С О Д Е Р Ж А Н И Е

Выпуск 1(516) **2013**

Памяти Игоря Ефимовича Роговина 4

Твердотельная электроника

Савельев С. В. – Сверхширокополосный генератор микроволновых хаотических колебаний с регулируемым спектром частот 6

Джуринский К. Б., Королев А. Н. – Зарубежные и отечественные радиочастотные соединители. Современное состояние 13

Лебедева А. Ю., Воронцов И. А., Поздняков И. Ю., Турканов Г. И., Гуляев А. В., Духновский М. П., Куликов Е. Н. – Численный статический анализ контактного радиочастотного МЭМС-переключателя 31

Тарасов А. А., Филимонов И. В. – Методика и программное обеспечение стенда для проведения регулировочных работ и проверки ФАР 41

Медицинская электроника

Казаринов К. Д., Летяева А. В., Полников И. Г. – Исследование поглощения микроволнового излучения тонким полиэтиленовым капилляром, заполненным суспензией липосом 48

К 50-летию МГТУ МИРЭА

Абакумова Н. В., Холодов Д. В., Щербаков Ф. Е. – Монолитные двухканальные переключатели СВЧ с одним управляющим напряжением 55

Алмазов-Долженко К. И., Благодырь С. М., Кустова А. М., Назарова А. Д., Родионова М. Н. – Аппаратура для экспериментального исследования свойств шумовых сигналов 60

Иовдальский В. А., Футьянов С.В., Аюпов И. Н, Киличенков Р. Б. – Улучшение электрических характеристик ГИС СВЧ за счёт оптимизации внутрисхемных соединений 68

Балько А. К., Зуева О. С., Холодов Д. В., Вахламова М. Ю. – Аттенюаторы на ПТШ с плавной регулировкой ослабления 72

Краткие сообщения

Балько А. К., Балько И. А. – Теория чисел и мозаика Ломоносова 75

ELEKTRONNAYA TEKHNIKA

(Electronic Engineering)

SERIES 1

SVCH-TEKHNIKA

(Microwave Engineering)

COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES

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

C O N T E N T S

Issue 1(516) **2013** **Founded in 1950**

In memouy of Igor Efimovich Rogovin 4

Solid-state electronics

Savelyev S.V. – Super wide band oscillator of microwave random oscillations with an adjustable frequency spectrum 6

Dzhurinsky K.B., Korolev A.N. – Foreign and domestic radio frequency connectors. State-of-the-art 13

Lebedeva A.U., Vorontsov I.A., Pozdnyakov I.U., Turkanov G.I., Gulyaev A.V., Dukhnovsky M.P., Kulikov E.N. – Numerical static analysis of RF MEMS contact switch 31

Tarasov A.A., Filimonov I.V. – Methodology and software of the stand for adjustment and tests of phased arrays 41

Medical electronics

Kazarinov K.D., Letyaeva A.V., Polnikov I.G. – The investigation of microwave radiation absorption by a thin polyethylene capillary filled with a liposome suspension 48

To the 50-th anniversary of MSTU MIREA

Abakumova N.V., Kholodov D.V., Scherbakov F.E. – Monolithic two-channel microwave switches with one control voltage 55

Almazov-Dolzhenko K.I., Blagodyr' S.M., Kustova A.M., Nazarova A.D., Rodionova M.N. – The equipment for experimental investigation of noise signal properties 60

Iovdalsky V.A., Futyanov S.V., Ayupov I.N., Kilichenkov R.B. –The improvement of microwave HIC electrical characteristics due to optimization of in-circuit connections 68

Balyko A.K., Zueva O.S., Kholodov D.V., Vakhlamova M.U. – Attenuators on Schottky-gate FETs with a smooth attenuation adjustment 72

News in brief

Balyko A. K., Balyko I.A. – The theory of numbers and Lomonosov mosaic 75

ПАМЯТИ ИГОРЯ ЕФИМОВИЧА РОГОВИНА

Игорь Ефимович Роговин
(1913 – 1988 гг.)

27 января 2013 г. исполнилось 100 лет со дня рождения выдающегося разработчика электровакуумных приборов сверхвысоких частот, кандидата технических наук, старшего научного сотрудника Игоря Ефимовича Роговина.

В 1937 году И. Е. Роговин окончил Московский энергетический институт и получил диплом по специальности инженер-электрик. Начальный период его научной деятельности связан с кафедрой теоретической физики Казахского госуниверситета (г. Алма-Ата), где он работал ассистентом, а затем стал аспирантом по специальности теоретическая физика. Во время Великой Отечественной войны служил в рядах Советской Армии в звании техника-лейтенанта зенитно-артиллерийского дивизиона. В 1943 году был демобилизован из армии и направлен на работу в г. Фрязино на завод № 747, где проработал инженером, а затем начальником цеха до 1946 года и занимался разработкой и производством приемно-усилительных и генераторных ламп. С 1946 года И. Е. Роговин работал в научно-исследовательском институте НИИ-160, сегодня это ФГУП «НПП «Исток», и там началась его многолетняя инженерная и научная деятельность разработчика новых электровакуумных приборов. Интересы страны требовали в те годы быстрейшего создания широкодиапазонных перестраиваемых магнетронов непрерывного и импульсного действия для радиолокации и средств РЭП. Используя принципы теории подобия применительно к многорезонаторным магнетронам, И. Е. Роговин создал инженерный метод расчета таких приборов с различным числом резонаторов, составивший основу его кандидатской диссертации (к. т. н. – 1949 г., с. н. с. – 1952 г.). Для И. Е. Роговина характерны глубокое понимание и тщательная конструкторская и технологическая проработка создаваемых приборов, стремление добиваться рациональных инженерских решений. С 1947 по 1954 год он, будучи заместителем главного конструктора, совместно с С. А. Зусмановским и главным конструктором разработали серию перестраиваемых магнетронов непрерывного и импульсного генерирования различного уровня мощности в различных диапазонах. С 1953 года И. Е. Роговин – руководитель научного направления по разработке магнетронов непрерывного действия, начальник отдела 150.

В 1954 году И. Е. Роговиным (научный руководитель) совместно с С. А. Зусмановским была выполнена НИР «Аврора» по выяснению возможности создания сверхмощного импульсного клистрона, которая впоследствии послужила основой для создания 30-мВт клистрона для линейного ускорителя в Институте атомной энергии.

В 1954 – 1956 гг. И. Е. Роговин возглавляет научное направление по созданию в СССР целого класса новых электровакуумных приборов – ламп обратной волны (ЛОВ) М-типа с электронной перестройкой частоты для станций РЭБ. Под его руководством выполнен ряд НИОКР по разработке таких ламп. В 1967 году за работы в области специального аппаратостроения И. Е. Роговину присуждена Государственная премия СССР.

В 1957 году И. Е. Роговин в качестве главного инженера – научного руководителя возглавил созданный по решению Правительства в г. Саратове НИИ-325, современный «НПП «Алмаз». Начался большой 30-летний этап его руководящей научной и инженерной деятельности. По сути, он был одним из тех, кто формировал тематику института и стал учителем с большой буквы для многих выпускников, получивших туда направления.

После переезда в Саратов Игорь Ефимович продолжил исследования по созданию серии ЛОВ М-типа, и под его руководством были созданы лампы различного уровня мощности в различных диапазонах, которые стали основным элементом станций активных помех.

В эпоху И. Е. Роговина на предприятии были организованы работы по созданию различных электровакуумных приборов СВЧ, таких, как широкополосные гