧ-смесителя. На другой вход СВЧ-смесителя поступает сигнал со второго СВЧ ГУНа (ГУН2). А выходной разностный сигнал смесителя уже поступает на вход второй системы ФАПЧ, выполненной на микросхеме PE3236 фирмы Peregrine Semiconductor.

Опорный сигнал с частотой $(12,631770 \pm 0,2)$ МГц для второй системы ФАПЧ формируется при помощи модуля DDS.

Модуль DDS, а точнее, метод прямого цифрового синтеза, как ранее упоминалось, позволяет генерировать цифровым способом множество частот с очень малым шагом перестройки частоты, вплоть до сотых долей герца, от одного источника опорной частоты. Сигналом опорной

частоты для микросхемы DDS служит сигнал со второго выхода кварцевого опорного генератора с частотой 5 МГц, умноженный на 20 внутренним умножителем частоты микросхемы AD9954. Управление микросхемой AD9954 осуществляется с помощью микроконтроллера ATmega16L, через который также обеспечивается связь с внешним персональным компьютером.

Таким образом, во втором кольце ФАПЧ осуществляется преобразование вверх частоты опорного СВЧ-сигнала 9180 МГц на величину частоты сигнала, формируемого модулем DDS. В результате формируется выходной сигнал с частотой $(9192,63177 \pm 0,2)$ МГц и выходной непрерывной мощностью 2 мВт. Стабильность частоты данного сигнала определяется стабильностью частоты кварцевого генератора, которая не хуже $\pm 2 \cdot 10^{-8}$, а уровень фазовых шумов определяется суммарными шумами сигнала систем ФАПЧ и кварцевого генератора с учетом коэффициента деления в системе ФАПЧ первого кольца.

В итоге стабилизированный системой ФАПЧ2 выходной сигнал ГУН2 поступает на выходной $p-i-n$ -аттенюатор, который обеспечивает регулировку (уменьшение) выходной мощности не менее чем на 20 дБ. Далее выходной сигнал синтезатора частоты подается на АЛТ.

Отметим, что классическая схема квантового стандарта частоты использует аналоговое умножение, из-за чего спектр выходного СВЧ-сигнала перенасыщен гармоническими и другими комбинационными составляющими (рис. 3). Хорошо видно, что уровень паразитных составляющих, отстоящих от несущей и кратных частоте 12631770 Гц, составляет -25...-35 дБ относительно несущей.

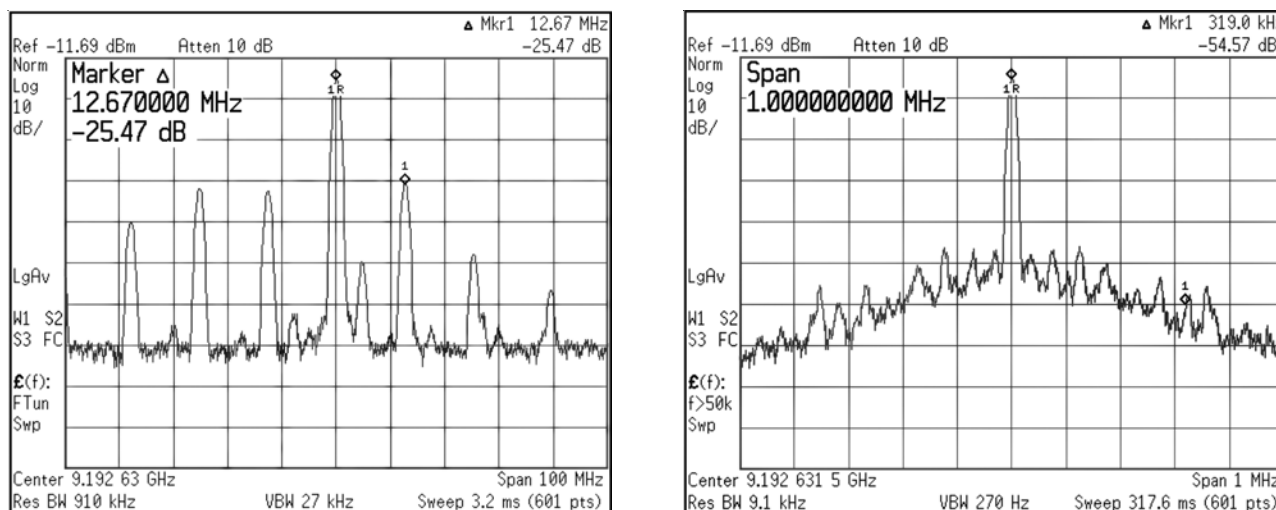


Рис. 3. Спектр выходного сигнала синтезатора частоты на основе аналогового СВЧ-умножителя частоты

Применение предложенной схемы синтеза частоты позволяет получить гораздо более чистый спектр выходного сигнала (рис. 4). Единственной паразитной составляющей в спектре выходного сигнала является выходной сигнал ГУНа первого кольца ФАПЧ ($f_{\text{ref}} = 9180$ МГц), «просачивающийся» в цепь выходного сигнала. Уровень паразитного сигнала составляет -60 дБ относительно несущей. Однако при необходимости достаточно просто обеспечить гораздо большее подавление этого сигнала.

При этом уровень фазовых шумов выходного СВЧ-сигнала синтезатора частоты при малых отстройках от несущей (что как раз и требуется в данном применении) соответствует уровню

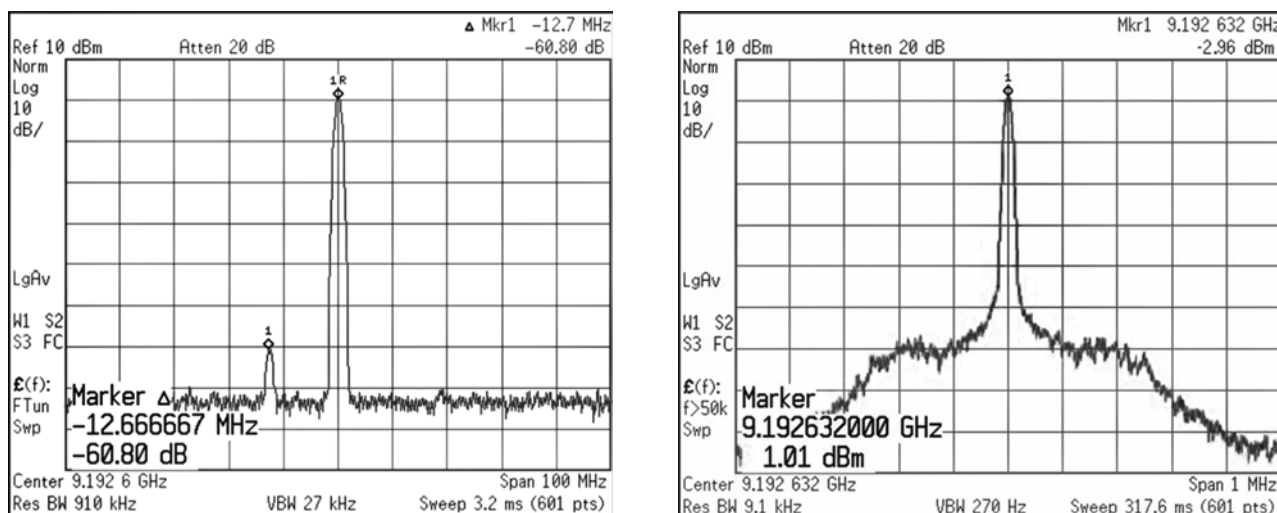


Рис. 4. Спектр выходного сигнала синтезатора частоты

фазовых шумов СВЧ-сигнала, полученного путем аналогового умножения частоты (рис. 5). Видно, что уровень фазовых шумов СВЧ-сигнала аналогового умножителя частот составляет -56,5 дБ/Гц на частоте анализа 10 Гц, а синтезатора частоты – не хуже -52 дБ/Гц на той же частоте анализа.

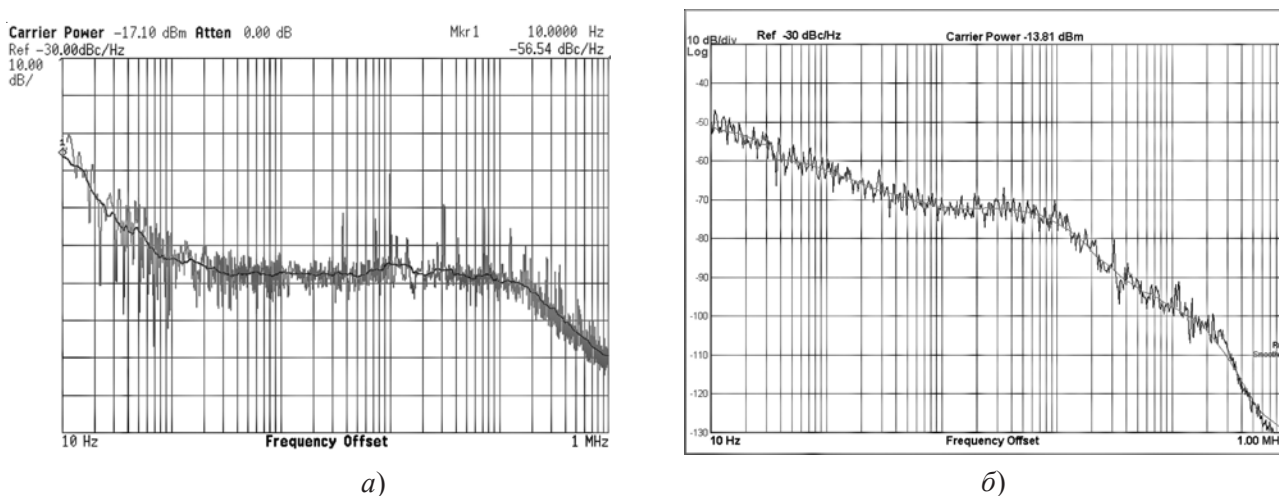


Рис. 5. Уровень фазовых шумов СВЧ-сигнала
аналогового умножителя частоты (а)
и синтезатора частоты (б)

С выхода АЛТ аналоговый сигнал тока ионов цезия, усиленный операционным усилителем, входящим в состав АЛТ, поступает на вход одного из каналов АЦП микроконтроллера ATmega16L, входящего в состав модуля DDS. Это позволяет измерять амплитуду сигнала на выходе АЛТ синхронно с изменением частоты выходного сигнала синтезатора частоты. Такая схема построения дает возможность настраивать АЛТ и исследовать её характеристики. Для этого также предусмотрена частотная модуляция выходного сигнала синтезатора частоты, реализованная цифровым методом в модуле DDS.

Перестройка частоты выходного сигнала модуля DDS и соответственно выходного сигнала синтезатора частоты (входного сигнала АЛТ), переключение между режимами работы синтезатора частоты, а также обработка выходного сигнала АЛТ осуществляются от персонального компьютера (внешнего) через СОМ-порт по протоколу RS-232 с помощью специально разработанного программного обеспечения, что одновременно создаёт удобство хранения и записи полученных экспериментальных результатов.

Главное окно программного обеспечения показано на рис. 6.

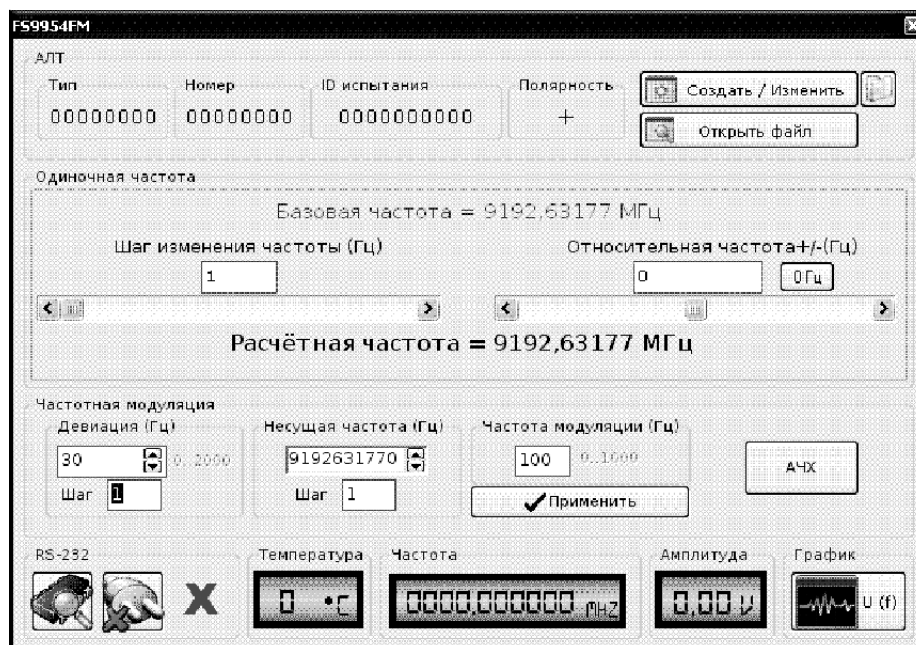


Рис. 6. Главное окно ПО

Основные электрические параметры разработанного синтезатора частоты:

Диапазон частот выходного сигнала.....	(9192,631770±0,2) МГц
Мощность выходного сигнала (регулируется внутренним <i>p-i-n</i> -аттенуатором от нуля до максимума).....	2,0 мВт
Долговременная нестабильность частоты за год.....	±2·10 ⁻⁸
Минимальный шаг перестройки частоты.....	1 Гц
Частотная модуляция выходного сигнала.....	100 – 300 Гц
Уровень фазовых шумов:	
на частоте анализа 0,1 кГц.....	≤ -65 дБ/Гц
на частоте анализа 10 кГц.....	≤ -80 дБ/Гц
на частоте анализа 100 кГц.....	≤ -100 дБ/Гц
Уровень паразитных составляющих в спектре выходного сигнала при отстройке от несущей на ±(0,2...2000) МГц.....	≤ -60 дБ/Гц
Ток питания:	
по цепи 20 В.....	≤ 0,05 А
по цепи 12 В.....	≤ 1,1 А
по цепи 5 В.....	≤ 0,5 А

Внешний вид синтезатора частоты представлен на рис. 7.

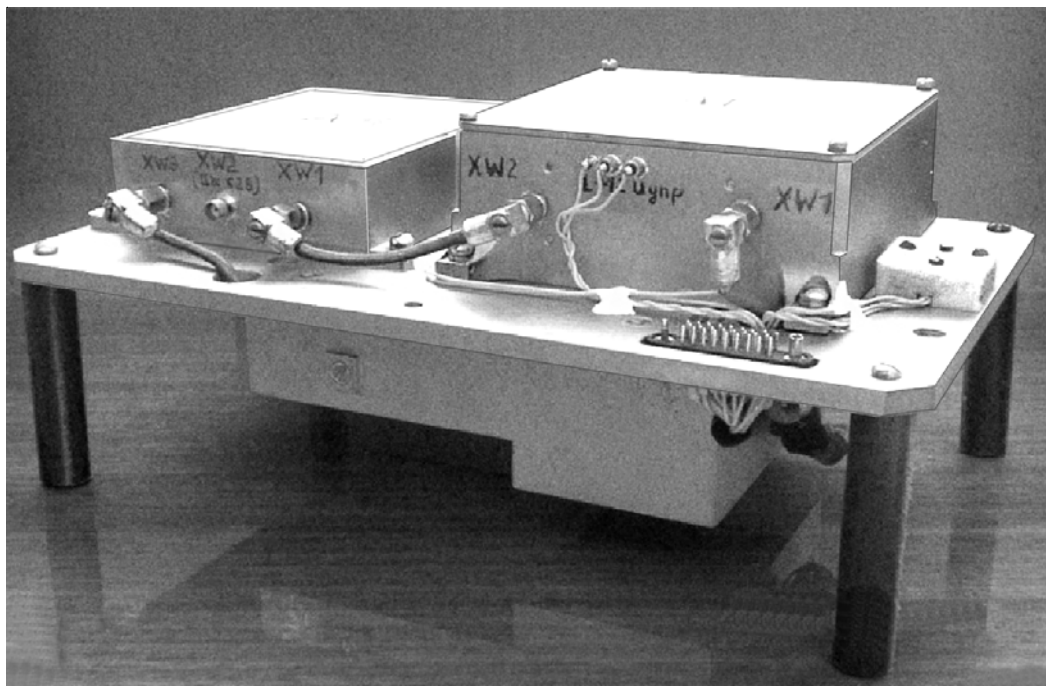


Рис. 7. Синтезатор частоты

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Комплексный анализ электрических параметров АЛТ связан, в частности, с исследованием его спектра, представляющего зависимость выходного напряжения – тока детектора атомного пучка – от частоты СВЧ-излучения, при различных параметрах настройки и электрических режимах питания.

В цезиевой АЛТ, упрощенная схема которой показана на рис. 8, пучок атомов цезия вылетает из источника пучка I и попадает в неоднородное магнитное поле, создаваемое магнитом $2a$. Под действием градиента магнитного поля атомы с верхнего уровня отклоняются в резонатор 3 и взаимодействуют с СВЧ-полем.

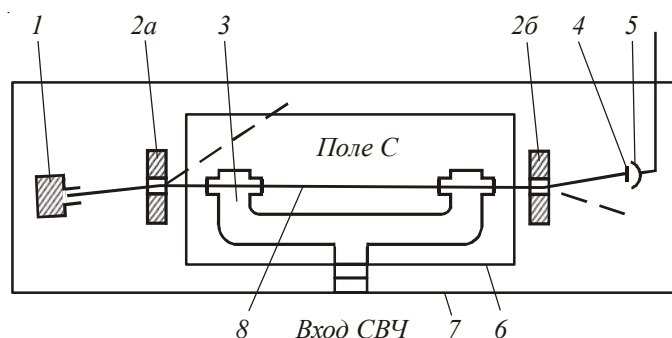


Рис. 8. Упрощенная схема АЛТ:

1 – источник пучка; 2 – отклоняющие магниты; 3 – П-образный резонатор; 4 – ионизатор;
5 – приемник ионов (коллектор); 6 – магнитный экран; 7 – вакуумный корпус;
8 – траектория цезиевого пучка

На выходе СВЧ-резонатора пучок атомов снова проходит через область с сильным неоднородным магнитным полем (магнит 2б). Атомы, совершившие переход, отклоняются на детектор атомного пучка, состоящий из ионизатора 4 и приемника ионов 5. Интенсивность атомного потока, попадающего на детектор, зависит от соотношения между частотой СВЧ-излучения и частотой атомных резонансов. При сканировании частоты электромагнитного СВЧ-поля и одновременной регистрации тока детектора $I_{\text{дет}}$ можно получить контур спектральной линии (рис. 9), соответствующий выбранному переходу (например, $F4,0 \leftrightarrow F3,0$) [1].

Построение контура спектральной линии неавтоматизированным способом с малым шагом перестройки частоты СВЧ-излучения, подаваемого на вход АЛТ, представляет собой, даже в малом диапазоне расстроек частоты СВЧ-излучения по отношению к частоте атомного резонанса, весьма трудоёмкий процесс. Например, только для построения центрального пика резонанса с шириной спектральной линии порядка 500 Гц при шаге изменения частоты СВЧ-излучения 1 Гц требуется более 500 измерений.

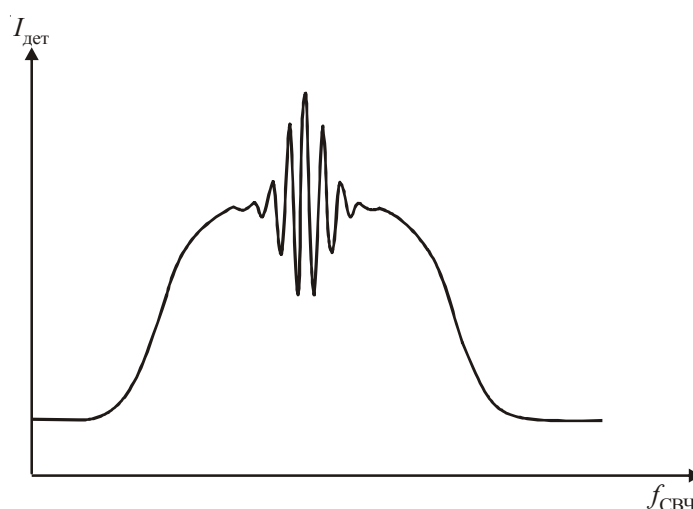


Рис. 9. Спектральная линия АЛТ

В связи с этим для измерения электрических параметров целесообразно использовать метод, когда в СВЧ-сигнал, подаваемый на вход АЛТ, подмешивается частотная модуляция с частотой не более 300 Гц (как правило, это 30, 137 или 166 Гц). В таком случае АЛТ выступает в роли частотного дискриминатора, и на её выходе наблюдается сигнал с частотой, равной основной или удвоенной частоте модуляции, в зависимости от расстройки СВЧ-излучения по отношению к частоте атомного резонанса. Принцип работы АЛТ в роли частотного дискриминатора показан на рис. 10.

Используя указанный принцип, можно установить частоту СВЧ-излучения таким образом, чтобы оказаться в нужной точке контура спектральной линии.

Такой способ, конечно же, не обладает достаточной наглядностью и простотой. При этом необходимо обладать соответствующим опытом, чтобы «не принять» одну из резонансных линий Рамзея за центральный (часовой) резонанс или вовсе не оказаться на одном из боковых зеемановских резонансов.

Разработанный синтезатор частоты позволяет достаточно быстро регистрировать контур спектральной линии АЛТ с любым шагом изменения частоты СВЧ-излучения (1 Гц или более).

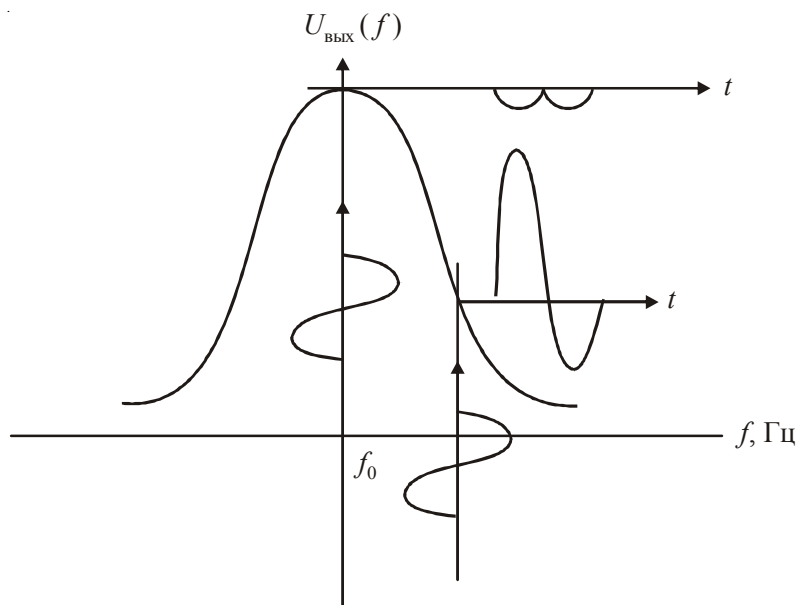


Рис. 10. Принцип работы АЛТ как частотного дискриминатора

Подавая выходной сигнал АЛТ (ток детектора атомного пучка, усиленный встроенным в АЛТ операционным усилителем) на один из каналов АЦП микроконтроллера ATmega16L (Atmel), производится измерение амплитуды указанного сигнала синхронно с изменением частоты выходного СВЧ-излучения синтезатора частоты. С помощью программного обеспечения в выбранном диапазоне частот осуществляется построение зависимости выходного напряжения АЛТ от частоты выходного СВЧ-излучения синтезатора частоты, подаваемого на вход АЛТ.

Типичные примеры записей спектральных линий АЛТ приведены на рис. 11.

Регистрация подобных спектров позволяет разработчику не только быстро оценить ряд электрических параметров АЛТ, таких, как ширина или интенсивность резонанса спектральной линии, но и наглядно оценить качество настройки АЛТ. Оценивая наблюдаемые искажения формы спектральной линии по расположению центрального резонанса (и, естественно, резонансов Рамзея) на пьедестале Раби, симметричность резонансов Рамзея по отношению к центральному (часовому) резонансу и т. п., можно судить о неоднородности магнитного поля на краях резонатора, о возможных сдвигах частоты, вызванных наличием майорановских переходов, и др.

В состав синтезатора частоты входит внутренний $p-i-n$ -аттенюатор, позволяющий регулировать уровень непрерывной мощности выходного СВЧ-излучения. Тем самым обеспечивается возможность определения оптимального уровня мощности для получения наилучшего отношения сигнал/шум АЛТ (рис. 12).

Таким образом, регистрация зависимости тока детектора атомного пучка от частоты СВЧ-излучения, подаваемого на вход АЛТ, предоставляет широкие возможности по оценке качества АЛТ. Но главное преимущество применения описанного синтезатора частоты состоит в автоматизации процесса исследования характеристик АЛТ.

Синтезатор частоты разрабатывался для исследования характеристик цезиевых АЛТ, при этом в нем предусмотрена возможность построения амплитудно-частотной характеристики АЛТ – зависимости выходного напряжения АЛТ от частоты модуляции СВЧ-излучения.

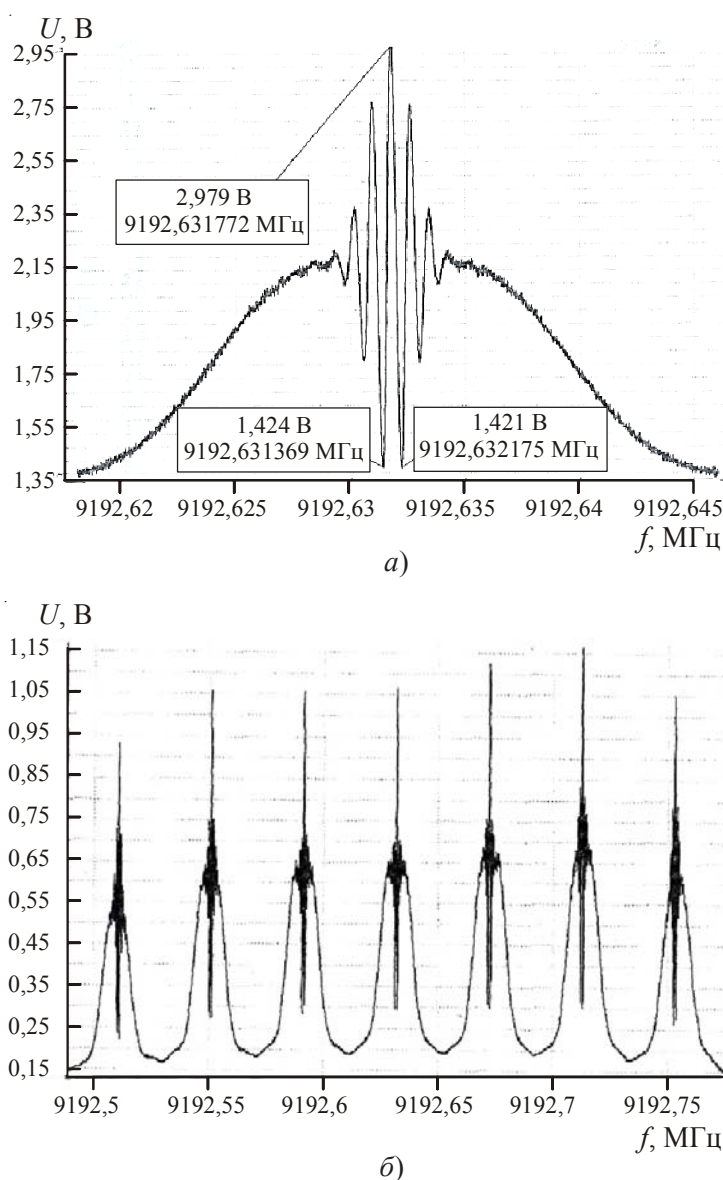


Рис. 11. Спектральная линия АЛТ (а) и полный спектр семи переходов (б)

Следует отметить, что основное преимущество данного СВЧ измерительного блока заключается в узкой специализации под конкретную задачу исследования электрических характеристик АЛТ, которую весьма сложно решить, используя стандартное контрольно-измерительное оборудование.

Современное измерительное оборудование, такое, как, например, генератор сигналов N5183A MXG фирмы Agilent Technologies, способно выполнить требования, предъявляемые к электрическим параметрам СВЧ-синтезатора частоты. Регистрацию контура спектральной линии АЛТ можно осуществить с использованием стандартных измерительных приборов и персонального компьютера. Однако потребуется специально написанное программное обеспечение, которое будет сложнее в реализации и использовании. Кроме того, такой измерительный стенд оказывается значительно дороже, поскольку он будет содержать большое количе-

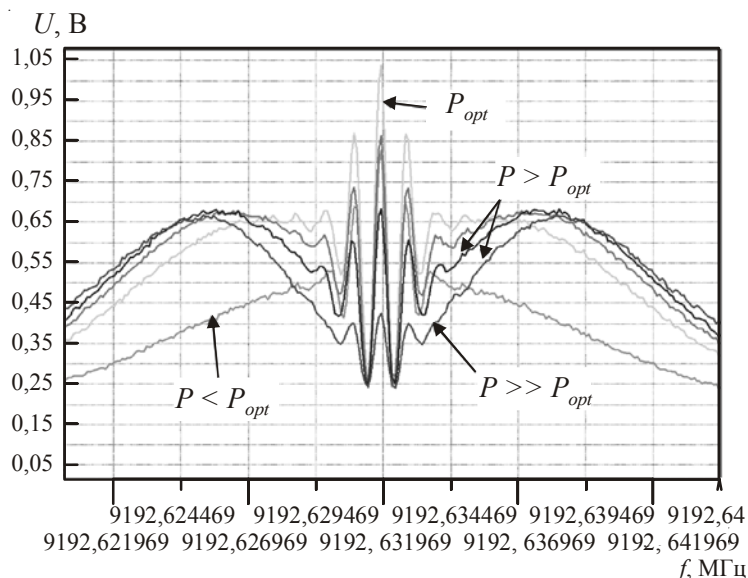


Рис. 12. Зависимости формы спектральной линии от уровня мощности СВЧ-излучения, подаваемой на вход СВЧ-резонатора

ство контрольно-измерительной аппаратуры преимущественно импортного производства, в том числе и узкоспециализированной, как, например, синхронный усилитель (lock-in amplifier) SR850 фирмы Stanford Research Systems. Также необходимо иметь в составе стенда несколько источников питания. К некоторым из них, например к источнику тока подмагничивания (С-поля), предъявляются очень высокие требования по стабильности на протяжении длительной эксплуатации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Атомно-лучевые цезиевые трубки / Е.Н. Покровский, Н.И. Волкова, М.С. Доманов, М.П. Лещенко, С.А. Плешанов, И.И. Самарцев, Ю.А. Турутин // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2009. – Вып. 3(502).
2. Риле Ф. Стандарты частоты. Принципы и приложения / Пер. с англ. – М.: Физматлит, 2009.
3. Фёдоров Н.Д. Электронные приборы СВЧ и квантовые приборы: учебник для вузов. – М.: Атомиздат, 1979.
4. Григорьянц В.В., Жаботинский М.Е., Золин В.Ф. Квантовые стандарты частоты. – М.: Наука, Главная редакция физико-математической литературы, 1967.
5. Ченакин А. Частотный синтез: текущие решения и новые тенденции // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2008. – № 1.
6. Белов Л. Синтезаторы стабильных частот // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2004. – № 3.
7. Пестряков А.В., Сердюков П.Н. Синтезаторы частот для портативной радиоаппаратуры // Специальная техника. – 2000. – № 3.
8. Ридико Л.И. DDS: прямой цифровой синтез частоты // Компоненты и технологии. – 2001. – № 7.
9. Аналого-цифровое преобразование / Под ред. Уолта Кестера. – М.: Техносфера, 2007.

Статья поступила 17 октября 2012 г.

УДК 621.3.049.77.029.64

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ КОНСТРУКЦИИ ГИС МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ СВЧ-ДИАПАЗОНА

В. А. Иовдальский, В. Г. Виноградов, Л. В. Манченко, В. Е. Земляков, В. Г. Лапин

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

В результате модернизации конструкции МИС и ГИС с её использованием улучшены электрические и массогабаритные характеристики и их воспроизводимость, повышены технологичность и надёжность схемы.

КС: совершенствование конструкции, ГИС СВЧ-диапазона, полупроводниковая монолитная интегральная схема, улучшение электрических и массогабаритных характеристик, полевой транзистор с барьером Шоттки, резистивный элемент, надёжность и технологичность

As a result of modernization and use of MIC and HIC design, HIC electrical and weight - dimension characteristics and their reproducibility have been improved, the circuit manufacturability and reliability have been increased.

Keywords: design improvement, microwave HIC, semiconductor monolithic integrated circuit, improvement of electrical and weight-dimension characteristics, Schottky gate field-effect transistor, resistive element, reliability and manufacturability

1. ВВЕДЕНИЕ

Одним из направлений совершенствования конструкции ГИС СВЧ-диапазона является перенос части элементов и компонентов электрической схемы в состав кристаллов полупроводниковых монолитных интегральных схем (МИС). Это позволяет улучшить электрические и массогабаритные характеристики изделий электронной техники, повышает их надёжность и технологичность.

2. КОНСТРУКТОРСКАЯ ЧАСТЬ

В настоящее время применение кристаллов МИС в качестве комплектующих изделий ГИС СВЧ приобретает общий характер, поэтому данному направлению посвящено много работ зарубежных и отечественных авторов [1–3]. Успехи специалистов в разработке МИС создают благоприятные условия для их использования в ГИС.

В работах [3–4] показано, как в результате эволюционного развития фрагмента ГИС малошумящего усилителя (МШУ) постепенно, шаг за шагом совершенствуется его конструкция, улучшаются его электрические и массогабаритные характеристики, повышается надёжность и технологичность.

В работе [5] представлены результаты по дальнейшему совершенствованию конструкции балансного усилительного каскада входного МШУ. Особенностью данной схемы является ис-

пользование режима автосмещения. В ранее известной ГИС СВЧ-диапазона [3] такой режим работы мог быть реализован путем введения в электрическую схему резисторов автосмещения для каждого транзистора, размещенных на диэлектрической подложке вне самого кристалла, содержащего транзистор и конденсаторы в цепи истока транзистора. Схема содержала диэлектрическую подложку, на лицевой стороне которой расположен топологический рисунок металлизационного покрытия, а на обратной стороне – экранное заземляющее металлизационное покрытие. Диэлектрическая подложка расположена обратной стороной на металлическом теплоотводящем основании и соединена с ним электро- и теплопроводящим веществом. По крайней мере одна металлизированная посадочная площадка электрически соединена с экранным заземляющим металлизационным покрытием. Кроме того, схема содержала самое меньшее один транзистор с выводами (электродами) и два конденсатора, расположенных с разных сторон транзистора.

При этом один из выводов транзистора электрически соединен с верхними обкладками конденсаторов, два других – электрически соединены с топологическим рисунком металлизационного покрытия.

Нижние обкладки конденсаторов электрически соединены с металлизированной посадочной площадкой и через нее с экранным заземляющим металлизационным покрытием.

Транзистор с выводами, оба конденсатора и электрические соединения одного из выводов транзистора с верхними обкладками конденсаторов изготовлены в виде единого кристалла МИС на полуизолирующей полупроводниковой структуре с заданными активными слоями. Упомянутый единый кристалл расположен на металлизированной посадочной площадке.

Оба конденсатора пленочные. Верхние обкладки конденсаторов, выводы транзистора и электрические соединения одного из выводов транзистора с верхними обкладками конденсаторов выполнены в одном слое металлизационного покрытия единого кристалла МИС.

В едином кристалле МИС непосредственно под нижними обкладками конденсаторов сделаны сквозные металлизированные отверстия для электрического соединения нижних обкладок конденсаторов с металлизированной посадочной площадкой.

Недостатки данной ГИС СВЧ-диапазона заключаются в необходимости подключения внешних резисторов посредством соединения верхней обкладки конденсаторов МИС с контактной площадкой одного из выводов резистора, размещенного на диэлектрической подложке, что ограничивает возможности дальнейшего улучшения электрических и массогабаритных характеристик.

Для устранения имеющихся недостатков, улучшения электрических и массогабаритных характеристик и повышения их воспроизводимости, технологичности и надежности схемы проведена модернизация конструкции разрабатываемой МИС и ГИС с её использованием.

Модернизация достигается тем, что в ГИС СВЧ-диапазона используется полевой транзистор с барьером Шотки (ПТШ) с шириной затвора не более 500 мкм, с заданными величинами тока насыщения, не превышающего 150 мА, и напряжения отсечки. При этом каждый единый кристалл МИС дополнительно содержит по меньшей мере один резистивный элемент с заданным электрическим сопротивлением. Резистивный элемент выполнен в виде пленки на лицевой поверхности упомянутого единого кристалла или в виде легированного слоя в составе полупроводниковой структуры и расположен вне области канала ПТШ, на расстоянии не менее 20 мкм от электрода истока.

Один из концов резистивного элемента электрически соединен с верхней обкладкой одного из конденсаторов, а другой – с нижней обкладкой этого конденсатора. Электрическое соединение одного из концов резистивного элемента с верхней обкладкой конденсатора выполнено в одном слое металлизационного покрытия единого кристалла, а электрическое соединение другого конца резистивного элемента и нижней обкладки конденсатора – в другом слое этого металлизационного покрытия.

Сквозные металлизированные отверстия в едином кристалле МИС сделаны вне площади расположения конденсаторов.

При этом электрическое сопротивление резистивного элемента задано исходя из соотношения:

$$R = \frac{U_p (1 - \sqrt{I_d / I_{dss}})}{I_d},$$

где U_p – заданное напряжение отсечки ПТШ; I_d – рабочий ток ПТШ; I_{dss} – заданный максимальный ток насыщения при нулевом напряжении на затворе ПТШ (далее ток насыщения), а рабочий ток выбран в соответствии с формулой:

$$I_d = (0,15 \dots 0,5) I_{dss}.$$

На рис. 1 и 2 представлены электрическая схема и внешний вид разрабатываемой МИС.

Конструкция фрагмента ГИС с разрабатываемой МИС представлена на рис. 3.

Применение ПТШ с шириной вывода – затвора не более 500 мкм, с заданными величинами тока насыщения, не превышающего 150 мА, и напряжения отсечки, наличие в ГИС по меньшей мере одного резистивного элемента с заданным электрическим сопротивлением, который выполнен в составе каждого единого кристалла МИС, обеспечивает включение ПТШ по схеме с однополярным питанием. Такая схема питания транзистора называется схемой с автосмещением, а режим работы – режим автосмещения.

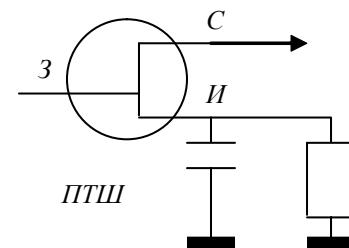


Рис. 1. Электрическая схема МИС

Следствием реализации такого режима являются:

- во-первых, улучшение электрических характеристик, и прежде всего стабильности коэффициента усиления, благодаря автоматическому поддержанию величины рабочего тока транзистора интегральной схемы;

- во-вторых, повышение технологичности и надежности, благодаря сокращению в ГИС количества сварных соединений, а именно исключению разварки электрических проволочных соединений между верхними обкладками конденсаторов и электродом истока ПТШ, а также между верхними обкладками конденсаторов и резистивным элементом.

В результате этого исключается необходимость использования для ГИС второго внешнего источника питания – источника питания отрицательной полярности.

ПТШ может быть выполнен по меньшей мере с двумя электродами истока, при этом последние электрически соединены между собой.

Резистивный элемент может быть создан в составе полупроводниковой структуры кристалла МИС в виде того же легированного слоя, в котором выполнен и канал ПТШ, с длиной, равной длине канала, и шириной – 0,15...0,5 от его ширины (рис. 3).

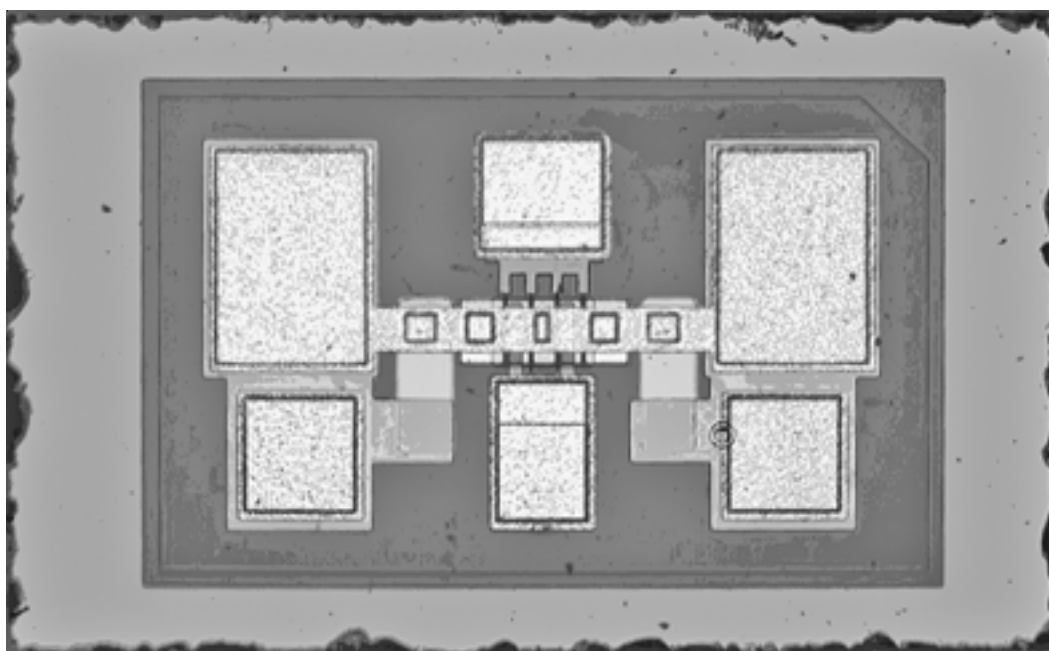


Рис. 2. Разрабатываемая МИС

Наличие сквозных металлизированных отверстий в едином кристалле МИС для электрического соединения нижних обкладок конденсаторов с металлизированной посадочной площадкой вне площади расположения этих конденсаторов обеспечивает исключение возможных нарушений целостности всех слоев пленочных конденсаторов (нижних и верхних обкладок и слоя диэлектрика), в отличие от случая их выполнения над сквозными металлизированными отверстиями, и, как следствие, повышение надежности ГИС СВЧ.

Частные случаи выполнения резистивного элемента пленочным на лицевой поверхности кристалла МИС (рис. 3), так же как в виде легированного слоя в составе полупроводниковой структуры (рис. 4) с заданными легированными слоями, обеспечивают исключение внутрисхемных, достаточно длинных соединительных проводников, имеющих значительные паразитные индуктивности и емкости.

Кроме того, процессы, посредством которых выполняют резистивный элемент, являются на сегодня наиболее технологичными и оптимизированными и тем самым дополнительно обеспечивают улучшение электрических и массогабаритных характеристик и повышение их воспроизводимости.

Указанные математические соотношения в совокупности с другими признаками обеспечивают оптимизацию работы ГИС с точки зрения улучшения электрических характеристик и повышения их воспроизводимости.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

Экспериментально установлено, что при рабочих токах более 75 мА (что соответствует току насыщения около 150 мА) на резистивном элементе рассеивается значительная мощность, что отрицательно сказывается на тепловом режиме ПТШ, а значит, и единого кристалла МИС.

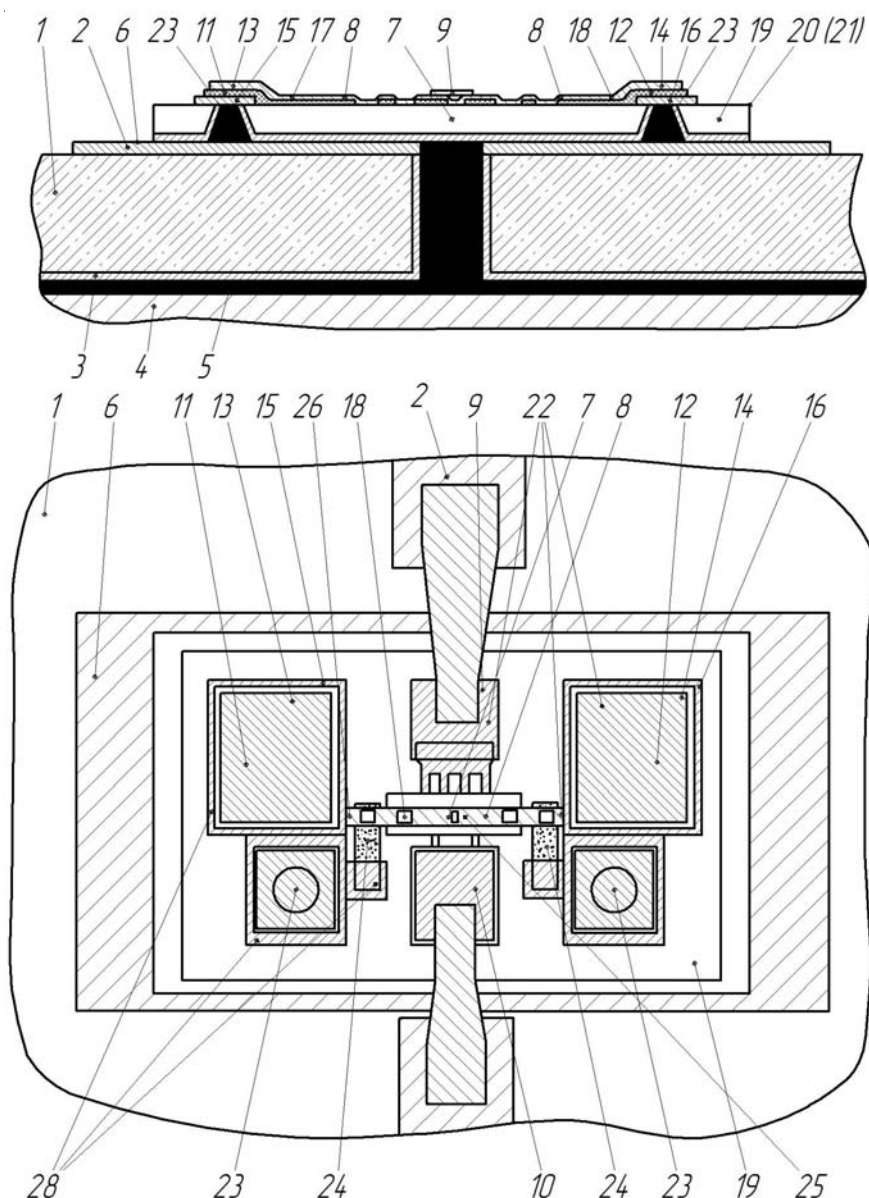


Рис. 3. Конструкция фрагмента ГИС с разработанной МИС, где резистивный элемент выполнен в виде пленки на лицевой поверхности единого кристалла МИС:

1 – диэлектрическая подложка; 2 – топологический рисунок металлизационного покрытия; 3 – экранное заземляющее металлизационное покрытие; 4 – металлическое теплопроводящее основание; 5 – электро- и теплопроводящее вещество; 6 – металлизированная посадочная площадка; 7 – ПТШ; 8...10 – выводы – электроды транзистора (исток, затвор, сток); 11, 12 – два конденсатора; 13...16 – соответственно верхние и нижние обкладки конденсаторов; 17, 18 – электрические соединения одного из выводов транзистора (электрода истока) с верхними обкладками конденсаторов; 19 – единый кристалл МИС; 20 – полуизолирующая полупроводниковая структура с заданными активными – легированными – слоями 21; 22 – один слой металлизационного покрытия единого кристалла МИС; 23 – сквозные металлизированные отверстия в едином кристалле МИС; 24 – резистивный элемент; 25 – канал ПТШ; 26 – электрическое соединение одного из концов резистивного элемента с верхней обкладкой одного из конденсаторов; 27 – электрическое соединение другого конца резистивного элемента с нижней обкладкой этого конденсатора; 28 – другой слой металлизационного покрытия единого кристалла МИС

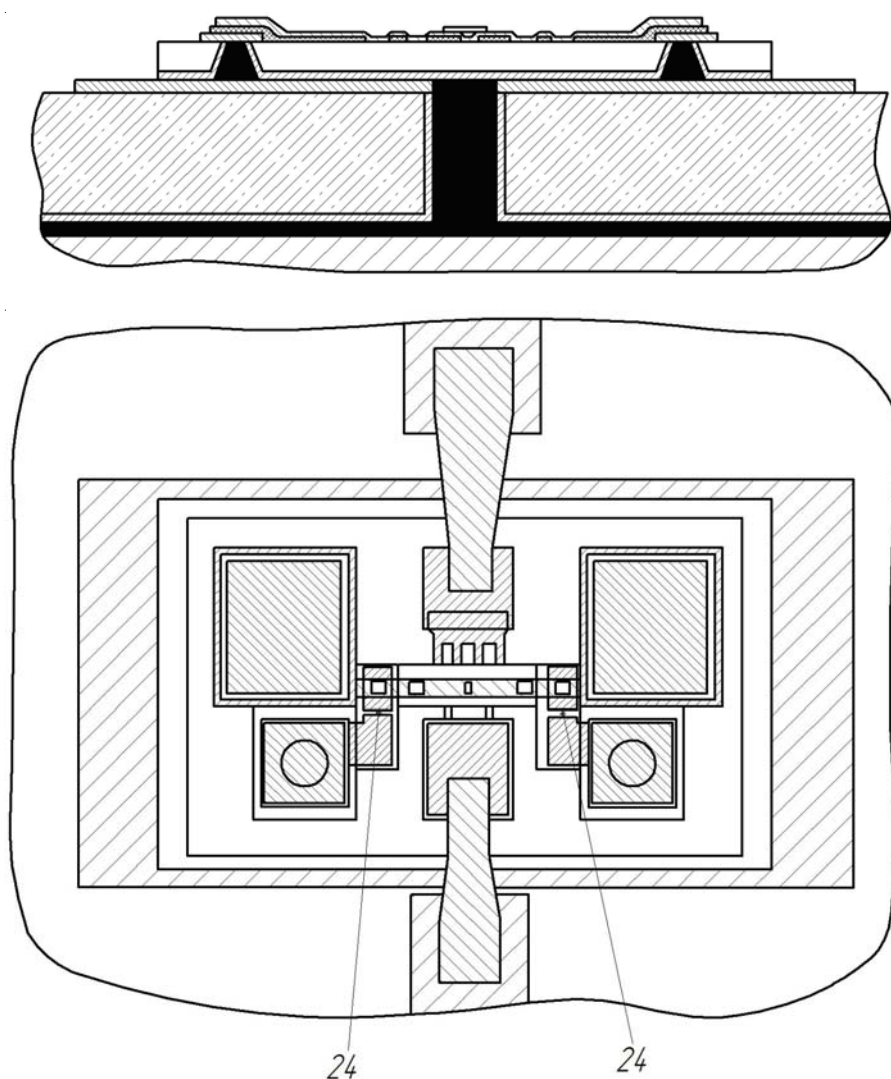


Рис. 4. Конструкция фрагмента ГИС с разработанной МИС, где резистивный элемент выполнен в виде легированного слоя в составе полупроводниковой структуры (24 – резистивный элемент)

Так, для ПТШ 3П612 с током насыщения 240 мА и напряжением отсечки минус 4 В рабочий ток должен составлять 15...50 % от тока насыщения, то есть 36...120 мА.

Таким образом, напряжение на электроде истока ПТШ должно быть 2...3,5 В, а рассеиваемая мощность резистивного элемента – 126...240 мВт.

Эта дополнительная мощность приведёт к повышению температуры ПТШ и соответственно единого кристалла МИС, а значит – к ухудшению электрических характеристик ГИС, и прежде всего коэффициента шума и коэффициента усиления.

При токах стока менее 75 мА эффектом разогрева структуры транзистора можно пренебречь.

На рис. 5 представлена схема ГИС балансного каскада МШУ с двумя МИС разработанной конструкции.

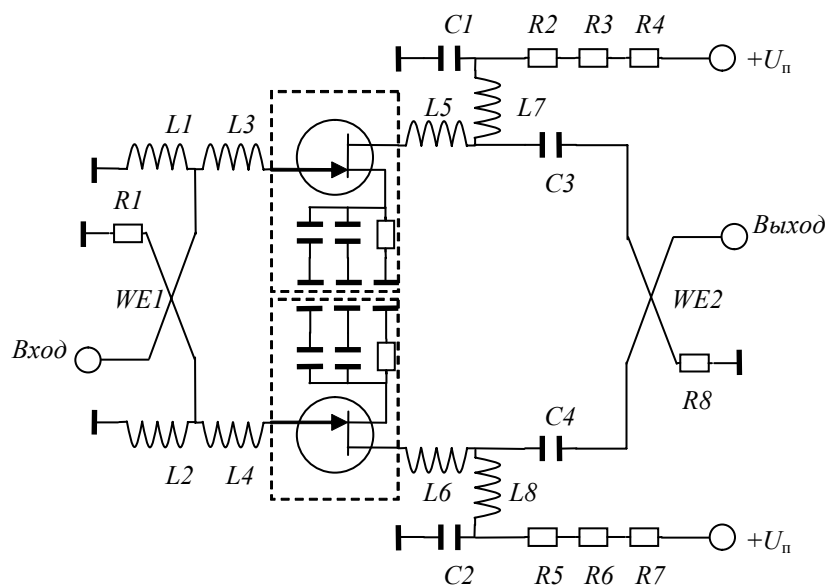


Рис. 5. Электрическая схема ГИС балансного каскада МШУ:

$C1 = C2 = 5 \dots 10$ пФ – емкости сосредоточенные; $R1 = R8 = 50$ Ом ($\pm 10\%$) – нагрузочные резисторы направленных ответвителей; $R2 \dots R7 = 25$ Ом ($\pm 20\%$) – резисторы цепи питания стока транзисторов; $L1 = L2 = 1,5$ нГн ($\pm 10\%$) – фильтры питания затворов транзисторов; $L3 = L4 = 0,15$ нГн ($\pm 10\%$) – технологическая и согласующая индуктивности затвора транзистора; $L5 = L6 = 1,1$ нГн ($\pm 10\%$) – технологическая и согласующая индуктивности стока транзистора; $L7 = L8 = 1,5$ нГн ($\pm 10\%$) – индуктивности фильтров питания стоков транзисторов; $C3 = C4 = 5 \dots 10$ пФ – блокирующие емкости сосредоточенные

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Модернизация конструкции МИС и ГИС с её использованием позволит в полной мере реализовать улучшение электрических и массогабаритных характеристик и их воспроизводимость, а также повысить технологичность и надежность ИЭТ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бортовые АФАР // Новости СВЧ-техники: Информационный сборник. – Фрязино: ФГУП «НПП «Исток», 2006. – № 6. – С. 1–4.
2. Набор монолитных схем для АФАР X-диапазона // Новости СВЧ-техники: Информационный сборник. – Фрязино: ФГУП «НПП «Исток», 2006. – № 6. – С. 11–12.
3. Иовдальский В.А. Совершенствование конструкции типового фрагмента ГИС СВЧ-диапазона // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2010. – Вып. 3(506). – С. 25–30.
4. Иовдальский В.А. Эволюция конструкции типовых фрагментов ГИС СВЧ-диапазона // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2007. – Вып. 4(489). – С. 38–45.
5. Пат. 2449419 С1 РФ, МПК⁸ Н 01 L 27/13. Гибридная интегральная схема СВЧ-диапазона / В.А. Иовдальский, В.Г. Виноградов, Л.В. Манченко, В.Е. Земляков, В.Г. Лапин. – Приоритет 29.12.10.

Статья поступила 4 февраля 2011 г.

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

УДК 621.373.5

ПОТЕРИ В АНОДНЫХ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ МОДУЛЯТОРАХ, ПОСТРОЕННЫХ ПО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ СХЕМЕ

В. И. Казанцев, С. А. Платонов, В. Г. Сергеев

МГТУ им. Н.Э. Баумана, г. Москва

Рассматриваются вопросы построения высоковольтных твердотельных ключей по последовательной схеме, используемых в модуляторах мощных электровакуумных СВЧ усилительных и генераторных приборов. Приводятся расчеты мощностей потерь в элементах анодных модуляторов. Определяются предельные режимы работы модуляторов по частоте повторения импульсов и скважности.

КС: импульсный модулятор, твердотельный ключ, ЛБВ, магнетрон, клистрон

The issues of building high-voltage solid-state keys according to sequential circuit to be used in modulators of high-power microwave amplifying and oscillating devices are under consideration. The calculations of loss power in anode modulator elements are given. The ultimate operating modes of modulators are determined by pulse repetition frequency and duty factor.

Keywords: pulse modulator, solid-state key, TWT, magnetron, klystron

Современные радиолокационные станции (РЛС) высокого уровня мощности, работающие в диапазоне длин волн от единиц сантиметров и меньше, как правило, строятся на базе электровакуумных усилительных и генераторных приборов. В настоящее время наибольшее распространение получили такие приборы, как магнетроны, клистроны и лампы бегущей волны (ЛБВ). РЛС, построенные на электровакуумных приборах (ЭВП), работают преимущественно в импульсном режиме [1]. Для создания выходных СВЧ-колебаний в таких приборах необходимо на соответствующих электродах сформировать высоковольтные импульсы напряжения. В радиопередающих системах (РПДС) это напряжение формируется импульсным модулятором, который строится на базе высоковольтных ключей. Ранее в их качестве применялись мощные модуляторные лампы типа ГМИ. Однако современные требования по надежности, долговечности, обеспечению возможности оперативно изменять параметры импульса, уменьшению емкости монтажа (для этого нужно устранить необходимость подавать на ключ напряжение накала) приводят к тому, что в модуляторах используют ключи, построенные на твердотельных коммутирующих приборах [2–4].

В таких высоковольтных ключах, как правило, устанавливают управляемые напряжением МОП-транзисторы или биполярные транзисторы с изолированным затвором (БТИЗ). Их рабочие напряжения не превышают 2...3 кВ, и для обеспечения требований по электропрочности

приборы включаются последовательно. На рис. 1 представлена структурная схема твердотельного ключа, построенного на базе МОП-транзисторов.

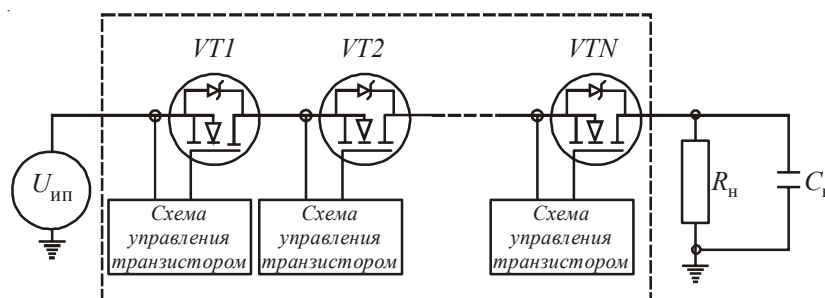


Рис. 1. Структурная схема высоковольтного твердотельного ключа, построенного по последовательной схеме

По схеме включения и характеру нагрузки различают анодные и сеточные модуляторы [5, 6]. Отдельно выделяется класс защитных ключей – устройств, осуществляющих размыкание цепи питания ЭВП во время возникновения в нем пробоя. Анодные модуляторы, в свою очередь, разделяются на одноктактные и двухтактные. Одноктактные модуляторы применяются в РПДС, построенных на магнетронах. В них фронт импульса и его плоская часть формируются твердотельным ключом, а спад импульса – разрядным резистором, подключенным параллельно нагрузке. На рис. 2, а показана структурная схема выходного каскада РПДС, построенной на базе магнетрона, с одноктактным модулятором.

Двухтактные модуляторы состоят из двух ключей. Первый ключ формирует фронт импульса и его плоскую часть. Этот ключ будем называть зарядным или ключом импульса. Второй ключ формирует спад импульса и паузу между импульсами. Будем называть его разрядным или ключом паузы. На рис. 2, б представлена структурная схема РПДС, построенной на базе двухтактного модулятора.

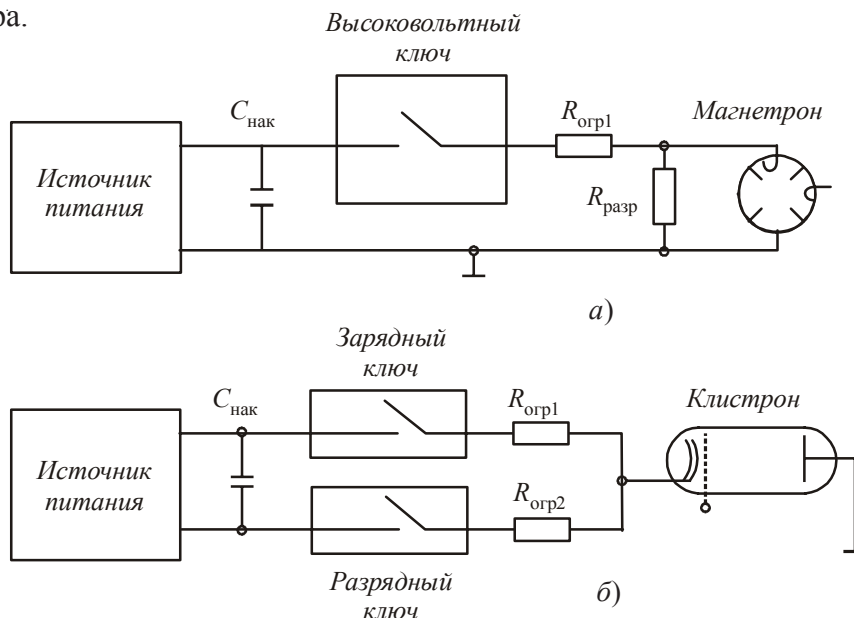


Рис. 2. Структурные схемы анодных модуляторов:
а – одноктактного; б – двухтактного

Сеточные модуляторы должны быть двухтактными, так как здесь необходимо жестко формировать фронт и спад импульса. Сеточные модуляторы работают со сравнительно небольшими напряжениями (до 5...7 кВ) и токами (менее 10 мА), однако при этом они находятся под высоким потенциалом катода ЭВП. На рис. 3 представлена структурная схема РПДС, построенной на базе ЭВП с сеточным управлением. Сеточная модуляция выгодно отличается от анодной меньшими потерями и, как следствие, возможностью получения достаточно высоких частот повторения импульсов (1 МГц и более). Однако при использовании ЭВП с сеточным управлением значительно возрастает вероятность возникновения пробоев в лампе, так как к катоду прибора непрерывно подводится высокое напряжение.

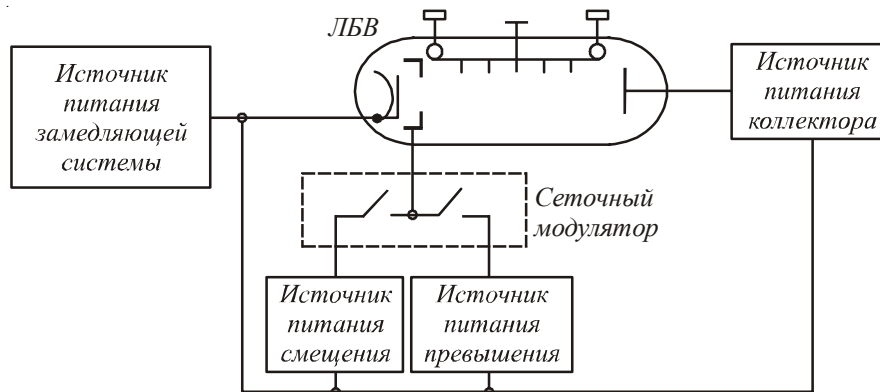


Рис. 3. Структурная схема сеточного модулятора

Как известно, ЭВП свойственно периодическое возникновение электрических разрядов – пробоев внутри прибора. Во время пробоя ЭВП характеризуется низким сопротивлением [6, 7], поэтому, с учетом высокого питающего напряжения, ток, протекающий при пробое, ограничивается только сопротивлениями питающих цепей. Модуляторы, построенные на базе ЭВП, обладают высоким внутренним сопротивлением (100...1000 Ом). Внутреннее сопротивление твердотельных ключей, построенных на базе МОП-транзисторов, рассчитывается по формуле $R_{вн} = R_{с-и}^{откр} N$ (где $R_{с-и}^{откр}$ – сопротивление одного транзистора в открытом состоянии, N – количество транзисторов в ключе) и составляет 10...50 Ом. Твердотельные ключи, построенные на БТИЗ, характеризуются остаточным падением напряжения, для которого справедливо соотношение $U_{ост} = U_{к-э}^{нас} N$, где $U_{к-э}^{нас}$ – напряжение насыщения одного транзистора. Эквивалентное внутреннее сопротивление такого ключа составляет 5...10 Ом. Таким образом, при использовании твердотельных ключей ток пробоя может составлять тысячи ампер, что много больше значений, допустимых для современных транзисторов. Для ограничения тока пробоя при всех видах модуляции последовательно с ЭВП устанавливают ограничительный резистор. В случае использования анодной модуляции сопротивление данного резистора выбирается таким, чтобы при пробое не превышалось значение максимально допустимого тока транзисторов, составляющих ключ. При использовании сеточной модуляции в отсутствие активных схем защиты от пробоев ограничительный резистор рассеивает большую часть энергии накопителя, предотвращая разрушение ЭВП.

Ранее для защиты ЭВП от разрушающего действия пробоев использовались схемы, построенные на базе тиратронов и управляемых разрядников [8]. В этом случае параллельно ЭВП

устанавливается мощный коммутирующий прибор (разрядник), который при пробое замыкается и шунтирует ЭВП; энергия накопителя выделяется в разряднике. При использовании таких способов защиты происходит полный разряд накопителя, работа РПДС останавливается. Для восстановления функционирования системы необходимо затратить достаточно много времени (100...2000 мс) на очередной полный заряд накопителя. В современных РПДС для обеспечения защиты ЭВП от пробоев используют специальные устройства – защитные ключи. В этом случае при фиксации пробоя в лампе ключ, стоящий последовательно с ней, размыкается, прерывая протекающий через лампу ток. После полного размыкания защитного ключа пробой прекращается, а образовавшаяся плазма рассасывается в течение 0,1...10 мкс. После этого защитный ключ замыкается, питающее напряжение прикладывается к катоду лампы и продолжается нормальная работа системы. Защитные ключи структурно похожи на однотактные анодные модуляторы, однако стоящая перед ними задача не состоит в формировании импульсов; они должны производить быстрое размыкание высоковольтных питающих цепей при превышении током ЭВП максимально допустимого значения. На рис. 4 представлена структурная схема РПДС с использованием защитного ключа.

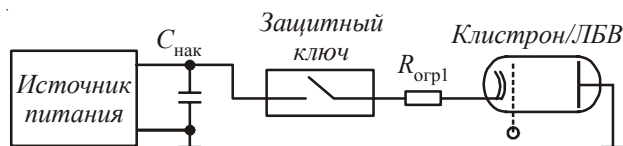


Рис. 4. Структурная схема питания ЭВП с защитным ключом

Рассмотрим подробнее особенности работы различных типов анодных модуляторов и мощности, выделяемые в них. Процесс работы твердотельного ключа можно разделить на четыре стадии: а) закрытое состояние; б) формирование фронта импульса; в) формирование плоской части импульса; г) формирование спада импульса.

В закрытом состоянии к твердотельному ключу, состоящему из большого числа транзисторов, прикладывается полное напряжение источника питания ЭВП. Через твердотельный ключ протекают токи утечки, величина которых – от единиц наноампер до единиц миллиампер. Токи утечки зависят от температуры транзисторов. В закрытом состоянии распределение напряжений между транзисторами определяется их внутренними сопротивлениями, которые рассчитываются по токам утечки. Это сопротивление может составлять от 1 МОм до 100 ГОм. Для того чтобы избежать появления перенапряжений на отдельных транзисторах, необходимо производить выравнивание напряжений между ними [9]. С этой целью параллельно каждому транзистору подключается сопротивление, величина которого много меньше внутреннего сопротивления транзистора. Возможно также применение вместо резисторов защитных диодов (ограничителей напряжения). Такие приборы аналогичны стабилитронам, однако обладают низкими токами утечки (менее 5 мкА) и низким дифференциальным сопротивлением (единицы ом). Применение защитных диодов позволяет избежать использования выравнивающих резисторов и уменьшить мощность, рассеиваемую на ключе в закрытом состоянии.

В случае использования двухтактного модулятора (см. рис. 2, б) в промежутки времени между импульсами ключ паузы замкнут, а составляющие его транзисторы открыты. Так как напряжение на ключе паузы близко к нулю и практически отсутствует ток, то мощность, рассеиваемая в это время в ключе паузы, пренебрежимо мала. Непосредственно перед формированием фронта импульса транзисторы ключа паузы закрываются.

На этом отрезке времени (в паузе) мощность, рассеиваемая зарядным ключом импульса, определяется по формуле:

$$P_{\text{закр. зар}} = (I_{\text{ут.тр}} + I_{\text{ут.ЗД}} + I_{\text{ут.рез}}) U_{\text{ИП}} (Q - 1)/Q, \quad (1)$$

где $I_{\text{ут.тр}}$ – ток утечки транзисторов; $I_{\text{ут.ЗД}}$ – ток утечки защитных диодов; $I_{\text{ут.рез}}$ – ток выравнивающих резисторов; $U_{\text{ИП}}$ – напряжение источника питания ЭВП; Q – скважность импульсов. Как правило, эта мощность не превышает десятка ватт.

При формировании фронта импульса происходит замыкание зарядного ключа. Напряжение на нем падает, ток через него возрастает. Так как в этом режиме транзисторы проходят линейный участок своей ВАХ, то на них рассеивается энергия переключения $W_{\text{перекл}} = \int_0^{t_{\text{перекл}}} U_K(t) I_K(t) dt$, где $t_{\text{перекл}}$ – время переключения транзисторов ключа; $U_K(t)$ – зависимость напряжения, прикладываемого к ключу, от времени; $I_K(t)$ – зависимость тока ключа от времени. Если использовать упрощение, что напряжение и ток во время переключения изменяются линейно, то

$$W_{\text{перекл}} = \frac{U_{\text{ИП}}^2 t_{\text{перекл}}}{6R_{\text{огр1}}}.$$

При протекании фронта происходит заряд емкости C_n , собственная емкость ключа импульса $C_{\text{КИ}}$ разряжается через внутренние сопротивления транзисторов. В случае использования двухтактной схемы также заряжается емкость ключа паузы $C_{\text{КП}}$ (разрядного ключа). Мощность, рассеиваемая модулятором в это время, определяется следующим соотношением:

$$P_{\text{фр}} = (W_{\text{перекл}} + W_{\text{С-КИ}} + W_{\text{С-н}} + W_{\text{С-КП}}) f, \quad (2)$$

где f – частота следования импульсов; $W_{\text{С-КИ}} = C_{\text{КИ}} U_n^2/2$ – энергия перезарядки емкости $C_{\text{КИ}}$ ключа импульса; $W_{\text{С-н}} = C_n U_n^2/2$ – энергия перезарядки емкости нагрузки; $W_{\text{С-КП}} = C_{\text{КП}} U_n^2/2$ – энергия перезарядки емкости ключа паузы; $U_n = U_{\text{ИП}} - (U_{\text{КИ}} + I_n R_{\text{огр1}})$ – напряжение, прикладываемое к нагрузке во время импульса, с учетом падения напряжения на ограничительном резисторе и ключе импульса $U_{\text{КИ}}$. Включенные в формулу (2) энергии рассеиваются в различных элементах схемы. Энергия $W_{\text{С-КП}}$ распределяется между ограничительными резисторами $R_{\text{огр1}}$, $R_{\text{огр2}}$ и ключом импульса пропорционально их сопротивлениям. Аналогично энергия $W_{\text{С-КИ}}$ распределяется между $R_{\text{огр1}}$ и ключом импульса. Непосредственно в транзисторах ключа импульса рассеивается только энергия разряда собственной емкости $W_{\text{С-КИ}}$ и энергия переключения $W_{\text{перекл}}$.

При расчете энергии перезарядки паразитных емкостей твердотельных ключей необходимо знать величины этих емкостей. Собственная емкость твердотельного ключа [10] рассчитывается исходя из значений эффективной выходной емкости одного транзистора $C_{\text{вых.эф}}$ и паразитной емкости отдельных транзисторов на корпус ключа $C_{\text{монт}}$. На рис. 5 приведена эквивалентная схема твердотельного ключа, построенного по последовательной схеме, для расчета собственной емкости. Считаем, что емкости во всех ячейках ключа одинаковы. Тогда суммарную емкость ключа, состоящего из N транзисторов, можно рассчитать по рекуррентному соотношению:

$$C_K(N) = (C_K(N-1) C_{\text{вых.эф}})/(C_K(N-1) + C_{\text{вых.эф}}) + C_{\text{монт}}. \quad (3)$$

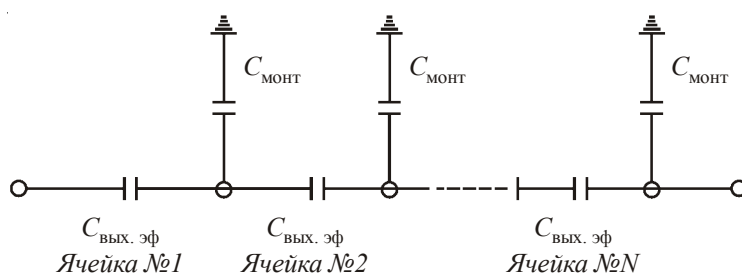


Рис. 5. Эквивалентная схема ключа для расчета собственной емкости

На рис. 6 приведена зависимость емкости ключа от количества транзисторов при условии, что $C_{\text{ВЫХ.эф}} = 100$ пФ и $C_{\text{МОНТ}} = 5$ пФ.

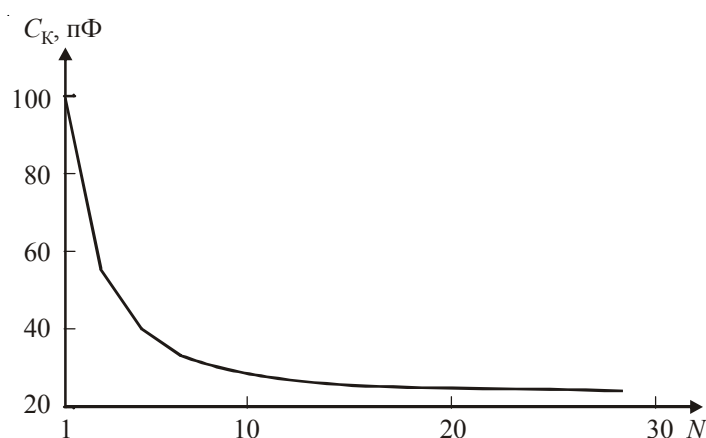


Рис. 6. Зависимость емкости ключа от количества транзисторов

При малых значениях N емкость ключа можно приближенно вычислить по формуле: $C_K(N) = C_{\text{ВЫХ.эф}}/N + C_{\text{МОНТ}}N/2$. Данная формула справедлива для значений N , меньших $N_{\text{гр}} = \sqrt{2C_{\text{ВЫХ.эф}}/C_{\text{МОНТ}}}$. При больших N выражение (3) имеет предел:

$$C_K = \left(C_{\text{МОНТ}} + \sqrt{C_{\text{МОНТ}}^2 + 4C_{\text{МОНТ}}C_{\text{ВЫХ.эф}}} \right) / 2. \quad (4)$$

Таким образом, емкость твердотельных ключей, состоящих из большого количества транзисторов, не зависит от числа ячеек. Следует отметить, что с увеличением числа транзисторов в ключе при постоянном напряжении питания уменьшается напряжение, прикладываемое к выходным электродам отдельных транзисторов. Емкость $C_{\text{ВЫХ.эф}}$, как правило, увеличивается с уменьшением этого напряжения, что в конечном счете может привести к увеличению емкости ключа.

На практике число транзисторов в ключе определяется исходя из требований к рабочему напряжению модулятора.

Во время формирования плоской части импульса падение напряжения на ключе импульса мало, через него протекает активный ток нагрузки. В случае использования твердотельных ключей, построенных на МОП-транзисторах, мощность, рассеиваемая в ключе в этом режиме, рассчитывается по формуле:

$$P_{\text{имп}} = (I_K^2 R_{\text{с-н}}^{\text{откр}} N + P_{\text{имп.огр}}) / Q, \quad (5)$$

где $I_K = I_{\text{н}} + I_{\text{разр}}$ – ток ключа; $I_{\text{разр}}$ – ток разрядного резистора (см. рис. 2, а); $P_{\text{имп.огр}} = I_K^2 R_{\text{огр1}}$ – мощность, рассеиваемая во время импульса в ограничительном резисторе. Мощность, рассеиваемая в разрядном резисторе, определяется по формуле $P_{\text{имп.разр}} = U_{\text{н}}^2 / R_{\text{разр}}$.

Для ключей, построенных на БТИЗ, мощность, рассеиваемая в разрядном резисторе, выражается соотношением:

$$P_{\text{имп}} = (I_K U_{\text{к-э}}^{\text{нас}} N + P_{\text{имп.огр}}) / Q. \quad (6)$$

В случае больших токов нагрузки использование БТИЗ позволяет уменьшить потери в этом режиме по сравнению с МОП-транзисторами. Так как при формировании плоской части импульса ключ паузы закрыт и к нему прикладывается полное напряжение питания ЭВП, то в ключе паузы выделяется мощность, определяемая токами утечки и рассчитываемая по формуле:

$$P_{\text{закр.разр}} = (I_{\text{ут.тр}} + I_{\text{ут.ЗД}} + I_{\text{ут.рез}}) U_{\text{н}} / Q. \quad (7)$$

При формировании спада импульса происходят процессы, аналогичные протекающим на фронте импульса. Ключ импульса закрывается. Разряжается паразитная емкость нагрузки и ключа паузы, заряжается собственная емкость ключа импульса. В случае использования одноктактной схемы процессы перезарядки емкостей проходят через сопротивление нагрузки и разрядный резистор. В двухтактных модуляторах через некоторое время после закрытия ключа импульса открывается ключ паузы и перезарядка емкостей происходит преимущественно через него. Так как за время выключения транзисторов в ключе импульса напряжение на нагрузке не успевает значительно уменьшиться из-за наличия паразитной емкости, то можно считать, что переключение ключа импульса в данном режиме осуществляется при нулевом напряжении на нем. Потери на переключение в ключе импульса в этом случае пренебрежимо малы. Энергия $W_{\text{с-кп}}$ во время спада полностью рассеивается ключом паузы. Энергия $W_{\text{с-н}}$, запасенная в емкости нагрузки, распределяется между ключом паузы и ограничительным резистором $R_{\text{огр2}}$. Энергия зарядки емкости ключа импульса $W_{\text{с-ки}}$ рассеивается резисторами $R_{\text{огр1}}$, $R_{\text{огр2}}$ и ключом паузы.

Учитывая вышесказанное, для анодных ключей мощность потерь при формировании спада импульса следует определять следующим образом:

$$P_{\text{сп}} = (W_{\text{с-ки}} + W_{\text{с-н}} + W_{\text{с-кп}}) f. \quad (8)$$

Несколько иначе протекают процессы выключения в защитных ключах. Защитные ключи размыкаются в случае возникновения искрения в ЭВП, что сопровождается превышением тока нагрузки максимально допустимого значения. Во время пробоя ЭВП представляет собой источник напряжения, при этом последнее имеет величину порядка 50...100 В [11]. Поэтому для защитных ключей нельзя пренебрегать потерями при выключении. В этом случае энергия, рассеиваемая в защитном ключе при возникновении пробоя, рассчитывается по формулам: $W_{\text{пр}} = I_{\text{пр}}^2 R_{\text{вн}} t_{\text{закр}} / 6$ для ключей, построенных на базе МОП-транзисторов; $W_{\text{пр}} = I_{\text{пр}} U_{\text{ост}} t_{\text{закр}} / 6$ для ключей, построенных на БТИЗ, где $I_{\text{пр}}$ – ток пробоя, при котором происходит размыкание ключа; $t_{\text{закр}}$ – время размыкания защитного ключа. Необходимо учитывать энергетические характеристики транзисторов таким образом, чтобы при заданной веро-

ятной частоте появления пробоев в ЭПВ и известных режимах работы энергия, выделяемая в транзисторах во время пробоя, не превысила допустимую энергию единичного импульса транзисторов. Так как защитные ключи во время работы находятся в замкнутом состоянии, то в них рассеивается мощность, которую можно определить по формулам (5) или (6), полагая скважность равной единице. Суммарная мощность, выделяемая в защитных ключах, рассчитывается как сумма мощностей проводимости и мощности, рассеиваемой при пробоях.

Мощность, выделяемая в модуляторе, является суммой мощностей в четырех стадиях. В табл. 1 сведены формулы, определяющие рассмотренные выше мощности для тех элементов схемы, в которых они рассеиваются.

Таблица 1

Распределение мощностей между элементами схемы

Элемент схемы	Интервал времени	
	Закрытое состояние	Фронт
Зарядный ключ	$P_{\text{закр.зар}} (1)$	$\left[W_{\text{перекл}} + W_{C-\text{ки}} + W_{C-\text{н}} \frac{R_{\text{вн}}}{R_{\text{огр1}} + R_{\text{вн}}} + W_{C-\text{кп}} \frac{R_{\text{вн}}}{R_{\text{огр1}} + R_{\text{вн}} + R_{\text{огр2}}} \right] f$
Разрядный ключ	—	—
$R_{\text{огр1}}$	—	$\left[W_{C-\text{н}} \frac{R_{\text{огр1}}}{R_{\text{огр1}} + R_{\text{вн}}} + W_{C-\text{кп}} \frac{R_{\text{огр1}}}{R_{\text{огр1}} + R_{\text{вн}} + R_{\text{огр2}}} \right] f$
$R_{\text{огр2}}$	—	$\left[W_{C-\text{кп}} \frac{R_{\text{огр2}}}{R_{\text{огр1}} + R_{\text{вн}} + R_{\text{огр2}}} \right] f$
$R_{\text{разр}}$ (для однотактной схемы)	—	—
Элемент схемы	Интервал времени	
	Плоская часть	Спад
Зарядный ключ	$P_{\text{имп}} (5), (6)$	—
Разрядный ключ	$P_{\text{закр.разр}} (7)$	$\left[W_{C-\text{кп}} + W_{C-\text{н}} \frac{R_{\text{вн}}}{R_{\text{огр2}} + R_{\text{вн}}} + W_{C-\text{ки}} \frac{R_{\text{вн}}}{R_{\text{огр1}} + R_{\text{вн}} + R_{\text{огр2}}} \right] f$
$R_{\text{огр1}}$	$P_{\text{имп.огр}} = I_{\text{к}}^2 R_{\text{огр1}}$	$\left[W_{C-\text{ки}} \frac{R_{\text{огр1}}}{R_{\text{огр1}} + R_{\text{вн}} + R_{\text{огр2}}} \right] f$
$R_{\text{огр2}}$	—	$\left[W_{C-\text{н}} \frac{R_{\text{огр2}}}{R_{\text{огр2}} + R_{\text{вн}}} + W_{C-\text{ки}} \frac{R_{\text{огр2}}}{R_{\text{огр1}} + R_{\text{вн}} + R_{\text{огр2}}} \right] f$
$R_{\text{разр}}$ (для однотактной схемы)	$P_{\text{имп.разр}} = U_{\text{н}}^2 / R_{\text{разр}}$	$\left[W_{C-\text{н}} + W_{C-\text{ки}} \frac{R_{\text{разр}}}{R_{\text{огр1}} + R_{\text{разр}}} \right] f$

В двухтактных модуляторах в разрядном ключе рассеивается меньшая по сравнению с зарядным ключом мощность, так как через него не протекают активные токи нагрузки. На рис. 7 представлены зависимости мощностей, рассеиваемых в элементах схемы, от времени. Данный график приведен в искаженном масштабе, так как величины мощностей определяются конкретными параметрами схемы.

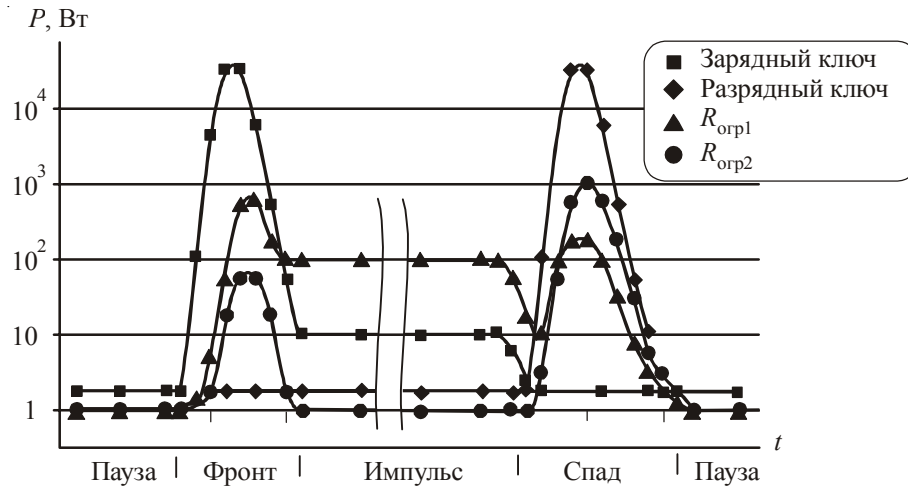


Рис. 7. Зависимости мощности, рассеиваемой в элементах схемы, от времени

Все мощности, рассеиваемые ключами, можно разделить на два вида: статические и динамические. Статические потери $P_{ст}$ определяются параметрами используемых транзисторов и скважностью формируемых импульсов и рассчитываются как сумма мощностей, выделяемых в соответствующих элементах схемы в паузах и во время плоской части импульса. Динамические потери определяются частотой повторения импульсов и выделяются во время переходных процессов. Их можно характеризовать энергией $W_{дин}$, выделяемой в элементе за время фронта и спада одного импульса. При этом статические потери определяются только выбранной элементной базой, в то время как динамические – паразитными параметрами схемы, рабочим напряжением и частотой повторения импульсов. Численный анализ динамических потерь показывает, что при временах переключения транзисторов, меньших 100 нс (что, как правило, имеет место быть), и напряжениях питания больше 5 кВ величина энергии перезарядки собственной паразитной емкости ключа $W_{с-к}$ на несколько порядков больше энергии переключения ключа $W_{перекл}$. Поэтому можно считать, что длительность фронта импульса практически не влияет на величину динамических потерь.

Мощность, рассеиваемую твердотельными ключами, следует ограничивать максимально допустимой величиной $P_{доп}$. Учитывая, что во время работы в ключе рассеивается мощность $P_{рас} = P_{ст}/Q + W_{дин}f$, можно рассчитать предельные режимы работы системы по частоте и скважности:

$$f = \frac{P_{доп} - P_{ст}/Q}{W_{дин}}. \quad (9)$$

Из выражения (9) следует, что существует максимальная частота повторения импульсов $f_{max} = P_{доп}/W_{дин}$ при скважности, стремящейся к бесконечности, при этом скважность принимает

большие значения за счет уменьшения длительности импульса. Также из (9) можно определить минимальную скважность $Q_{\min} = P_{\text{ст}}/P_{\text{доп}}$ при частоте повторения импульсов, стремящейся к нулю, то есть при формировании длинных импульсов с короткими паузами между ними.

Максимально допустимую мощность, рассеиваемую твердотельным ключом, можно оценить по формуле $P_{\text{доп}} = P_{\text{рас. max}}/N$, где $P_{\text{рас. max}} = (T_{\text{max}} - T_{\text{окр}})/R_{\text{кр.-окр}}$ – максимально допустимая мощность рассеяния одного транзистора ключа; T_{max} – максимально допустимая температура кристалла ($T_{\text{max}} = 150^\circ\text{C}$ для приборов, изготовленных из кремния; $T_{\text{max}} = 175^\circ\text{C}$ для приборов из арсенида галлия; $T_{\text{max}} = 250^\circ\text{C}$ – из карбида кремния); $T_{\text{окр}}$ – температура окружающей среды (её часто можно принимать равной 75°C); $R_{\text{кр.-окр}}$ – тепловое сопротивление промежутка «кристалл – окружающая среда». Параметр $R_{\text{кр.-окр}}$ сильно зависит от условий работы транзисторов.

Тепловое сопротивление $R_{\text{кр.-окр}}$ зависит от конструкции ключа и способа отведения теплоты от транзисторов. Высоковольтные ключи для обеспечения электрической прочности, как правило, заливаются электроизоляционными компаундами, которые обладают плохой теплопроводностью (около 1 Вт/(мК)). Толщина слоя компаунда может составлять $5 \dots 10\text{ мм}$, в результате тепловое сопротивление $R_{\text{кр.-окр}}$ может достигать величин $20 \dots 50\text{ К/Вт}$. В этом случае максимальная мощность, рассеиваемая одним транзистором, составляет $P_{\text{рас. max}} = 1,5 \dots 4\text{ Вт}$, а ключ, состоящий из 20-ти транзисторов, может рассеять $P_{\text{доп}} = 30 \dots 80\text{ Вт}$. Для улучшения отвода теплоты из объема, залитого компаундом, используют различные виды теплопроводной керамики, обладающей хорошими электроизоляционными свойствами. Так, тепловое сопротивление пластины размерами $30 \times 20\text{ мм}$ и толщиной 5 мм , изготовленной из бериллиевой керамики, составляет 3 К/Вт , что в рассматриваемых условиях позволяет получить для одного транзистора $P_{\text{рас. max}} = 25\text{ Вт}$ и $P_{\text{доп}} = 500\text{ Вт}$ для всего ключа.

При постоянном напряжении питания в выражении (9) величины $P_{\text{доп}}$ и $P_{\text{ст}}$ линейно зависят от числа транзисторов N . Как отмечалось ранее, при больших $N (> N_{\text{гр}})$ собственная емкость ключа практически не зависит от N , поэтому можно считать, что $W_{\text{дин}}$ не зависит от числа транзисторов в ключе. Отсюда следует, что увеличение числа транзисторов, составляющих ключ, приводит к увеличению $P_{\text{доп}}$ и, как следствие, увеличению максимально допустимой частоты повторения импульсов.

Исходя из приведенных соотношений, можно оценить эффективность выбранной элементной базы для применений в конкретных условиях. Рассмотрим пример системы импульсного электропитания, построенной на базе двухтактного модулятора с твердотельными ключами, состоящими из 20-ти транзисторов каждый; паразитные емкости ключей и нагрузки составляют по 50 пФ ; $T_{\text{окр}} = 75^\circ\text{C}$. В табл. 2 приведены значения f_{max} и $Q_{\min}$ рассматриваемой системы для нескольких значений допустимых мощностей рассеяния $P_{\text{доп}}$, напряжений питания модулятора и токов нагрузки.

Таблица 2

Предельные характеристики ключей для различных условий

Мощность ключа $P_{\text{доп}}$, Вт	500				50			
Рабочее напряжение, кВ	10		15		10		15	
Ток нагрузки, А	1	15	1	15	1	15	1	15
f_{max} , кГц	67	67	30	30	6,7	6,7	3	3
$Q_{\min}$	1	4,6	1	4,6	1	46	1	46

На рис. 8 приведена зависимость максимальной частоты повторения импульсов от величины скважности для случая, когда $P_{\text{доп}} = 500$ Вт, напряжение питания – 15 кВ и ток нагрузки – 15 А.

Кривая на рис. 8 определяет область допустимых режимов работы твердотельного ключа (отмечено штриховкой). Рабочие точки должны лежать ниже кривой, определяемой соотношением (9). В этом случае мощность, рассеиваемая ключом, не превысит максимально допустимого значения.

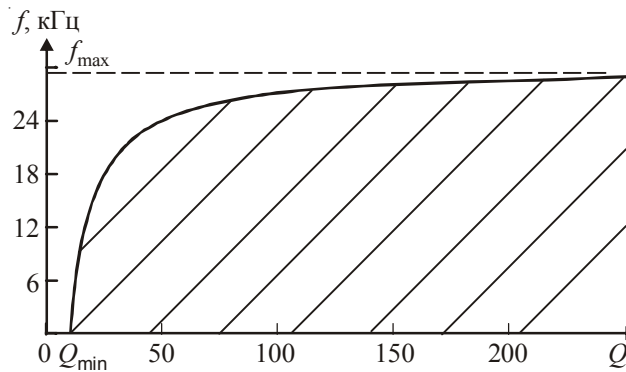


Рис. 8. Зависимость максимальной частоты повторения импульсов от скважности

Из этих расчетов можно сделать вывод, что динамические потери в системах импульсного электрического питания оказывают существенное влияние на эффективность работы всей РПДС.

С целью уменьшения влияния паразитных емкостей схемы на работу РПДС возможно использование схем модуляторов с резонансным переключением [4, 10]. В таких схемах удастся снизить динамические потери за счет использования резонансной перезарядки паразитных емкостей. При этом необходимо вводить в модулятор дополнительные источники питания и коммутирующие элементы (ключи). Применение таких схем будет оправдано в случае использования сеточной модуляции, где ток нагрузки во время импульса очень мал.

Необходимость дополнительных источников питания и ключей в таких схемах приводит к увеличению габаритов модулятора и усложнению системы его питания, а также к значительному увеличению паразитных емкостей. Увеличение емкости монтажа приводит к существенному затягиванию фронта формируемого импульса, что может оказаться недопустимым при формировании импульсов наносекундной длительности. Указанные трудности практически исключают возможность использования таких схем в системах с анодной модуляцией.

* * *

Рассмотренные соотношения позволяют оценить:

- эффективность выбранных схемотехнических решений при проектировании РПДС с импульсной работой мощных ЭВП;
- допустимые режимы работы твердотельного ключа по скважности и частоте;
- максимально допустимую частоту повторения импульсов при заданной скважности;
- минимально допустимую скважность импульсов при приближении к непрерывному режиму работы;
- мощности, рассеиваемые в различных элементах схемы твердотельного модулятора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вамберский М.В., Казанцев В.И., Шелухин С.А. Передающие устройства СВЧ: учеб. пособие для радиотехнич. спец. вузов / Под ред. М.В. Вамберского. – М.: Высш. шк., 1984. – 448 с.
2. Solid-state high voltage pulse modulators for high power microwave applications / Dr. Marcel P.J. Gaudreau, Dr. Jeffrey Casey, J. Michael Mulvaney, Michael A. Kempkes // Diversified Technologie, Inc., Bedford, MA 01730 USA. Proceedings of EPAC 2000, Vienna, Austria.
3. Пат. 63140. Высоковольтный импульсный модулятор со стабилизацией амплитуды импульсов и электронный ключ для него (варианты) / В.А. Алексеев, В.И. Казанцев, В.Г. Сергеев, П.М. Хижняков, А.М. Швагерев. – Приоритет 5.05.06.
4. High performance, solid-state high voltage radar modulators / M. Gaudreau, J. Casey, P. Brown, T. Hawkey, J. Mulvaney, M. Kempkes // Diversified Technologies, Inc. 35 Wiggins Avenue, Bedford, MA USA. 0-7803-9189-6/05 2005 IEEE.
5. Казанцев В.И. Практика разработки современных радиопередающих систем для мощных импульсных РЛС СВЧ- и КВЧ-диапазонов // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. – 2009. – Спец. вып. № 2.
6. Радиопередающие системы для мощных импульсных РЛС / В.И. Казанцев, В.А. Алексеев, В.Г. Сергеев, П.М. Хижняков // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. – 2009. – Спец. вып. № 2.
7. Вилков А.Н. Восстановление управляемости по сетке ЭВП СВЧ О-типа после пробоя в схеме с постоянным напряжением на катоде // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 1998. – Вып. 2(472). – С. 3–8.
8. Вилков А.Н. Оптимальная методика оценки быстродействия и схемотехника устройства быстрого шунтирования ЭВП СВЧ при электрическом пробое // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 1999. – Вып. 2(474). – С. 3–6.
9. Казанцев В.И., Платонов С.А., Сергеев В.Г. Распределение напряжений между транзисторами в высоковольтных твердотельных ключах, построенных по последовательной схеме // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2012. – Вып. 3 (514). – С. 4–12.
10. Полищук А. Повышение эффективности импульсных модуляторов электровакуумных приборов СВЧ с высокой частотой повторения импульсов // Компоненты и технологии. – 2004. – Вып. 5.
11. Вилков А.Н. Электрический пробой и энерговыделение во время пробоя в ЭВП СВЧ О-типа // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 1997. – Вып. 2(470). – С. 9–14.

Статья поступила 30 июля 2012 г.

УДК 621.039.624

О ПОДАВЛЕНИИ ЩЕЛЕВОГО ВИДА КОЛЕБАНИЙ В КОАКСИАЛЬНЫХ МАГНЕТРОНАХ НИЗКОГО УРОВНЯ МОЩНОСТИ

А. А. Омиров

ОАО «Владыкинский механический завод», г. Москва

Рассмотрена задача усиления подавления щелевого вида колебаний в коаксиальных магнетронах низкого уровня мощности за счет введения группировки щелей связи без уменьшения формоустойчивости.

КС: щелевой вид колебаний, коаксиальный магнетрон, группировка щелей связи, реактивное подавление

The problem of increasing the efficiency of slot oscillation mode suppression in a coaxial magnetron with a low level of output power at the expense of slot grouping introduction without rigidity reduction is considered.

Keywords: slot oscillation mode, coaxial magnetron, slot grouping, reactive suppression

В коаксиальном магнетроне (КМ) возможно селективное подавление всех конкурирующих видов колебаний, за исключением щелевого, практически без ущерба рабочему виду H_{011} стабилизирующего резонатора (СР).

Отрицательное воздействие щелевого вида колебаний, называемого также длинноволновым π -видом (ДПВ), связано с тем, что его потенциал синхронизации меньше, чем у рабочего вида колебаний анодной замедляющей системы (АЗС), а потери во внешней нагрузке отсутствуют. Известны несколько методов его подавления: диссипативный (или активный), реактивный и комбинированный.

Диссипативный метод реализуется за счет применения поглотительной керамики, помещаемой у конца щелей связи АЗС. При этом поглотительная керамика влияет не только на щелевой, но и на рабочий вид колебаний. Известно, что в некоторых приборах (например, МИ-463) при постановке керамики наблюдается уменьшение добротности рабочего вида колебаний до 45 %. Падение КПД, соответствующее столь сильному росту потерь на рабочем виде колебаний, в современных условиях неоправданно.

Реактивное подавление представляет собой объединение в группы щелей связи, отличающихся конфигурацией. Изготовление щелей связи различного профиля эквивалентно нарушению однородности резонаторной системы, что, как известно, приводит к увеличению количества пространственных гармоник в суммарном высокочастотном поле щелевого вида колебаний, вследствие чего уменьшается амплитуда конкурирующей гармоники.

В чистом виде реактивное подавление не применяется – дополнительное снижение эффективности щелевого вида колебаний выполняется при помощи активного поглощения, и метод называется комбинированным. В этом случае из-за роста излучения в торцы системы вследствие увеличения интенсивности низших по отношению к основной пространственных гармо-

ник (ПГ) в спектре ВЧ-поля ДПВ эффективность поглотительной керамики дополнительно повышается. Комбинированный метод подавления щелевого вида колебаний получил широкое распространение в большинстве современных КМ см-диапазона длин волн.

Применение наиболее часто встречающейся группировки щелей связи прямоугольного и гантельного профилей не всегда возможно: использование щелей связи гантельного профиля в маломощных КМ 2-см диапазона длин волн приводит к существенному уменьшению жесткости цилиндрической части АЗС и ухудшает отвод тепла от ламелей. Эти же факторы приводят к тому, что во всех КМ мм-диапазона длин волн применяется только диссипативный метод подавления ДПВ. Таким образом, поиск метода технологической реализации реактивного «разрушения» спектра ПГ ВЧ-поля ДПВ без применения гантельных щелей связи весьма актуален.

В публикации [1] предложен способ расчета параметров ДПВ и показано, что задача оценки «разрушения» спектра ПГ ВЧ-поля щелевого вида колебаний требует нахождения проводимости щелей связи. В единственной известной методике [2], применяемой для этих целей, существуют ошибки. В работе [3] они устранены, благодаря чему стало возможным использование этой методики для расчета параметров ДПВ при применении АЗС с толщиной периферийной стенки не более $0,07\lambda_{\text{раб}}$. Это позволило доказать, что максимальная эффективность реактивного подавления ДПВ достигается при разделении щелей связи на две группы [4].

В публикации [5] описан макет КМ 2-см диапазона длин волн без группировки щелей связи. В работе отмечено, что из-за малой протяженности дуги между соседними щелями связи (1,9 мм) применение гантельных щелей связи приведет к резкому уменьшению формоустойчивости АЗС и теплоотвода. В целях уменьшения конкурентоспособности ДПВ предлагалось снизить толщину периферийной стенки АЗС с 0,7 до 0,5 мм, что реально также приводит к уменьшению жесткости цилиндрической части АЗС.

В настоящей работе на примере этого КМ выполнено исследование целесообразности применения группировки щелей связи прямоугольного профиля путем изменения их аксиальной протяженности – в этом случае формоустойчивость АЗС не уменьшается. Первоначально такая группировка предложена в патенте [6], но из-за отсутствия рекомендаций по составу групп (применялась группировка по случайному закону, позже показавшая свою несостоятельность) в настоящее время она не применяется.

Проведен расчет «разрушения» спектра ПГ ВЧ-поля ДПВ при объединении щелей связи прямоугольного профиля с различной аксиальной протяженностью в две группы. Для сравнения эффективности выполнен также расчет классической группировки, когда объединяются щели связи гантельного и прямоугольного профилей. Для обеих ситуаций рассмотрены два варианта: с щелями связи шириной 0,37 мм (как в работе [5]) и 0,25 мм. С целью повышения формоустойчивости АЗС рассматривалась система с толщиной периферийной стенки 0,7 мм. Количество резонаторов АЗС $N = 34$, щелей связи – 17. Обозначения параметров щелей связи приведены на рис. 1, а сами параметры – в таблице.

Результаты расчета параметров ДПВ приведены на рис. 2. Полученные результаты превзошли все ожидания. Из рис. 2 видно, что группировка щелей связи прямоугольной формы путем изменения их аксиальной протяженности оказывается более эффективной, чем группировка щелей связи различного профиля (при их одинаковой ширине $t_{\text{щ}}$). Уменьшение ширины щелей связи до 0,25 мм дополнительно повышает эффективность реактивного подавления, одновременно приводя к улучшению формоустойчивости АЗС: длина дуги между соседними щелями связи увеличивается до 2,15 мм.

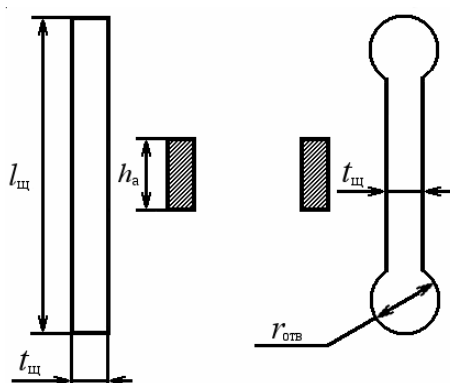
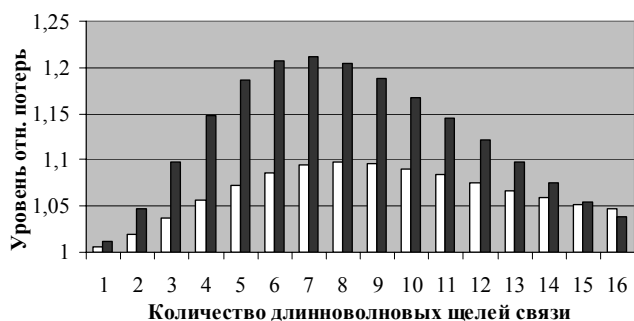


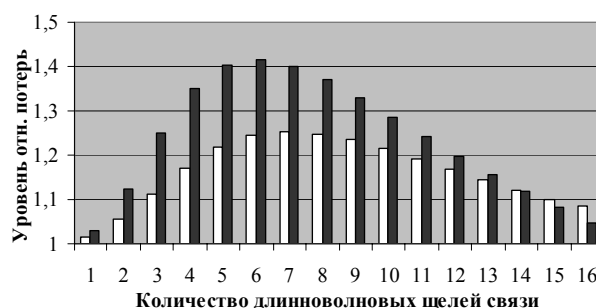
Рис. 1. Геометрические параметры щелей связи различного профиля

Параметры щелей связи

№ п/п	Тип щели связи	$t_{щ}$, мм	$r_{отв}$, мм	$l_{щ}$, мм
1	Прямоугольная	0,37	-	l
2	Гантельная	0,37	0,5	l
3	Прямоугольная	0,37	-	$0,8l$
4	Прямоугольная	0,25	-	l
5	Гантельная	0,25	0,5	l
6	Прямоугольная	0,25	-	$0,8l$



□ Группировка щелей связи №1/№2 ■ Группировка щелей связи №3/№1



□ Группировка щелей связи №4/№5 ■ Группировка щелей связи №6/№4

Рис. 2. Зависимости уровня потерь ДПВ от количества длинноволновых щелей связи в группе и параметров щелей связи. Под номером щели связи подразумевается номер строки по порядку (первая колонка) в таблице, соответствующей данной щели связи. Коротковолновыми являются щели связи с меньшей $\lambda_{кр}$.

Полученные результаты позволяют рекомендовать использование группировки щелей связи прямоугольного профиля путем изменения их аксиальной протяженности и в длинноволновой части мм-диапазона длин волн. Существует, однако,

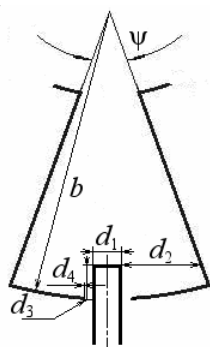


Рис. 3. Обозначения размеров при изготовлении щели связи профилирующим электродом

опасность касания профилирующим электродом ламелей АЗС. Критерием применимости профилирующего электрода в КМ может служить расстояние между ламелями $d_5 = d_1 + 2d_2$ на радиусе, на d_3 , мм, меньше радиуса периферийной стенки резонатора b . Этот параметр в достаточном приближении можно рассчитать следующим образом: $d_5 = (b - d_3) \sin \psi$ (рис. 3).

Известно, что минимальная толщина профилирующего электрода d_1 составляет 0,1 мм, при этом зазор d_4 между электродом и заготовкой равен около 0,02 мм. Существующая технология позволяет обеспечить отклонение расположения щели связи от центра резонатора по периферийной стен-

ке не более чем на 0,02 мм. Для контроля необходимо проникновение электрода в глубь резонатора d_3 приблизительно на 0,3 мм, при этом, чтобы не повредить боковые стенки резонатора, зазор d_2 между электродом и ламелями АЗС должен быть не менее 0,05 мм. В результате минимальная величина d_5 , позволяющая применение профилирующего электрода для изготовления щелей связи, составляет около 0,35 мм.

Предложенный способ разбиения щелей связи прямоугольного профиля на две группы с различной аксиальной протяженностью существенно расширяет возможности применения комбинированного способа подавления ДПВ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Омиров А.А., Чистяков К.И. Способы подавления щелевого вида колебаний в коаксиальном магнетроне // Концентрированные потоки энергии в космической технике, электронике, экологии и медицине: тр. XII Межвузовской научной школы молодых специалистов. – М.: МГУ, 2011. – С. 185–190.
2. Шлифер Э.Д. Расчет и проектирование коаксиальных и обращенно-коаксиальных магнетронов. – М.: МЭИ, 1991. – 168 с.
3. Омиров А.А. Подавление щелевого вида колебаний в коаксиальных магнетронах миллиметрового диапазона длин волн // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: материалы 22-ой Международной Крымской конференции («КрыМиКо – 2012»). Т. 1. – М., Киев, Минск, Севастополь, 2012. – С. 233–236.
4. Омиров А.А. Электродинамика анодной замедляющей системы коаксиального магнетрона с реактивным подавлением щелевого вида колебаний // Технологии информационного общества: 6-я отраслевая конференция. – М.: МТУСИ, 2012.
5. Омиров А.А., Чистяков К.И., Скрипкин Н.И. Разработка комплексов мер для устранения недостатков в работе магнетрона // Концентрированные потоки энергии в космической технике, электронике, экологии и медицине: тр. X Межвузовской научной школы молодых специалистов. – М.: МГУ, 2010. – С. 46–51.
6. Пат. 2.976.458 США. Кл.315-39.77 / Joseph Feinsein. Заявитель: Bell Telephone Lab., Inc. – Приоритет 1958.

Статья поступила 23 октября 2012 г.

УДК 621.039.624

О ПРОЕКТИРОВАНИИ КОАКСИАЛЬНОГО МАГНЕТРОНА 4-мм ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

А. А. Омиров, А. А. Гурко

ОАО «Владыкинский механический завод», г. Москва

Рассмотрена задача проектирования коаксиального магнетрона 4-мм диапазона длин волн с низким уровнем выходной мощности.

КС: коаксиальный магнетрон, коротковолновая часть миллиметрового диапазона длин волн

The problem of designing a coaxial magnetron of 4-mm wavelength range with a low level of output power is considered.

Keywords: coaxial magnetron, short part of millimeter wavelength range

Среди магнетронов наилучшие эксплуатационные параметры обеспечивает коаксиальный магнетрон (КМ). Однако минимальная длина волны генерации известных серийных КМ составляет 8 мм.

На ФГУП «НПП «Салют» в последние годы проведена работа по созданию КМ 2-мм диапазона длин волн [1], но уровень достигнутых параметров не позволил начать промышленный выпуск этих магнетронов. Поэтому целесообразным представляется исследование возможности создания КМ 4-мм диапазона длин волн. В публикации [2] разработана методика проектирования колебательной системы такого КМ. В работе [3] представлен анализ особенностей, возникающих при разработке КМ этого диапазона длин волн с различными уровнями выходной мощности. В результате сделан вывод о необходимости проводить первые расчеты и эксперименты на КМ 4-мм диапазона длин волн с низким уровнем выходной мощности (не более 10 кВт).

Согласно предложенной в работе [2] методике, начинать проектирование КМ необходимо с выбора радиальных размеров диаметра катода, а в качестве вторичного эмиттера (ВЭ) нужно использовать металлосплавную конструкцию. Также известно, что в магнетроне 2-мм диапазона длин волн с напряжением анода 14,1...14,5 кВ иридий-лантановый металлосплавной катод при плотности тока 150 А/см² обеспечивает долговечность более 1000 ч (в опытных образцах – до 2000 ч) [4]. Таким образом, при разработке КМ, удовлетворяющего современным требованиям по долговечности, необходимо выбирать размеры ВЭ, позволяющие обеспечить плотность тока с катода не более 150 А/см².

Исходя из параметров прототипов, для достижения 10 кВт импульсной выходной мощности при анодном напряжении не более 7 кВ достаточно силы тока 10 А. В этом случае плотность тока 150 А/см² может быть получена при диаметре ВЭ 1,1 мм (при аксиальной протяженности 2 мм). Однако изготовление такого катода сопряжено с технологическими труднос-

тиями и сложностью рассеивания мощности обратной бомбардировки. Поэтому минимальный диаметр ВЭ следует выбирать не менее 1,3 мм.

Целесообразно исследовать и изменение параметров КМ при применении катодов большего диаметра: технология их изготовления более проста, а значительное уменьшение плотности тока с катода позволяет прогнозировать существенное увеличение долговечности. Интерес представляют эмиттеры диаметром 1,7 мм, ранее использовавшиеся в производстве магнетронов 4-мм диапазона длин волн без стабилизирующего резонатора (СР), и диаметром 2,05 мм, прекрасно зарекомендовавшие себя в мощных импульсных магнетронах коротковолновой части мм-диапазона длин волн.

Далее необходимо выполнить расчет параметров анодной замедляющей системы (АЗС). В целом, при проектировании КМ 4-мм диапазона длин волн целесообразно исследовать возможность применения как классического режима, при котором электронный поток синхронизирован с основной волной π -вида (ОВ), так и режима взаимодействия электронного потока с высшей пространственной гармоникой π -вида (ВПГ), однако для экономии места в рамках данной работы будет описан только режим ВПГ. Это связано с тем, что применение классической АЗС в маломощном КМ 4-мм диапазона длин волн ведет к крайне малой формоустойчивости АЗС (длина дуги между соседними щелями связи составляет менее 0,5 мм) и повышению технологической сложности ее изготовления. В то же время уровень диссипативных потерь в классических АЗС лишь незначительно ниже по сравнению с АЗС на ВПГ. Расчетная частота рабочего вида АЗС принята равной 75 ГГц. Результаты расчета приведены в табл. 1, а фрагмент резонаторной системы с использованием режима ВПГ и ламелей переменной толщины – на рис. 1.

Таблица 1

Параметры АЗС 4-мм КМ с использованием режима ВПГ

№ п/п	d_k , мм	d_a , мм	ϕ , мм	d_n , мм	ψ , град	N	B , Тл	U_a/U_c	η , %	γ	Потери, усл. ед.
1	1,30	2,2	0,35	3,22	51,4	16	1,075	5,279	81,1	24	6180
2	1,70	2,6	0,37	3,62	51,1	18	1,001	4,783	79,1	27	7527
3	2,05	2,9	0,37	3,93	48,5	20	1,024	4,747	78,9	30	8591

Примечания: 1. Символ d_k – диаметр катода; d_a – диаметр анода; τ_a – ширина ламелей на радиусе r_a ; d_n – диаметр по периферийной стенке резонатора; ψ – угол раскрытия; N – количество резонаторов; B – величина магнитной индукции в рабочем зазоре; η – предельный электронный КПД; γ – коэффициент замедления.

2. Условные единицы потерь связаны с тем, что в расчете не учитываются свойства материала АЗС.

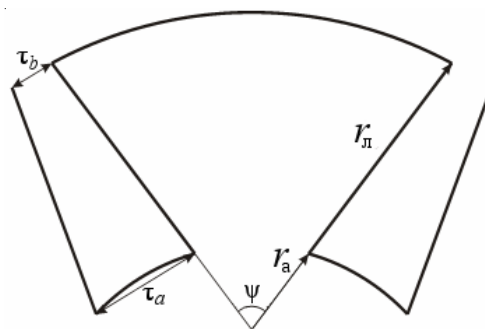


Рис. 1. Фрагмент резонаторной системы с использованием режима ВПГ и ламелей переменной толщины

Благодаря значительно меньшему количеству щелей связи, АЗС на ВПГ позволяет обеспечить существенно большую жесткость цилиндрической части АЗС: длина дуги между соседними щелями связи в АЗС № 1 составляет 1,16 мм. Большая (не менее 0,3 мм) толщина ламелей τ_a на радиусе анода по сравнению с классической АЗС влечет за собой уменьшение влияния допусков отклонения номинальных размеров на параметры магнетрона. Медленно изменяющийся уровень потерь при большом угле раскрытия резонатора в зависимости от величины τ_a/w (w – ширина входной щели резонатора) открывает путь для увеличения w . Так, уменьшение толщины ламелей на 0,02 мм в АЗС № 1 (при этом ширина входной щели в резонатор становится равной 0,1 мм) приводит к увеличению величины диссипативных потерь лишь на 2,6 %.

Возможно и увеличение τ_b с целью повышения механической прочности ламелей. Например, изменение в АЗС № 1 величины τ_b с 0,08 до 0,13 мм при сохранении $\tau_a = 0,35$ мм приводит к увеличению уровня диссипативных потерь только на 7 %.

Если после применения всех описанных мер окажется, что жесткость АЗС все равно недостаточна, можно незначительно (на 2) снизить количество резонаторов. Величина диссипативных потерь при этом останется на одном уровне с АЗС № 1, а предельный электронный КПД уменьшится приблизительно на 5 %. Такая мера позволит дополнительно увеличить длину дуги между щелями связи и уменьшить радиальную протяженность ламелей, а также приведет к увеличению угла раскрытия ψ .

В результате можно сделать вывод, что в АЗС на ВПГ можно в достаточно широких пределах варьировать геометрические параметры без существенного изменения КПД. В сочетании с остальными преимуществами систем на ВПГ по сравнению с классическими это дает основание считать, что применение режима ВПГ в КМ 4-мм диапазона длин волн с низким уровнем выходной мощности и катодом диаметром 1,3 мм является предпочтительным. Аналогичная ситуация возникает и в случае проектирования АЗС, рассчитанных на использование с катодами диаметром 1,7 и 2,05 мм.

Сравнение уровня диссипативных потерь и предельного электронного КПД рассчитанных АЗС с магнетроном RPB1 [5] позволяет сделать предположение о возможности достижения в КМ 4-мм диапазона длин волн с низким уровнем выходной мощности КПД не менее 20...25 %. В таком случае для обеспечения уровня импульсной выходной мощности 10 кВт при напряжении анода 7 кВ достаточно силы тока 8 А. При этом плотность тока с эмиттеров диаметрами 1,3; 1,7 и 2,05 мм составит соответственно 97,9; 74,9 и 62,1 А/см².

С помощью программы Comsol Multiphysics 4.2 проведена оценка тепловой прочности рассматриваемых АЗС. При моделировании количество разбиений на тетраэдры вдоль каждого из вертикальных ребер ламелей выбрано равным 48. Такая плотность разбиения дает результаты с погрешностью не более 5 %. Размер тетраэдров в остальной части модели значительно больше (соответствует распределению «Normal»); уменьшение их размера не сказывается на результате. Материал АЗС – медь, размещена она в вакууме, а температура на нижнем торце периферийной стенки составляет 150 °С.

Выбраны следующие режимы питания: скважность $Q = 1000$, длительность модулирующего импульса $t_{\text{имп}} = 0,1$ мкс. Аксиальная протяженность периферийной стенки АЗС при моделировании составляет 6 мм, а ее толщина соответствует рекомендациям, приведенным в пособии [6]: $t_{\text{ст}} = 0,07\lambda_{\text{раб}}$ (0,28 мм). Ширина щелей связи $t_{\text{щ}}$ равна 0,1 мм, их длина $l_{\text{щ}}$ – 4 мм. Результаты расчета приведены в табл. 2.

Таблица 2

Температура на торцах ламелей рассматриваемых АЗС

№ п/п	$\Delta T_{\text{ст}}, ^\circ\text{C}$	$\Delta T_{\text{имп}}, ^\circ\text{C}$	$T_{\Sigma}, ^\circ\text{C}$
1	143,04	57,43	350,47
2	126,73	45,87	322,60
3	116,32	41,74	308,06

Примечание. Символ $\Delta T_{\text{ст}}$ – средняя температура на торцах ламелей; $\Delta T_{\text{имп}}$ – импульсная добавка; T_{Σ} – максимальная температура на торцах ламелей.

Во всех рассмотренных случаях суммарная температура T_{Σ} на торцах ламелей АЗС не превышает рекомендуемую автором [7]. Кроме того, можно говорить о наличии запаса по тепловой нагрузке: при оценке тепловой прочности не учитывался КПД прибора, составляющий, как отмечено выше, не менее 20 %¹⁾. Изготовление части щелей связи гантельной формы также не приводит к превышению допустимой температуры, что делает возможным усиление подавления щелевого вида колебаний за счет внесения реактивного подавления.

Для каждого из рассматриваемых вариантов АЗС предложено несколько вариантов СР. Диапазон перестройки частот выбран равным 3 % (72,75...75,00 ГГц). При d , соответствующих этим АЗС и толщине периферийной стенки 0,28 мм, возможные значения D/d лежат в диапазоне 1,95...2,25. Параметры СР для каждого из рассматриваемых вариантов АЗС приведены в табл. 3, а характеристики рабочего H_{011} и ближайшего по частоте конкурирующего H_{511} видов – в табл. 4.

Таблица 3

Параметры СР, соответствующих рассматриваемым АЗС

№ п/п	№ АЗС	d , мм	D , мм	$h_{\text{СР}},$ мм*	D/d	$(df/dh)_{\text{max}},$ МГц/мкм*	$(df/dh)_{\text{min}},$ МГц/мкм**	$df_{\text{max}},$ МГц*	$f_{\text{запр}},$ ГГц
1.1	1	3,78	8,51	3,99	2,25	- 4,705	- 2,943	-934	63,5
1.2	1	3,78	8,24	5,00	2,18	- 2,400	- 1,240	- 1105	67,3
1.3	1	3,78	8,09	6,25	2,14	- 1,229	- 0,346	- 1219	69,6
2.1	2	4,18	8,89	4,01	2,13	- 4,653	- 3,194	- 947	63,7
2.2	2	4,18	8,61	5,10	2,06	- 2,257	- 1,121	- 1123	67,7
2.3	2	4,18	8,50	6,00	2,03	- 1,388	- 0,457	- 1221	69,4
3.1	3	4,37	8,91	4,53	2,04	- 3,227	- 1,937	- 1052	66,1

Примечание. Символ df_{max} – изменение частоты при изменении отношения D/d в случае наиболее неблагоприятного совпадения допусков отклонения номинальных радиальных размеров СР (допуск на внешний диаметр СР составляет +0,03 мм, на внутренний – минус 0,05 мм); $f_{\text{запр}}$ – частота, соответствующая критической длине волн типа H_{01} в коаксиальном волноводе, участком которого является СР; $h_{\text{СР}}$ – аксиальная протяженность СР.

* При частоте вида H_{011} $f_{\text{max}} = 75,00$ ГГц.

** При частоте вида H_{011} $f_{\text{min}} = 72,75$ ГГц.

¹⁾ Принято приближение, что вся подводимая мощность преобразуется в тепло.

Таблица 4

Параметры конкурирующих видов СР и соответствующих им видов АЗС

№ СР	f_{511} , ГГц*	$f_{N/2-5}$ АЗС, ГГц	f_5 АЗС, ГГц
1.1	80,84	66,66	72,97
1.2	79,70		
1.3	78,87		
2.1	77,91	68,99	71,80
2.2	76,30		
2.3	75,51		
3.1	75,62	67,11	70,87

* При частоте рабочего вида колебаний СР $H_{011} f_{max} = 75,00$ ГГц.

При проектировании СР необходимо достижение компромисса между плотностью перестройки частоты, обеспечением заданной собственной частоты вида H_{011} СР в зависимости от допусков отклонения номинальных радиальных размеров и нелинейностью перестройки по диапазону. Из табл. 4 следует, что изменение отношения D/d всего лишь на 1...3 % ведет в 4-мм диапазоне длин волн к существенным колебаниям перечисленных параметров.

Массив проведенных расчетов показал, что параметры СР (за исключением дисперсии видов колебаний) зависят не от D/d , а от аксиальной протяженности СР h_{CP} на заданной частоте¹⁾. В силу этого при проектировании СР КМ коротковолновой части мм-диапазона длин волн первоначально целесообразнее выбирать не отношение D/d , а величину h_{CP} , соответствующую максимальной рабочей частоте f_{max} . Тогда плотность перестройки частоты и ее нелинейность по диапазону остаются постоянными при изменении D/d , если постоянной остается и величина h_{CP} на f_{max} . Иллюстрацией этого в 4-мм диапазоне длин волн может служить рис. 2. Применение такого подхода позволяет существенно сократить объем вычислений.

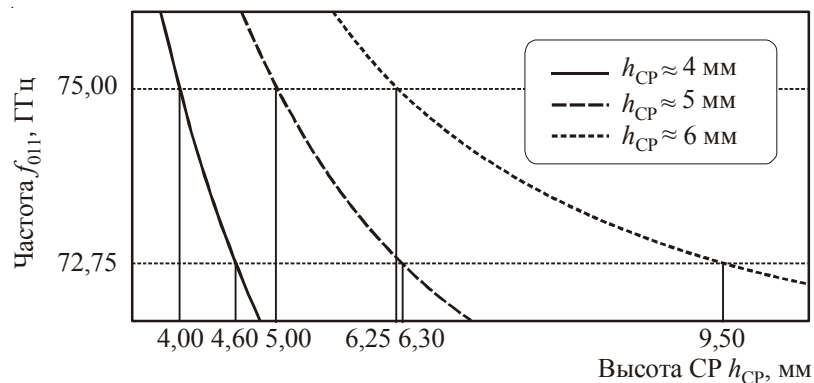


Рис. 2. Зависимости плотности перестройки частоты вида H_{011} СР по диапазону от высоты СР при заданной на f_{max} величине h_{CP} , составляющей 4,00; 5,00 и 6,25 мм

При выборе на f_{max} величины $h_{CP} \approx 6$ мм (СР № 1.3, № 2.3) нелинейность плотности перестройки частоты составляет более 65 %, что влечет за собой, в частности, снижение эффек-

¹⁾ В подходе, предлагаемом в пособии [7], аксиальная высота СР является функцией D/d . В рассматриваемом здесь случае D/d является функцией h_{CP} .

тивности механизма термокомпенсации ТКЧ. Увеличивается и приращение частоты при наиболее неблагоприятном совпадении допусков отклонения номинальных радиальных размеров СР (около 1,2 ГГц), что из-за малой плотности перестройки частоты на коротковолновом краю диапазона вынуждает увеличивать запас по перемещению кольца настройки приблизительно до 1 мм. В силу этих фактов применение СР с такими параметрами весьма нежелательно.

СР с минимальной h_{CP} , составляющей около 5 мм (№ 1.2, № 2.2), имеют нелинейность плотности перестройки по диапазону около 50 %. При этом по сравнению с СР с минимальной h_{CP} около 4 мм плотность перестройки на коротковолновом краю падает примерно в два раза. Влияние допусков отклонения номинальных радиальных размеров на частоту при наиболее неблагоприятном их совпадении увеличивается незначительно (приблизительно на 20 %), поэтому запас по перемещению кольца настройки на коротковолновом краю необходимо иметь около 0,4 мм.

Таким образом, в зависимости от требований ТЗ, целесообразно выбирать минимальную величину h_{CP} в диапазоне 4,0...5,3 мм – в этом случае могут быть получены наиболее сбалансированные параметры. Например, вариант СР № 3.1 при $h_{\text{CP}} \approx 4,5$ мм на f_{max} позволяет уменьшить плотность перестройки частоты в полтора раза по сравнению с СР с минимальной $h_{\text{CP}} \approx 4$ мм при сравнительно небольшом (около 40 %) увеличении нелинейности перестройки по диапазону.

В результате проведенного анализа можно сделать вывод о возможности преодоления таких проблем, возникающих при продвижении КМ в 4-мм диапазон длин волн, как трудности в согласовании частот π -вида АЗС и H_{011} СР, рост тепловой нагрузки на ламели и увеличение плотности перестройки частоты. Благодаря малому уровню подводимой мощности в КМ 4-мм диапазона длин волн с низким уровнем выходной мощности не возникает серьезных сложностей в рассеянии мощности обратной бомбардировки на катоде и отсутствует необходимость применения периферийной стенки АЗС большой толщины, влияние которой на работу КМ в настоящее время не изучено в достаточной мере. При положительных результатах эксперимента следующим шагом может служить разработка КМ со средним уровнем выходной мощности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Завьялов С.Х., Цуканов А.А. Коаксиальный магнетрон поверхностной волны 2-мм диапазона длин волн // Материалы XVII Координационного научно-технического семинара по СВЧ-технике. – Нижний Новгород, 2011 – С. 14–17.
2. Омиров А.А. О перспективах создания коаксиального магнетрона коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: материалы 22-ой Международной Крымской конференции («КрыМиКо – 2012»). Т.1. – М., Киев, Минск, Севастополь, 2012. – С. 237–239.
3. Омиров А.А., Нефедов В.Н. Об особенностях проектирования коаксиального магнетрона 4-мм диапазона длин волн // Актуальные проблемы электронного приборостроения: материалы международной научно-технической конференции (АПЭП – 2012). – Саратов: СГТУ, 2012. – С. 94–99.
4. Скрипкин Н.И. Магнетроны 2-мм диапазона длин волн: Новые разработки компании «Плутон» // Электроника. – № 7. – Фрязино, 2011. – С. 86–87.
5. Бернштейн, Кролл. Обычные импульсные магнетроны разнорезонаторного типа // Электронные СВЧ-приборы со скрещенными полями. Т. 2: перевод / Под ред. М. М. Федорова. – М.: Иностранная литература, 1961. – С. 224–228.
6. Шлифер Э.Д. Расчет и проектирование коаксиальных и обращенно-коаксиальных магнетронов. – М.: МЭИ, 1991. – 168 с.
7. Самсонов Д.Е. Основы расчета и конструирования многорезонаторных магнетронов. – М.: Сов. радио, 1966. – 224 с.

Статья поступила 23 октября 2012 г.

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 51

ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ СУММ РЯДОВ С БИНОМИАЛЬНЫМИ КОЭФФИЦИЕНТАМИ

А. К. Балыко

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

И. А. Балыко

Московская государственная академия технологий и управления

На основании полученных формул приведена связь биномиальных коэффициентов с системой линейных уравнений и тем самым дано еще одно определение этим коэффициентам. Показано, что выражения для обратных величин биномиальных коэффициентов могут быть разложены в суммы, при этом числители сумм представляют собой также биномиальные коэффициенты. Получен ряд новых формул для сумм рядов с биномиальными коэффициентами.

КС: биномиальные коэффициенты, бином Ньютона, суммы обратных величин коэффициентов

Based on the received formulae a connection of binomial coefficients with a system of linear equations is shown thus giving one more definition to these coefficients. It is shown that the expressions for inverse values of binomial coefficients can be decomposed into the sums, thus the numerators of the sums represent binomial coefficients too. A set of new formulae for sums of series with binomial coefficients has been received.

Keywords: binomial coefficients, binomial theorem, sums of inverse values of coefficients

Настоящая работа посвящена арифметическим действиям над биномиальными коэффициентами. Если действия над их суммами, квадратами, произведениями хорошо изучены [1 – 5], то работы по исследованию степеней и сумм степеней биномиальных коэффициентов авторам не известны.

Классическая формула бинома Ньютона имеет вид

$$(a + b)^n = \sum_{k=0}^n C_n^k a^k b^{n-k}, \quad (1)$$

где биномиальные коэффициенты определяются из выражений

$$C_n^k = \frac{n!}{k!(n-k)!}, \quad (2)$$

$$\sum_{k=1}^n (-1)^k k^m C_n^k = \begin{cases} -1, & m=0 \\ 0, & m=1, 2, 3, \dots, n-1 \\ -m! a_n^m, & m \geq n \end{cases}, \quad (7)$$

где выражения для коэффициентов a_n^m находятся из рекуррентной формулы для двух целочисленных переменных

$$\begin{aligned} a_n^{m+1} &= na_n^m + a_{n-1}^m, \\ a_1^m &= 1. \end{aligned} \tag{8}$$

Формула (7) позволяет связать биномиальные коэффициенты с решением системы линейных уравнений и тем самым дать еще одно определение этим коэффициентам.

Если обозначить $x_1 = C_n^1$, $x_2 = C_n^2$, $x_3 = C_n^3$, ..., $x_n = C_n^n$ и подставить эти выражения в формулу (7), то получим систему линейных уравнений относительно x_j ($j = 1, 2, 3, \dots, n$):

[illegible]

Главный определитель и все частные определители системы (9) представляют собой определители Вандермонда, из свойств которых получаются факториалы в выражениях для биномиальных коэффициентов.

Таким образом, можно определить биномиальные коэффициенты как целочисленные решения системы линейных уравнений (9) со знакопеременными коэффициентами в виде степеней чисел натурального ряда с одним ненулевым (равным -1) свободным членом в первом уравнении.

Отметим, что при $n = 2$ характеристическое уравнение для матрицы коэффициентов системы (9) имеет вид $(-1 - \lambda)(2 - \lambda) + 1 = 0$ или $\lambda^2 - \lambda - 1 = 0$. Положительное решение этого уравнения $\lambda_1 = 1,61803... = \varphi$ соответствует так называемому «золотому сечению», тесно связанному с числами Фибоначчи $F_n(1, 1, 2, 3, 5, 8, 13, \dots - \text{каждое число, начиная с третьего, равно сумме двух предыдущих})$, которые, как известно, можно также определить из чисел треугольника Паскаля, то есть из биномиальных коэффициентов

$$F_{n+1} = \sum_{k=0}^{\left\lfloor \frac{n}{2} \right\rfloor} C_{n-k}^k,$$

где $[z]$ – целая часть числа z .

Для сумм рядов с биномиальными коэффициентами известны выражения [4]:

$$\sum_{k=1}^n C_n^k = 2^n - 1, \quad (10)$$

$$\sum_{k=1}^n k C_n^k = n 2^{n-1}. \quad (11)$$

Обобщая эти формулы на случай суммы S_n^m с любым целочисленным показателем степени $m = 0, 1, 2, 3, \dots$:

$$S_n^m = \sum_{k=1}^n k^m C_n^k, \quad (12)$$

можно показать, что выражение для этой суммы находится из рекуррентного выражения для двух целочисленных переменных

$$\begin{aligned} S_n^{m+1} &= n(S_n^m - S_{n-1}^m), \\ S_n^0 &= 2^n - 1. \end{aligned} \quad (13)$$

Действительно, подставляя в формулу (13) $m = 0$, получаем $S_n^1 = n(S_n^0 - S_{n-1}^0) = n(2^n - 2^{n-1}) = n 2^{n-1}$, что совпадает с формулой (11).

При $m = 1$ из (13) получаем выражение для суммы (12) со второй степенью у k :

$$S_n^2 = n(S_n^1 - S_{n-1}^1) = n(n 2^{n-1} - (n-1) 2^{n-2}) = n(n+1) 2^{n-2}.$$

Для суммы с третьей и четвертой степенью у k имеем

$$S_n^3 = n(S_n^2 - S_{n-1}^2) = n(n(n+1) 2^{n-2} - (n-1)n 2^{n-3}) = n^2(n+3) 2^{n-3},$$

$$S_n^4 = n(S_n^3 - S_{n-1}^3) = n(n+1)(n^2 + 5n - 2) 2^{n-4} \quad \text{и т. д.}$$

Обратимся теперь к суммам рядов с обратными величинами биномиальных коэффициентов.

Из формул (3) видно, что биномиальные коэффициенты представляют собой произведения уменьшающихся на единицу линейных выражений от целого числа n . Поэтому их обратные величины могут быть разложены в суммы по обратным величинам этих линейных выражений. При этом числители сумм представляют собой также биномиальные коэффициенты. В частности,

$$\begin{aligned} \frac{1}{C_k^1} &= 1\left(\frac{1}{k}\right) = 1\left(\frac{C_0^0}{k}\right), \\ \frac{1}{C_k^2} &= 2\left(\frac{1}{k-1} - \frac{1}{k}\right) = 2\left(\frac{C_1^1}{k-1} - \frac{C_1^0}{k}\right), \\ \frac{1}{C_k^3} &= 3\left(\frac{1}{k-2} - \frac{2}{k-1} + \frac{1}{k}\right) = 3\left(\frac{C_2^2}{k-2} - \frac{C_2^1}{k-1} + \frac{C_2^0}{k}\right), \\ \frac{1}{C_k^4} &= 4\left(\frac{1}{k-3} - \frac{3}{k-2} + \frac{3}{k-1} - \frac{1}{k}\right) = 4\left(\frac{C_3^3}{k-3} - \frac{C_3^2}{k-2} + \frac{C_3^1}{k-1} - \frac{C_3^0}{k}\right), \\ &\dots \end{aligned} \quad (14)$$

Общее выражение имеет вид

$$\frac{1}{C_n^m} = m \sum_{k=1}^m (-1)^{k+1} \frac{C_{m-1}^{m-k}}{n-m+k}. \quad (15)$$

Если просуммировать каждое из приведенных выражений (14) (кроме первого, которое представляет собой расходящийся ряд) по числу k , изменяющемуся от нижней границы m до n , то одинаковые слагаемые с противоположными знаками сократятся и в результате для $m > 1$ получится формула

$$\sum_{k=m}^n \frac{1}{C_k^m} = \frac{m}{m-1} \left(1 - \frac{1}{C_{n-1}^{m-1}}\right). \quad (16)$$

При $n \rightarrow \infty$ сумма равна $m/(m-1)$.

Действительно, например, при $m = 5$ получаем

$$1 + \frac{1}{6} + \frac{1}{21} + \frac{1}{56} + \frac{1}{126} + \dots = \frac{5}{4} = 1,25.$$

Несложно получить выражения для следующих сумм:

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^n \frac{1}{C_n^k} &= 1 + \sum_{k=1}^n \frac{k}{C_{n-1}^{k-1}}, \\ \sum_{k=0}^n \frac{(-1)^k}{C_n^k} &= 0 \quad \text{для нечетных } n, \\ \sum_{k=0}^n \frac{(-1)^k}{C_n^k} &= 2 \frac{n+1}{n+2} \quad \text{для четных } n, \\ \sum_{k=1}^n \frac{(-1)^k}{k \cdot C_n^k} &= 0 \quad \text{для четных } n, \\ \sum_{k=1}^n \frac{(-1)^k}{k \cdot C_n^k} &= -\frac{2}{n+1} \quad \text{для нечетных } n. \end{aligned}$$

Поскольку

$$kC_n^k = (n-k+1)C_n^{n-k+1},$$

то для четных n имеет место следующее выражение

$$\sum_{k=1}^n (-1)^{k+1} f(kC_n^k) = 0, \quad (17)$$

где $f(z)$ – функция от аргумента z .

Найдем выражение для сумм квадратов обратных величин биномиальных коэффициентов

$$s_n^m = \sum_{k=m}^n \frac{1}{(C_m^k)^2}. \quad (18)$$

Возводя в квадрат каждое из выражений (14) и суммируя их по переменной, приходим к формуле

$$s_n^m = m^2 [C_{2(m-1)}^{m-1} a_n - b_n^{m-1}], \quad (19)$$

где

$$C_{2m}^m = \frac{(2m)!}{(m!)^2} = \sum_{k=0}^m (C_m^k)^2,$$

$$a_n = \sum_{k=1}^n \frac{1}{k^2},$$

$$b_n^1 = b^1 - \frac{2n-1}{n^2}, \quad b_n^2 = b^2 - \frac{3(n-1)^2(2n-1)+n-2}{n^2(n-1)^2}$$

и т. д.

При $n \rightarrow \infty$ $a_n \rightarrow a = \frac{\pi^2}{6}$, а $b_n^{m-1} \rightarrow b^{m-1}$, где $b^1 = 3$, $b^2 = \frac{39}{4}$, $b^3 = \frac{197}{6}$, ...

Можно также показать, что

$$S_n = \sum_{k=1}^n \frac{(-1)^{k+1}}{(kC_n^k)^2} = \frac{1}{n^2} \sum_{j=0}^{n-1} \frac{(-1)^j}{(C_{n-1}^j)^2}. \quad (20)$$

Из (17), в частности, следует, что для четных n сумма $S_n = 0$.

Таким образом, в настоящем сообщении показано, что действия над биномиальными коэффициентами, несмотря на их почтенный возраст, до конца не изучены и таят в себе много интересных свойств.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ежов И.И., Скороход А.В., Ядренко М.И. Элементы комбинаторики. – М.: Наука, 1977.
2. Холл Р. Комбинаторный анализ. – М.: Мир, 1980.
3. Сачков В.Н. Введение в комбинаторные методы дискретной математики. – М.: Наука, 1982.
4. Винберг Э.Б. Удивительные арифметические свойства биномиальных коэффициентов // Математическое просвещение. Сер. 3. – 2008. – Вып. 12. – С. 33–42.
5. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. – М.: ГИФМЛ, 1963.

Статья поступила 7 сентября 2012 г.

УДК 621.316

АКСИАЛЬНОЕ МАГНИТНОЕ ПОЛЕ И КОММУТАЦИОННЫЙ РЕСУРС ВАКУУМНОЙ ДУГОГАСИТЕЛЬНОЙ КАМЕРЫ

В. В. Муллин, М. А. Фурсаев

ОАО «НПП «Контакт», г. Саратов

Рассмотрено влияние аксиального магнитного поля на состояние дуги в вакуумной дугогасительной камере. Развита представления, основой которых является учет фокусирующего действия такого магнитного поля на ионы плазмы. В результате этого действия увеличивается значение тока, при котором дуга находится в диффузной форме, что способствует увеличению ресурса при коммутации токов короткого замыкания.

КС: вакуумная дуга, камера, коммутационный ресурс, аксиальное магнитное поле, диффузная форма дуги

The axial magnetic field effect on vacuum arc mode in a vacuum interrupter is considered. A clear insight into its nature was developed basing on the focusing action of such a magnetic field on plasma ions. This effect resulted in the increase of the diffused mode current thus lengthening the short-circuit current switching life of the device.

Keywords: vacuum arc, vacuum interrupter, switching life, axial magnetic field, diffuse vacuum arc

Важнейшей характеристикой вакуумных дугогасительных камер (ВДК), которые используются в устройствах коммутации электрических цепей переменного тока, является коммутационный ресурс. Его ограничение связано с потерей ВДК отключающих свойств [1].

Для надежного отключения электрической цепи необходимо удаление носителей заряда и нейтральных частиц плазмы между разведенными контактами ВДК в момент изменения полярности тока. Коммутационный ресурс ВДК ограничивается потерей отключающих свойств, когда удалению частиц плазмы препятствует высокая температура поверхности контактов. Температура поверхности контактов зависит от множества факторов, в том числе от степени однородности электронной бомбардировки контактов, происходящей при горении вакуумной дуги. Действительно, при неравномерной бомбардировке на рабочей поверхности контактов образуются участки, подверженные интенсивной эрозии, из-за которой снижается теплоотвод. В свою очередь, степень однородности электронной бомбардировки контактов определяется состоянием вакуумной дуги, форма которой зависит от распределения магнитного поля между разведенными контактами.

С целью увеличения коммутационного ресурса ВДК используется магнитное поле. Это поле в ВДК создается за счет протекания тока дуги по индукторам, которые предусмотрены в конструкции контактов.

В [1] рассмотрено влияние как аксиального, так и радиального магнитных полей на условия горения вакуумной дуги между разведенными контактами ВДК. Однако при выработке мо-

дельных представлений относительно влияния аксиального магнитного поля не учтен ряд факторов. В частности, не учитывается непосредственное влияние этого поля на ионы плазмы. Ниже изложены представления относительно влияния этих факторов на состояние дуги в ВДК, в том числе на ее коммутационный ресурс.

Для объяснения влияния аксиального магнитного поля на состояние вакуумной дуги необходимо сначала рассмотреть ее вольт-амперную характеристику, типичный вид которой приведен на рис. 1. Вакуумная дуга зарождается в парах металла, выделяющихся с поверхности электродов. Непосредственным источником паров металла, как и электронов и ионов, являются эмитирующие пятна, которые образуются на электродах. При малых токах дуга находится в диффузной форме, при больших токах – в колонной форме. Условная токовая граница, разделяющая эти формы, на рис. 1 обозначена как I_s .

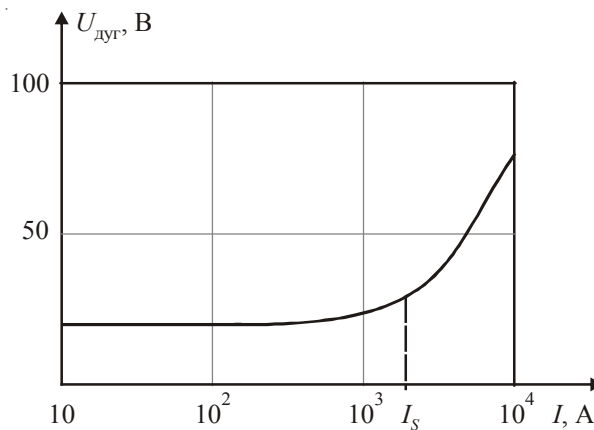


Рис. 1. Вольт-амперная характеристика вакуумной дуги

При диффузной форме дуги источником паров металла являются катодные пятна. Между их вершинами и анодом равномерно распределена нейтральная плазма, хорошо проводящая электронный ток с весьма малым падением напряжения. Энергия, выделяемая электронами при бомбардировке анода, равномерно распределена по его поверхности. При колонной форме дуги источниками паров металла являются не только катодные, но и анодные пятна. Между ними возникают «столбы» плазмы с резкими поперечными границами, по которым происходит перенос носителей заряда. В местах пятен анод подвержен интенсивной электронной бомбардировке, что способствует развитию эрозии его поверхности.

Переход вакуумной дуги из диффузной в колонную форму можно представить следующим образом. Электрическое поле, действующее между анодом и катодом, способствует переносу электронов плазмы к аноду и противодействует движениям ионов, которые происходят за счет кинетической энергии, приобретенной при формировании плазмы у катода. Поэтому при увеличении напряжения все меньше ионов плазмы, образующихся у катода, попадают на анод и все больше ионов выходят из межэлектродного пространства и осаждаются на экране, ограничивающем это пространство. При определенном напряжении у анода образуется область, где плазма становится обедненной ионами, а для поддержания тока в цепи требуется увеличение напряжения, чтобы увеличить поток электронов. В этой области создается градиент напряжения, и при прохождении через нее электроны, ускоряясь, увеличивают энергию, с которой они бомбардируют анод, и тем самым разогревают его поверхность. С ростом температуры начи-

нается интенсивное испарение металла с участков поверхности анода, которые являются анодными пятнами. Когда плотность паров металла достигает порогового значения, начинается их ионизация. Под действием электрического поля ионы анодных пятен, двигаясь к катоду, встречаются с ионами катодных пятен, в результате чего образуются «столбы» плазмы, которые являются каналами протекания тока, что служит свидетельством перехода дуги в колонную форму.

Представленная модель перехода вакуумной дуги из диффузной формы в колонную позволяет объяснить экспериментальные результаты, полученные в работе [2]. В частности, увеличение тока, при котором происходит этот переход, при увеличении диаметра электродов и уменьшение этого тока при увеличении расстояния между электродами.

Коммутация электрической цепи осуществляется при двух уровнях тока: номинальном и токе короткого замыкания, величина которого на порядок и более превышает номинальное значение. При отключении номинального тока между контактами ВДК вакуумная дуга пребывает в диффузной форме, а следовательно, электронная бомбардировка рабочих поверхностей контактов однородная. При отключении токов короткого замыкания дуга переходит в колонную форму, когда распределение мощности электронной бомбардировки по поверхности контакта, выполняющего функцию анода, крайне неравномерно. Использование в ВДК аксиального магнитного поля позволяет увеличить токи дуги, при которых она находится в диффузной форме [3]. Это обусловлено тем, что аксиальное магнитное поле способствует увеличению напряжения, при котором при диффузной форме дуги у анода образуется область, где плазма обедняется ионами, а значит, увеличению значения тока дуги, при котором она переходит в колонную форму (смещение на рис. 1 тока I_s в сторону больших величин). Такое влияние аксиального магнитного поля можно объяснить действием следующих факторов.

На ионы при их движении к аноду действуют силы пространственного заряда, вследствие чего они выходят из межэлектродного пространства и осаждаются на экране, который вводится в конструкцию ВДК для защиты изолятора от напыления металла. Кроме того, на экране осаждаются ионы, которые при формировании плазмы у катода имеют радиальную компоненту скорости. Все это приводит к уменьшению концентрации ионов в плазме, следствием чего является уменьшение значения напряжения, при котором дуга переходит в колонную форму. Аксиальное магнитное поле оказывает фокусирующее действие на поток ионов, имеющих радиальную компоненту скорости, и препятствует их удалению из межэлектродного пространства. Причем, поскольку магнитное поле в ВДК образуется за счет протекания тока дуги, при увеличении тока фокусирующее действие аксиального магнитного поля увеличивается. В результате этого дуга сохраняет диффузную форму при больших значениях анодного напряжения и тока.

Как показано в [4], аксиальное магнитное поле препятствует перемещению на боковую поверхность контактов катодных пятен, являющихся источниками первоначальных электронов и ионов, участвующих в ионизации атомов у катода и образовании носителей заряда вакуумной дуги. Иными словами, такое магнитное поле оказывает фокусирующее действие и на катодные пятна. В результате уменьшается число ионов, первоначально имеющих радиальную скорость.

На рис. 2 приведены экспериментальные данные [5], показывающие фокусирующее действие аксиального магнитного поля на ионы вакуумной дуги.

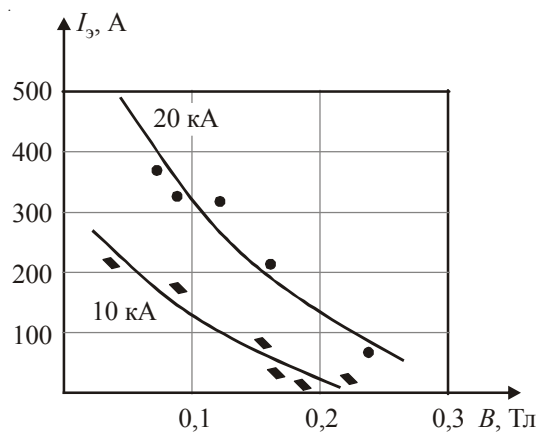


Рис. 2. Зависимости ионного тока на экран, окружающий электродную систему, от индукции аксиального магнитного поля

В ВДК в цепи переменного тока функцию анода выполняет то один контакт, то другой. Таким образом, при использовании фокусирующего действия аксиального магнитного поля в ВДК можно обеспечить равномерную электронную бомбардировку рабочей поверхности обоих контактов при отключении токов короткого замыкания, а тем самым увеличить ее коммутационный ресурс в этом режиме. При этом необходимо иметь в виду, что величина напряженности аксиального магнитного поля в ВДК, кроме величины тока дуги, зависит от числа индукторов в каждом контакте. Очевидно, что при фиксированном токе дуги увеличение их числа пропорционально уменьшению напряженности магнитного поля, а следовательно, его фокусирующего действия. Подтверждением этого являются результаты работы [6], в которой приведены экспериментальные данные по ВДК с одним и двумя индукторами в контакте.

Таким образом, развитые представления о фокусирующем действии аксиального магнитного поля на ионы плазмы дуги в ВДК позволяют объяснить имеющиеся экспериментальные данные, в частности влияние этого поля на увеличение тока, при котором происходит переход дуги из диффузной формы в колонную. Поскольку при диффузной форме обеспечивается равномерная электронная бомбардировка контактов, при использовании аксиального магнитного поля достигается увеличение ресурса ВДК при коммутации токов короткого замыкания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Slade P.G. The vacuum interrupter. Theory, design und application. – CPC Press, 2008. – 510 p.
2. Miller H.C. A review of anode phenomena in vacuum arcs // IEEE Trans. Plasma Sci. – 1985. – Vol. PS-11. – P. 242–252.
3. Miller H.C. Bellevur W.A. Anode modes in vacuum arcs // Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation. – 1997. – Vol. 4, No 4.
4. Школьник С.М. Вакуумная дуга // Энциклопедия. Низкотемпературная плазма. Т. 2. – М.: Наука, 2000. – С. 115–132.
5. Recent technical developments in high-voltage and high-power vacuum circuit-breakers / S. Yanabu, T. Tsutsumi, K. Yokokura, E. Kaneko // IEEE Trans. Plasma Sci. – 1989. – Vol. 17. – P. 717–732.
6. The experimental study of long-gap vacuum arc / Xiu Shixin, Li Quan, Ye Zhaoping, Xin Defeng, Xie Fei // Proceedings of the XXIV-th International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum. Braunschweig. – 2010. – P. 214–217.

Статья поступила 2 октября 2012 г.

УДК 681.3.06:621.3.032.26

**ПРОГРАММА РАСЧЕТА
РАЗМЕРОВ ВАКУУМНО-ПЛОТНЫХ ПЕРЕГОРОДОК
ВОЛНОВОДНЫХ ОКОН СВЧ
ПО ЗАДАННОЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ,
СВОБОДНОЙ ОТ ПАРАЗИТНЫХ РЕЗОНАНСОВ ДИЭЛЕКТРИКА**

М. А. Мартыненко, Б. В. Прокофьев

ФГУП «НПП «Торий», г. Москва

Описана разработанная программа RFB, которая определяет размеры плоских поперечных диэлектрических перегородок в прямоугольном и круглом волноводах, обеспечивающие отсутствие или минимизацию числа паразитных резонансов в заданной полосе частот. Применение программы RFB позволяет существенно сократить затраты времени на разработку так называемых «окон-фильтров» и баночных окон с бегущей волной в диэлектрике (TWC-окон).

КС: волноводное окно, диэлектрическая перегородка, оптимизация, паразитный резонанс

The developed program RFB defining the sizes of flat transverse dielectric transitions in rectangular and circular waveguides providing the absence or minimum number of spurious resonances in a preset frequency band has been described. The application of RFB program allows to significantly reduce the time for development of so-called “windows-filters” and pillbox windows with a traveling tube in dielectric (TWC-windows).

Keywords: waveguide window, dielectric transition, optimization, spurious resonance

Одной из проблем при разработке ЭВП СВЧ является предотвращение попадания паразитных резонансов диэлектрической перегородки в рабочую полосу частот волноводного окна вывода энергии [1]. Паразитные колебания могут приводить к появлению пробоев, зажиганию дуги, вторично-электронному СВЧ-разряду на вакуумной стороне керамики, резкому увеличению диэлектрических потерь в перегородке. В результате пропускная способность окна вывода энергии при совпадении рабочей частоты прибора с частотой паразитного резонанса уменьшается на два-три порядка. Разрушение диэлектрической перегородки из-за паразитных резонансов нередко является причиной выхода из строя электровакуумных приборов, причем стоимость последних многократно превосходит стоимость самого окна вывода энергии.

Благодаря технологичности конструкций в настоящее время в электровакуумных приборах СВЧ с различными уровнями выходной мощности (включая сверхмощные приборы) в волноводных выводах энергии практически повсеместно применяются окна с плоскими поперечными диэлектрическими перегородками. При использовании современных программ расчета, включая трехмерные, решение задачи согласования таких окон в заданной полосе частот обычно не вызывает принципиальных затруднений. Оно, как правило, не является единственным и может быть получено для различных значений толщины и поперечных размеров перегородки. Проблема, однако, состоит в том, что существующие в настоящее время программы при расчете согласования окон с плоскими перегородками не учитывают возможного попадания

паразитных резонансов в заданную полосу частот. Поэтому каждый раз после определения геометрии и расчета размеров окна, обеспечивающих требуемое согласование, приходится отдельно рассчитывать получившееся распределение резонансных частот паразитных видов колебаний, а при попадании резонансов в полосу прибора изменять размеры перегородки и повторять все расчеты заново, причем чаще всего такие вычисления разработчик волноводных окон вынужден повторять многократно. В результате проектирование окна ввода-вывода энергии приборов (особенно в случае использования трехмерных программ) отнимает неоправданно много времени, так как подобные расчеты связаны с оптимизацией размеров узла, а нередко – и с поиском его новой геометрии.

Цель настоящей работы состояла в разработке программного обеспечения, позволяющего избежать указанных проблем при проектировании плоских поперечных окон. Разработанная программа RFB (Resonance-Free Barrier) определяет размеры диэлектрической перегородки, обеспечивающие отсутствие паразитных резонансов в заданной полосе частот. После этого для найденных размеров перегородки с помощью любой из подходящих программ решают задачу согласования окна. Программа позволяет рассчитывать окна, в которых локальные (паразитные) колебания диэлектрической перегородки практически полностью затухают на расстоянии от диэлектрика до согласующих элементов. Таким образом, речь идет о так называемых «призрачных» колебаниях в «окнах-фильтрах», в которых в отсутствие паразитных резонансов поле в области керамики совпадает с полем основной волны в волноводе. Программа применима и к длинным окнам баночного типа, подобным окну с бегущей волной в диэлектрике, обладающему повышенной пропускной способностью [2]. Предусмотрена возможность проведения расчета размеров плоских поперечных перегородок как в прямоугольном, так и в круглом волноводах. Необходимость применения отрезков волноводов нестандартного сечения в окнах с прямоугольными перегородками компенсируется возможностью получения более широкой, чем у круглых окон, полосы частот, свободной от паразитных резонансов диэлектрика. Преимущество прямоугольных окон в ширине беспаразитной полосы частот связано с большим числом степеней свободы при выборе размеров перегородки (три размера вместо двух для круглых окон). Присоединение прямоугольного окна нестандартного сечения к волноводному тракту стандартного сечения может быть осуществлено с помощью простейшего волноводного перехода. Для согласования окна можно использовать и стыки волновода нестандартного сечения со стандартным волноводом, установив в них согласующие диафрагмы.

Алгоритм программы основан на решении трансцендентных уравнений, приведенных в работе [3]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{Y_{ge}}{|Y_g|} \operatorname{tg} \frac{\Phi_\epsilon}{2} \mp 1 &= 0, \\ \frac{Y_{ge}}{|Y_g|} \pm \operatorname{tg} \frac{\Phi_\epsilon}{2} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где Y_{ge} – волновая проводимость отрезка волновода, заполненного диэлектриком; Y_g – волновая проводимость незаполненного волновода; $\Phi_\epsilon = 2\pi t/\lambda_{ge}$ – электрическая толщина пластины; t – толщина диэлектрика; λ_{ge} – волноводная длина волны в диэлектрике. Первое уравнение

в этой системе описывает синфазные виды колебаний H -волн (верхний знак в уравнении) и противофазные виды колебаний E -волн (нижний знак), второе – противофазные резонансные виды H -типа (верхний знак) и синфазные виды E -типа (нижний знак).

В процедуре оптимизации размеров диэлектрической перегородки использована целевая функция вида

$$F_{\text{ц}}(f_{\text{п}}) = \sum_j \exp \left[-4 \frac{(f_{\text{п}j} - f_{\text{н}})(f_{\text{п}j} - f_{\text{в}})}{(f_{\text{в}} - f_{\text{н}})^2} \right], \quad (2)$$

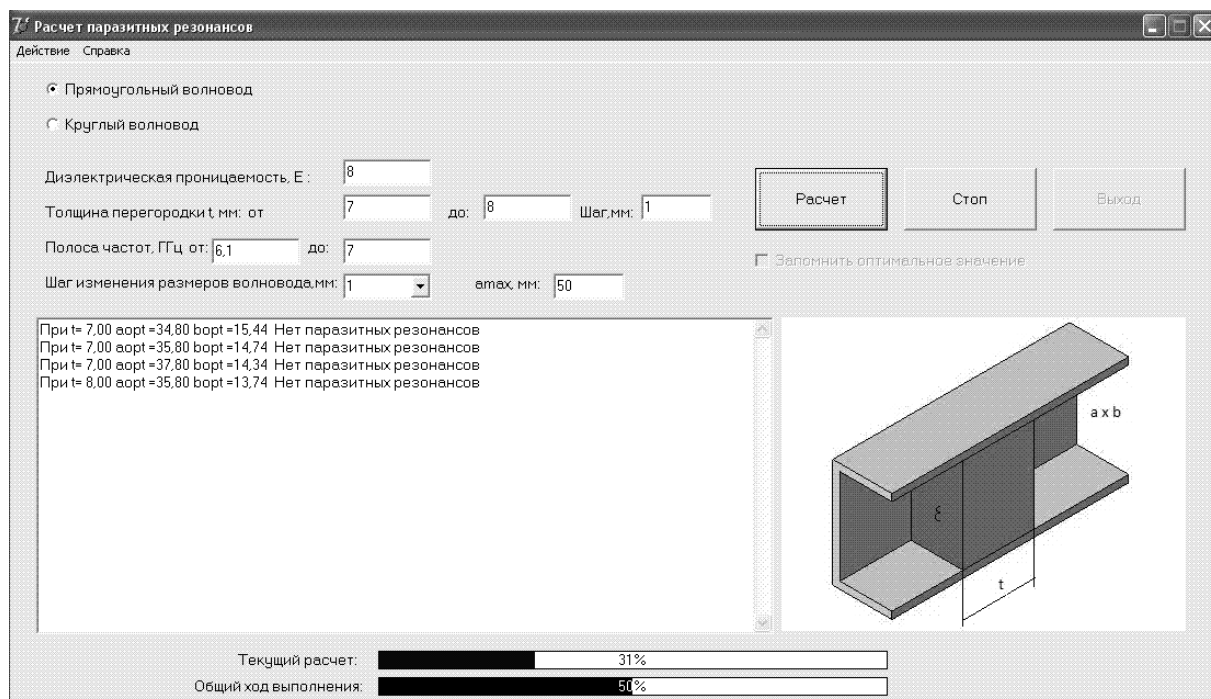
где $f_{\text{п}j}$ – резонансная частота j -го паразитного вида колебаний; $f_{\text{н}}$, $f_{\text{в}}$ – нижняя и верхняя границы полосы частот. Максимальное число учитываемых видов колебаний равно 50 для прямоугольных перегородок и столько же для дисковых перегородок (без учета видов с более чем одной продольной вариацией поля).

Интерфейс программы, представленный на рисунке, интуитивно понятен и не требует специальных знаний при работе с ним. В качестве исходных данных в программе используются сведения о форме волновода, электрической проницаемости материала перегородки, требуемой полосе частот и желаемом диапазоне изменения размеров диэлектрика. Границы полосы частот следует задавать с учетом возможного технологического разброса электрической проницаемости ϵ материала перегородки, а также теплового смещения резонансных частот вследствие изменения величины ϵ [4]. В процессе вычислений размеры волновода автоматически подбираются таким образом, чтобы в заданной полосе частот он не был заперделен для распространяющейся в нем основной волны. Текущий расчет может быть прерван кнопкой «Стоп». Необходимость этого может возникнуть, например, для корректировки исходных данных.

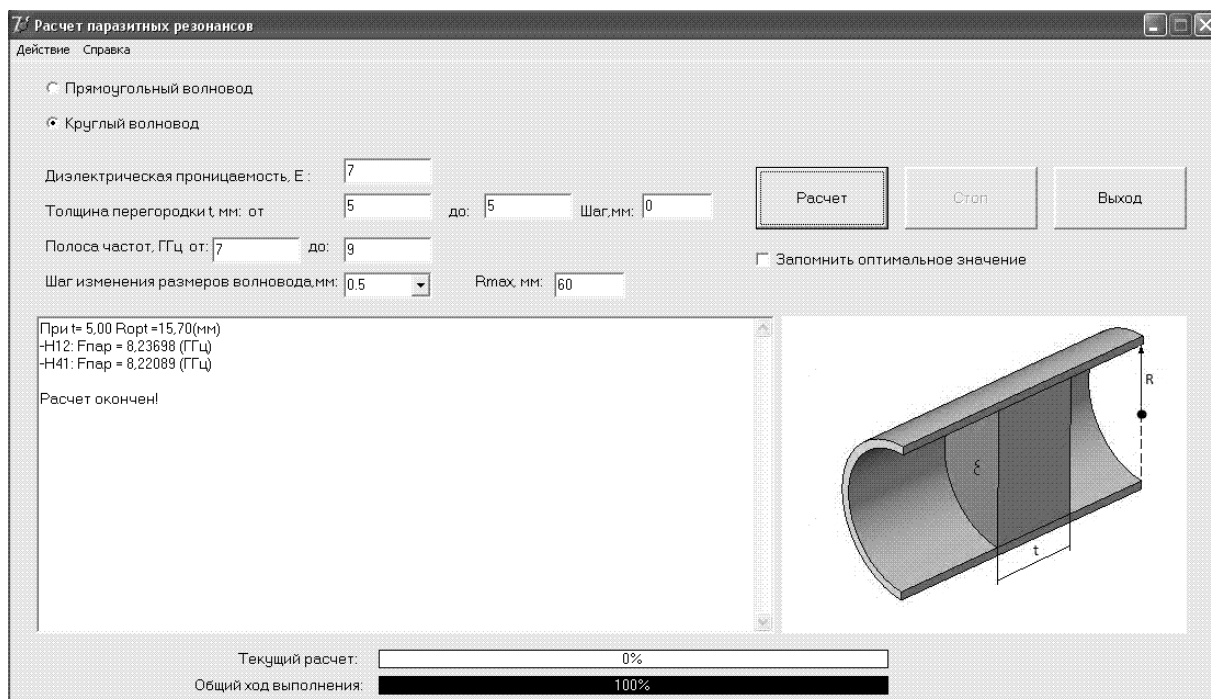
Результат расчета выводится в отдельном поле и представляет собой размеры волновода и диэлектрической перегородки, при которых в заданной полосе нет паразитных резонансов. Если таких вариантов более одного, то выбирается тот из них, при котором паразитные резонансы максимально удалены от заданной полосы частот (рис. а). При невозможности удаления из заданной полосы всех паразитных резонансов программа предлагает волновод и перегородку с наименьшим количеством резонансов, с указанием их типа и частот (рис. б). Эта информация затем может быть использована при повторной оптимизации размеров перегородки. В ходе оптимизации осуществляется поиск ширины a , высоты b и толщины t перегородки в прямоугольном волноводе либо радиуса R и толщины t перегородки в круглом волноводе. Шаг изменения оптимизируемых размеров волновода выбирается пользователем. От выбора значения этого параметра существенно зависит общее время расчета. Выбор большого шага сокращает время расчета, но при этом можно пропустить наилучший вариант. Таким образом, к выбору шага изменения размеров следует подходить особенно тщательно.

Разработанная программа оптимизации размеров диэлектрических перегородок по заданной беспаразитной полосе частот позволила существенно сократить время разработки плоских поперечных окон. Так, среднее время расчета размеров перегородки не превышает 3 мин при фиксированной толщине диэлектрической перегородки и шаге изменения размеров прямоугольного волновода 0,5 мм в C -диапазоне длин волн.

В необходимых случаях программа может работать и в режиме анализа, для чего пользователем задаются все размеры и электрическая проницаемость диэлектрической перегородки. При этом время вычислений составляет менее 1 с.



а)



б)

Интерфейс программы RFB при расчете прямоугольной (а) и круглой (б) перегородок в волноводе

Программа написана на языке Delphi и предназначена для работы с операционными системами Windows 95/98/NT/Me/2003/XP/Vista/7/.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сазонов В.П., Терехина З.Н., Лямзин В.М. Конструкции окон выходных устройств СВЧ-приборов. – М.: ЦНИИ «Электроника», 1972. – Вып. 3(8). – 152 с.
2. Казаков С.Ю. СВЧ окно на повышенную мощность // Препринт 92-2. – Протвино: ФИЯФ, 1992.
3. Forrer M.P., Jaynes E.T. Resonant modes in waveguide window // IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 1960. – Vol. MTT-8. – No 2. – P. 147–150.
4. Прокофьев Б.В., Лямзин В.М., Федотов В.С. Допуск на диэлектрическую проницаемость окна в волноводных вакуумных уплотнениях // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1978. – Вып. 2. – С. 67–70.

Статья поступила 7 ноября 2012 г.

=== НОВЫЕ КНИГИ ===

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

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 Оборона 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.

УДК 681.3.06:621.3.032.26

МЕТОДИКА И ПРОГРАММА РАСЧЕТА РЕЗОНАНСОВ ПЛОСКИХ МНОГОСЛОЙНЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ В ВОЛНОВОДАХ И РЕЗОНАТОРАХ

М. А. Мартыненко, Б. В. Прокофьев

ФГУП «НПП «Торий», г. Москва

Представлены методика и программа расчета резонансов плоских поперечных многослойных диэлектриков в волноводах и резонаторах. Расчет резонансов может проводиться для пяти видов граничных условий на концах передающих линий. Созданная программа RESONANCE применима к расчету резонансных частот окон ввода-вывода энергии и резонаторов в виде отрезков волноводов прямоугольной или цилиндрической формы, а также коаксиальных линий.

КС: паразитный резонанс, многослойный диэлектрик, волновод, коаксиальная линия, окно ввода-вывода энергии, резонатор

The method and program of calculating resonances of flat transverse multilayer dielectrics in waveguides and resonators are presented. The calculation of resonances can be made for five types of boundary conditions at the ends of transmitting lines. The developed program RESONANCE is applicable to calculation of resonance frequencies for energy input-output windows and resonators as segments of waveguides of rectangular or cylindrical form as well as coaxial lines.

Keywords: spurious resonance, multilayer dielectric, waveguide, coaxial line, energy input-output window, resonator

В ряде практических задач возникает необходимость расчета резонансных частот плоских многослойных диэлектриков, помещенных в отрезке длинного волновода или волновода, замкнутого на одном или обоих концах. Таковы, например, так называемые «двойные окна» ввода-вывода энергии электровакуумных приборов СВЧ [1]. Формулы, выведенные в работе [2], применимы непосредственно к расчету резонансных частот паразитных видов колебаний таких окон при условии, что среда, заполняющая промежуток между перегородками, является незапирательной для типов волн, которые могут распространяться внутри керамических пластин. Между тем этот случай нетипичен для подобных окон, так как на практике указанный промежуток оказывается заполненным воздухом или охлаждающей жидкостью с электрической проницаемостью ϵ , величина которой меньше проницаемости керамических перегородок, и, следовательно, учет возможности затухания волн в промежутке между пластинами является обязательным. Поэтому расчет паразитных резонансов, приведенный в работе [2], относится, скорее, к так называемому «тройному» окну, в котором центральный слой полуволновой толщины состоит из диэлектрика с высокой диэлектрической проницаемостью, а к этому слою с обеих сторон примыкает по одному слою четвертьволновой толщины из материала с меньшей диэлектрической проницаемостью [3].

Помимо двойных и тройных окон известны и более сложные типы многослойных окон, в которых диэлектрическая проницаемость внешних слоев подбирается таким образом, чтобы

вся структура в целом оказалась согласованной в заданной полосе частот [4, 5]. В отдельных случаях такие структуры имеют до семи слоев [5], в которых четыре диэлектрические перегородки с попарно отличающимися величинами ϵ разделены воздушными или вакуумными промежутками.

Для приближенного расчета резонансных частот локальных видов колебаний тонких неплюских керамических перегородок в работе [6] выведены формулы, основанные на представлении перегородки сложной формы (керамического колпака) в виде однослойной или двухслойной структуры. Дальнейшее уменьшение погрешности расчета резонансных частот для перегородок сложной формы требует создания математической модели, обеспечивающей возможность учета большего числа диэлектрических слоев.

Наконец, в ряде случаев (например, при измерении диэлектрической проницаемости керамических материалов) возникает необходимость в решении обратной задачи, а именно по измеренной резонансной частоте определенного вида колебаний пластины, помещенной в длинный отрезок волновода (на длине которого соответствующий тип волны может считаться полностью затухающим) или в отрезок волновода с короткозамкнутыми концами (резонатор), определить диэлектрическую проницаемость материала. В последнем случае диэлектрик может заполнять как часть резонатора, так и весь его объем.

Цель настоящей работы – создание методики, пригодной для решения как рассмотренных выше, так и иных задач, связанных с расчетом резонансных частот плоских многослойных диэлектрических структур, перегородающих отрезок волновода.

Для удобства расчета резонансных частот многослойной диэлектрической структуры без учета потерь известной формуле длинной линии [7] был придан вид рекуррентного соотношения:

$$Y_{i+1} = Y_{0i} \frac{e^{\Phi_{0i}} - \frac{Y_{0i} - Y_i}{Y_{0i} + Y_i} e^{-\Phi_{0i}}}{e^{\Phi_{0i}} + \frac{Y_{0i} - Y_i}{Y_{0i} + Y_i} e^{-\Phi_{0i}}}, \quad i=1,2,3,\dots, \quad (1)$$

позволяющего рассчитать проводимость на входе в $(i+1)$ -й слой через проводимость Y_i на входе в i -й слой при известных волновой проводимости Y_{0i} и электрической длине Φ_{0i} i -го слоя. (Отношения разностей и сумм проводимостей в числителе и знаменателе приведенного выражения представляют собой не что иное, как коэффициент отражения от группы слоев $1 \dots i$.)

В приведенной формуле $\Phi_i = j\beta_i l_i$ для распространяющихся типов волн и $\Phi_i = \gamma_i' l_i$ для волн,

затухающих в диэлектрике; $\beta_i = \sqrt{k_i^2 - k_{i\text{кр}}^2}$; $\gamma_i' = \sqrt{k_{i\text{кр}}^2 - k_i^2}$; $k_i = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\epsilon_i}$ – волновое число; λ – длина волны в свободном пространстве; ϵ_i – относительная величина электрической проницаемости диэлектрического слоя, заполняющего рассматриваемый отрезок l_i линии передачи; $k_{i\text{кр}} = 2\pi/\lambda_{i\text{кр}}$ – критическое волновое число; $\lambda_{i\text{кр}}$ – критическая длина рассматриваемого типа волны в линии передачи. Запись формулы длинной линии в виде (1) позволяет легко формализовать и запрограммировать для ЦВМ расчет многослойных структур, содержащих перемежающиеся слои, в пределах которых типы волн могут быть как распространяющимися, так и затухающими. Понятие многослойной структуры здесь используется в обобщенном смысле.

Так, речь может идти даже об одном слое (например, о резонаторе с однородным диэлектрическим заполнением), который при необходимости можно разбить на несколько виртуальных слоев с одинаковой диэлектрической проницаемостью, либо о любом другом числе реальных слоев.

Для N -слойного диэлектрика, помещенного в отрезок достаточно длинного волновода, влиянием концов которого на резонансные частоты можно пренебречь, $Y_1 = Y_N = Y_{01}$, где Y_{01} – волновая проводимость незаполненного волновода. Для короткого замыкания на конце l волновода $Y_l = \infty$, а для режима холостого хода – $Y_l = 0$.

Рассчитав по формуле (1) проводимости слева и справа от некоторого поперечного сечения волновода, которое удобно совместить с границей между какими-либо слоями, и приравнявая эти проводимости друг к другу [8], получаем трансцендентное уравнение относительно частоты или длины волны. Корни этого уравнения описывают резонансные частоты видов колебаний многослойной диэлектрической структуры при различных типах граничных условий на концах волновода.

Алгоритмом созданной на основе описанной методики программы RESONANCE предусмотрены следующие типы граничных условий:

- а) многослойный диэлектрик в «бесконечном» волноводе;
- б) многослойный диэлектрик в «полубесконечном» волноводе с электрической стенкой (коротким замыканием (КЗ)) на левом конце;
- в) многослойный диэлектрик в «полубесконечном» волноводе с магнитной стенкой (холостым ходом (ХХ)) на левом конце;
- г) многослойный диэлектрик в волноводе с электрическими стенками на обоих концах (режим КЗ–КЗ);
- д) многослойный диэлектрик в волноводе с магнитной стенкой на одном конце и электрической стенкой на другом конце (режим ХХ–КЗ).

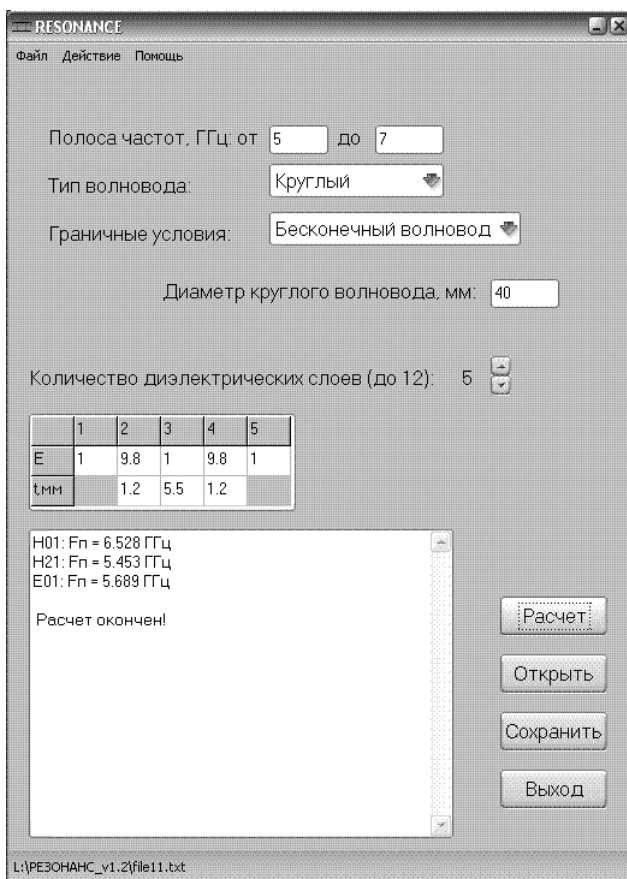
Расчет по вариантам (б, в) и (г, д) для симметричных структур позволяет определить, какие виды колебаний являются синфазными, а какие – противофазными*. Расчет при этом производится для половинки системы («полубесконечного» волновода в режимах КЗ и ХХ или отрезка волновода в режимах КЗ–КЗ и ХХ–КЗ).

Граничные условия (г, д) могут быть использованы и для приближенного расчета резонансных частот паразитных видов колебаний в окнах баночного типа, содержащих одиночную или двойную вакуумно-плотную диэлектрическую перегородку. При металлизации отверстий связи прямоугольных волноводов с отрезком круглого волновода или коаксиальных волноводов с отрезком коаксиала увеличенного сечения погрешность вычисления резонансных частот паразитных видов колебаний $m, n > 2$, как правило, не превышает 2...3 %, а для низших видов колебаний может достигать 4...5 %.

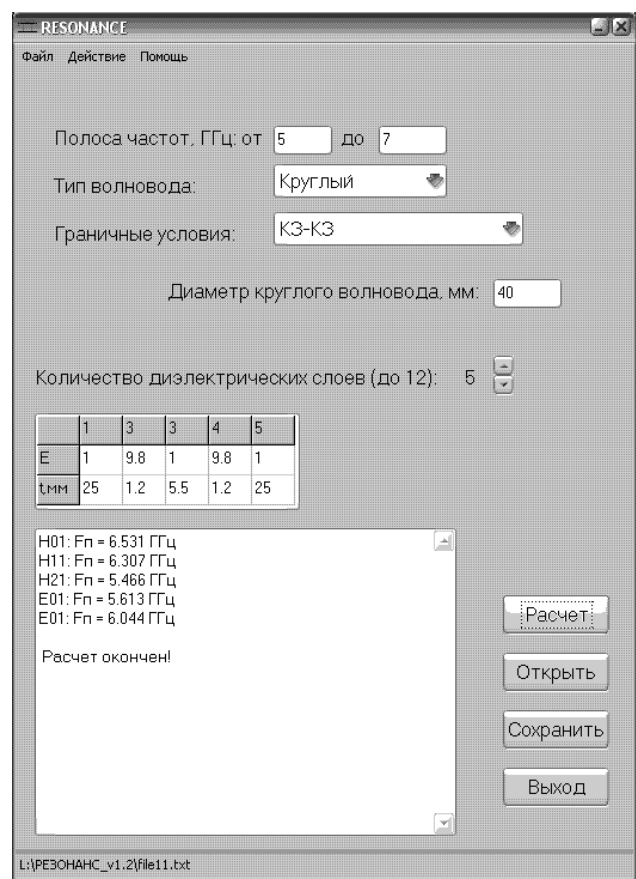
* Как известно, под синфазными (четными) и противофазными (нечетными) видами колебаний в симметричных волноводных окнах принято понимать виды колебаний, в которых распределение продольных компонентов полей H - или E -видов колебаний в диэлектрике описывается соответственно четной и нечетной функциями относительно плоскости симметрии.

Максимальное количество учитываемых программой типов волн равно 216 для круглого волновода, 288 для прямоугольного волновода и 56 для коаксиала. Максимальное количество продольных вариаций поля – 5. Максимальное количество диэлектрических слоев – 12, минимальное – 3 для «бесконечного» волновода (включая два «полубесконечных» слоя) и 2 для всех остальных волноводов (резонаторов).

Программа RESONANCE написана в среде Delphi и имеет простой и интуитивно понятный интерфейс, показанный на рисунке. Время расчета резонансных частот на современном ПК при максимальном числе диэлектрических слоев не превышает 1 с. Указанное время счета оказывается на порядки меньше, чем время, затрачиваемое для вычисления резонансных частот аналогичных структур с использованием трехмерных программ. При этом, в отличие от алгоритмов, основанных на использовании сеточных методов вычислений, описанная методика расчета позволяет получить точные значения резонансных частот рассмотренных диэлектрических структур. Программа предназначена для работы с операционными системами Windows 95/98/NT/Me/2003/XP/Vista/7.



а)



б)

Интерфейс программы RESONANCE
при расчете двойного окна вывода энергии
в «бесконечном» круглом волноводе (а) и в круглом волноводе с закороченными концами (б)

ЛИТЕРАТУРА

1. Пат. 3110000 США, МКИ Н 01 Р 1/08. Waveguide window structure having three resonant sections giving broadband transmission with means to fluid cool center section / *D.B. Churchill*. – Заявлено 11.04.62; опубл. 05.11.63.
2. Сазонов В.П., Шатилов В.С. Двойное окно вывода энергии // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1966. – Вып. 3. – С. 52–69.
3. Пат. 4688009 США, МКИ Н 01 Р 1/08. Triple-pane waveguide window / *P.E. Ferguson, A.L. Nordquist*. — Заявлено 13.05.85; опубл. 18.08.87.
4. A fast multilayer window design tool, simulations and comparison with experiment / *C.G. White et al.* // IEEE IVEC 2008 Proceedings. – 2008. – P. 318, 319.
5. Пат. 5488336 США, МКИ Н 01 Р 1/08. Broadband waveguide pressure window / *D.F. Rivera, T.R. Floyd, J. Josupenko*. – Заявлено 08.08.94; опубл. 30.01.96.
6. Сазонов В.П., Шатилов В.С. Расчёт резонансных частот паразитных видов колебаний в диэлектрических колпаках выводов энергии // Электронная техника. Сер.1. Электроника СВЧ. – 1966. – Вып. 10. – С. 19–35.
7. Справочник по волноводам / Под ред. *Я.Н. Фельда*. – М.: Сов. радио, 1952. – 432 с.
8. Resonant modes in waveguide window / *M.P. Forrer, E.T. Jaynes* // IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 1960. – Vol. MTT-8. – No 2. – P. 147–150.

Статья поступила 7 ноября 2012 г.

=== НОВЫЕ КНИГИ ===

ЗАХАРОВ М.А. Андрей Андреевич Захаров – полвека в электронике. – М.: ИД «Медпрактика-М», 2012. – 236 с.

Настоящая книга рассказывает об одном из создателей и организаторов отечественной радиоэлектроники и промышленности электронных компонентов (электронной промышленности), об Андрее Андреевиче Захарове. Выход книги приурочен к 100-летию со дня его рождения и предваряет 70-летний юбилей одного из старейших и крупнейших предприятий электронной промышленности – ФГУП «НПП «Исток», которое А. А. Захаров возглавлял дважды: в 1945–1947 и 1952–1953 годах.

В книге помещены воспоминания А. А. Захарова, написанные им в 1996 году, материалы из домашнего архива, включающие ряд его выступлений, докладов и докладных записок, а также воспоминания супруги А. А. Захарова, подготовленные в 2003 году, и воспоминания о нем коллег, записанные в 2010–2011 годах.

ПИСЬМО В РЕДАКЦИЮ

УВАЖАЕМАЯ РЕДАКЦИЯ!

В 2012 г. при поддержке ФГУП «НПП «Исток» была издана книга Роберта Андреевича Силина «Проектирование интегральных схем СВЧ (пассивные устройства)»*.

Я, как преподаватель дисциплин «Электродинамика» и «Микроволновая техника» с большим стажем работы, хочу высказать свое мнение об этой книге.

Автор описывает систему автоматизированного проектирования интегральных СВЧ-схем, дает характеристику каждой из подсистем, которые должны входить в эту систему, и описывает их современное состояние.

В книге содержится систематическое изложение основных понятий теории СВЧ-цепей, основанной на применении матричного аппарата, включая основные свойства матриц рассеяния, проводимости и сопротивлений, а также действия, производимые над матрицами при различных типах соединений описываемых этими матрицами устройств.

Впервые в учебном пособии подробно рассмотрены наиболее часто применяемые в современной СВЧ-технике полосковые линии передачи, спектр волн в этих линиях, в том числе волны непрерывного и дискретного спектра, условия их существования и дисперсия.

Последовательно проанализированы устройства СВЧ с одним, двумя, тремя и четырьмя входами, включая подробное рассмотрение фильтров СВЧ, делителей и сумматоров мощности, направленных ответвителей и СВЧ-мостов.

Впервые в книге систематически изложена теория допусков на изготовление элементов СВЧ-схем, что необходимо при реальном проектировании изделий.

Большую ценность для читателей представляют включенные в книгу сведения по линейной алгебре, а также приложения, облегчающие электродинамический анализ СВЧ-устройств.

Важно, что для студентов, изучающих СВЧ-технику, в книгу включены вопросы для самопроверки и упражнения.

К сожалению, вероятно ввиду ограниченного объема, в книге отсутствуют сведения об устройствах на щелевых и копланарных полосковых линиях.

В целом книга Р.А. Силина, несомненно, поможет преподавателям и студентам глубже понять проблемы, возникающие при проектировании СВЧ-изделий на полосковых линиях. Считаю целесообразным ее использование в качестве учебного пособия по дисциплинам «Техническая электродинамика» и «Техника СВЧ».

*А. Д. Григорьев, д.т.н., профессор
кафедры радиотехнической электроники
Санкт-Петербургского государственного
электротехнического университета
«ЛЭТИ» им. Ульянова (Ленина)*

Письмо поступило 10 июля 2012 г.

* Силин Р.А. Проектирование интегральных схем СВЧ (пассивные устройства). – М.: ИД «Медпрактика», 2012.

ТЕМАТИЧЕСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ

статей, опубликованных в течение 2012 г. в “СВЧ-технике” – первой серии научно-технического сборника “Электронная техника”

I. ЗАО «НПЦ «Алмаз – Фазотрон» – 15 лет на рынке наукоемких технологий

1. Байкин А.В., Кузьмин Ю.А., Тяжлов В.С. – Многофункциональный широкополосный формирователь сигналов X-диапазона задающего генератора БРЛС с низким уровнем дискретных составляющих. – Вып. 3(514). – С. 82–86.
2. Баринов Д.А., Коломейцев В.А., Михеев А.С. – Особенности формирования радиоимпульсов с фазокодовой манипуляцией и наносекундной длительностью. – Вып. 3(514). – С. 59–62.
3. Баринов Д.А., Коломейцев В.А., Посадский В.Н. – Широкополосный синтезатор частот с быстрой перестройкой и высокой чистотой спектра. – Вып. 3(514). – С. 50–58.
4. Бутерин А.В., Езопов А.В. – Контроль СВЧ-мощности в импульсных усилителях X-диапазона. – Вып. 3(514). – С. 87–91.
5. Гришин В.С., Дерунов А.В., Железнов Б.М., Николаева Т.А., Худоложкин В.О., Шалагинов М.С. – Опыт разработки твердотельных модулей – преобразователей частоты СВЧ-диапазона для задающих генераторов доплеровских РЛС. – Вып. 3(514). – С. 63–70.
6. Посадский В.Н. – ЗАО «НПЦ «Алмаз – Фазотрон» (г. Саратов) – 15 лет. – Вып. 3(514). – С. 46–49.
7. Усанов Д.А., Никитов С.А., Скрипаль А.В., Горбатов С.С., Пономарев Д.В., Фролов А.П., Кваско В.Ю. – Ближнеполевая СВЧ-микроскопия наноструктур металл–диэлектрик. – Вып. 3(514). – С. 71–81.

II. Краткие сообщения

1. Балыко А.К., Балыко И.А. – Выражения для сумм рядов с биномиальными коэффициентами. – Вып. 4 (515). – С. 49–54.
2. Балыко А.К., Балыко И.А. – Решение системы линейных уравнений с избыточным числом уравнений. – Вып. 2 (513). – С. 75–79.
3. Мартыненко М.А., Прокофьев Б.В. – Программа расчета размеров вакуумно-плотных перегородок волноводных окон СВЧ по заданной полосе частот, свободной от паразитных резонансов диэлектрика. – Вып. 4 (515). – С. 59–63.
4. Мартыненко М.А., Прокофьев Б.В. – Методика и программа расчета резонансов плоских многослойных диэлектриков в волноводах и резонаторах. – Вып. 4 (515). – С. 64–68.
5. Муллин В.В., Фурсаев М.А. – Аксиальное магнитное поле и коммутационный ресурс вакуумной дугогасительной камеры. – Вып. 4(515). – С. 55–58.

III. Письмо в редакцию

1. Григорьев А.Д. – Вып. 4 (515). – С. 69.

IV. Твердотельная электроника

1. Городецкий А.Ю., Дудинов К.В., Емельянов А.М., Днестранская Е.Ю. – Принцип создания масштабируемых моделей транзисторов на основе наногетероструктур. – Вып. 1(512). – С. 84–94.
2. Днестранская Е.Ю., Городецкий А.Ю., Емельянов А.М., Дудинов К.В., Тихомиров В.Г. – Калибровка параметров расчетных моделей для проектирования и оптимизации наногетероструктур на основе GaAs. – Вып. 1(512). – С. 70–77.
3. Емельянов А.М., Днестранская Е.Ю., Городецкий А.Ю., Дудинов К.В. – Особенности развития автоматизированного межоперационного контроля при производстве МИС СВЧ на основе наногетероструктур. – Вып. 1(512). – С. 78–83.
4. Журавлев К.С., Торопов А.И., Лапин В.Г., Пашковский А.Б., Лукашин В.М., Соколов А.Б. – Серийный РНЕМТ с удельной мощностью 1,4 Вт/мм. – Вып. 1(512). – С. 55–61.
5. Иовдальский В.А., Виноградов В.Г., Манченко Л.В., Земляков В.Е., Лапин В.Г. – Совершенствование конструкции ГИС малошумящего усилителя СВЧ-диапазона. – Вып. 4(515). – С. 20–26.
6. Иовдальский В.А., Ганюшкина Н.В., Моргунов В.Г., Герасименко С.В. – Тепловой анализ работы мощной ГИС с интегральным теплоотводом от кристаллов полупроводниковых приборов. – Вып. 2(513). – С. 57–74.
7. Казанцев В.И., Платонов С.А., Сергеев В.Г. – Распределение напряжений между транзисторами в высоковольтных твердотельных ключах, построенных по последовательной схеме. – Вып. 3(514). – С. 4–12.
8. Капралова А.А. – Влияние промахов в задании длин проволочек монтажа транзисторов на характеристики усилителей мощности. – Вып. 3(514). – С. 13–22.
9. Карушкин Н.Ф., Малышко В.В., Ореховский В.А. – Разработка амплитудных переключателей инверсного типа миллиметрового диапазона длин волн. – Вып. 2(513). – С. 37–45.
10. Карушкин Н.Ф., Симончук В.И., Малышко В.В., Ореховский В.А. – Разработка устройств для управления амплитудой и фазой СВЧ-сигналов в миллиметровом диапазоне длин волн. – Вып. 2(513). – С. 46–56.
11. Котов А.С., Хромов А.В., Захаров С.М., Плешанов С.А., Чугунов В.В., Левашов Н.И., Кулачек Е.А., Дюльгер В.Б. – Высокостабильный синтезатор частоты для измерения характеристик цезиевой атомно-лучевой трубки. – Вып. 4(515). – С. 8–19.
12. Мазеев Е.В., Сивяков Б.К., Фурсаев М.А. – Анализ работы СВЧ транзисторного генератора при изменении параметров нагрузки. – Вып. 1(512). – С. 63–69.

13. Носков В.Я., Игнатков К.А. – Влияние внутренних параметров автодинных СВЧ-генераторов на их динамические характеристики. – Вып. 3(514). – С. 23–40.
14. Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. – Краткое сообщение. – Вып. 1(512). – С. 62.
15. Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. – Экспериментальные исследования автодинных модулей на мезапланарных диодах Ганна КВЧ-диапазона. – Вып. 2(513). – С. 17–36.
16. Савельев С.В. – Микроволновые хаотические колебания в системе на мощном биполярном транзисторе. – Вып. 3(514). – С. 41–45.
17. Савельев С.В. – Хаотические колебания микроволнового диапазона в системе двух связанных автогенераторов. – Вып. 4(515). – С. 4–7.

V. Электровакуумные приборы

1. Воробьев М.Д., Чирков М.Н., Чубаров В.В., Юдаев Д.Н. – Электрофлуктуационная диагностика эмитирующей поверхности термокатодов. – Вып. 1(512). – С. 38–50.
2. Голеницкий И.И., Духина Н.Г., Мешков В.А., Плешанов С.А., Чугунов В.В. – Анализ и оптимизация функциональных узлов цезиевых атомно-лучевых трубок методом компьютерного моделирования. – Вып. 1(512). – С. 4–20.
3. Казанцев В.И., Платонов С.А., Сергеев В.Г. – Потери в анодных твердотельных модуляторах, построенных по последовательной схеме. – Вып. 4(515). – С. 27–38.
4. Качаев Х.Д., Фурсаев М.А. – Определение полосовых свойств керамического вакуумного уплотнения вывода энергии электронных приборов мм-диапазона. – Вып. 1(512). – С. 51–54.
5. Ли И.П., Поливникова О.В. – Прессованный металлосплавной палладий-бариевый катод. – Вып. 1(512). – С. 21–24.
6. Лопин М.И., Мишкин Т.А., Рыжов В.А., Грицук Р.В. – Мощный усилитель для цифрового телевизионного передатчика. – Вып. 2(513). – С. 11–16.
7. Мельникова И.П., Лясников В.Н., Лясникова А.В. – Взаимосвязь эмиссионной способности и долговечности металлопористых катодов с характеристиками вольфрамовых порошков. – Вып. 1(512). – С. 30–37.
8. Муллин В.В., Розов А.С., Байбурун В.Б. – Анализ траекторий зарядов в вакуумных дугогасительных камерах при разрыве контактов. – Вып. 1(512). – С. 25–29.
9. Новоселец В.И., Панченко Л.В. – Пути развития передающих приборов СВЧ для доплеровских РЛС на базе многолучевых клистронов. – Вып. 2(513). – С. 3–10.
10. Омиров А.А. – О подавлении щелевого вида колебаний в коаксиальных магнетронах низкого уровня мощности. – Вып. 4(515). – С. 39–42.
11. Омиров А.А., Гурко А.А. – О проектировании коаксиального магнетрона 4-мм диапазона длин волн. – Вып. 4(515). – С. 43–48.

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

авторов, опубликовавших свои работы в “СВЧ-технике” – первой серии научно-технического сборника “Электронная техника” в течение 2012 г.

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

Байбурин В.Б. V.8
 Байкин А.В. I.1
 Балыко А.К. II.1, 2
 Балыко И.А. II.1, 2
 Баринов Д.А. I.2, 3
 Бутерин А.В. I.4
 Виноградов В.Г. IV.5
 Воробьев М.Д. V.1
 Ганюшкина Н.В. IV.6
 Герасименко С.В. IV.6
 Голеницкий И.И. V.2
 Горбатов С.С. I.7
 Городецкий А.Ю. IV.1, 2, 3
 Григорьев А.Д. III.1
 Гришук Р.В. V.6
 Гришин В.С. I.5
 Гурко А.А. V.11
 Дерунов А.В. I.5
 Днестранская Е.Ю. IV.1, 2, 3
 Дудинов К.В. IV.1, 2, 3
 Духина Н.Г. V.2
 Дюльгер В.Б. IV.11
 Езопов А.В. I.4
 Емельянов А.М. IV.1, 2, 3
 Железнов Б.М. I.5
 Журавлев К.С. IV.4
 Захаров С.М. IV.11
 Земляков В.Е. IV.5
 Игнатков К.А. IV.13, 14, 15
 Иовдальский В.А. IV.5, 6
 Казанцев В.И. IV.7; V.3
 Капралова А.А. IV.8
 Карушкин Н.Ф. IV.9, 10
 Качаев Х.Д. V.4
 Кваско В.Ю. I.7
 Коломейцев В.А. I.2, 3

Котов А.С. IV.11
 Кузьмин Ю.А. I.1
 Кулачек Е.А. IV.11
 Лапин В.Г. IV.4, 5
 Левашов Н.И. IV.11
 Ли И.П. V.5
 Лопин М.И. V.6
 Лукашин В.М. IV.4
 Лясников В.Н. V.7
 Лясникова А.В. V.7
 Мазеев Е.В. IV.12
 Малышко В.В. IV.9, 10
 Манченко Л.В. IV.5
 Мартыненко М.А. II.3, 4
 Мельникова И.П. V.7
 Мешков В.А. V.2
 Михеев А.С. I.2
 Мишкин Т.А. V.6
 Моргунов В.Г. IV.6
 Муллин В.В. II.5; V.8
 Никитов С.А. I.7
 Николаева Т.А. I.5
 Новоселец В.И. V.9
 Носков В.Я. IV.13, 14, 15
 Омиров А.А. V.10, 11
 Ореховский В.А. IV.9, 10
 Панченко Л.В. V.9
 Пашковский А.Б. IV.4
 Платонов С.А. IV.7; V.3
 Плешанов С.А. IV.11; V.2
 Поливникова О.В. V.5
 Пономарев Д.В. I.7
 Посадский В.Н. I.3, 6
 Прокофьев Б.В. II.3, 4
 Розов А.С. V.8
 Рыжов В.А. V.6

Савельев С.В. IV.16, 17

Сергеев В.Г. IV.7; V.3

Сивяков Б.К. IV.12

Симончук В.И. IV.10

Скрипаль А.В. I.7

Смольский С.М. IV.14, 15

Соколов А.Б. IV.4

Тихомиров В.Г. IV.2

Торопов А.И. IV.4

Тяжлов В.С. I.1

Усанов Д.А. I.7

Фролов А.П. I.7

Фурсаев М.А. II.5; IV.12; V.4

Хромов А.В. IV.11

Худоложкин В.О. I.5

Чирков М.Н. V.1

Чубаров В.В. V.1

Чугунов В.В. IV.11; V.2

Шалагинов М.С. I.5

Юдаев Д.Н. V.1

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

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

2. Статья должна содержать:

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

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

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

4. Статья должна быть сформатирована через 1 интервал с выравниванием по ширине. Абзацный отступ — 0,7 см. При наборе текста используются только стандартные True Type шрифты — NewtonC и Symbol. Размер шрифта основного текста — 12 пунктов, примечаний и ссылок — 10 пунктов. Устанавливаемый размер бумаги — A4 (210 × 297 мм).

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

5. Иллюстрации к статье представляются в виде отдельных файлов.

Рисунки выполняются в соответствии со следующими требованиями:

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

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

На весь иллюстративный материал должны быть ссылки в тексте.

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

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

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

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

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

11. Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.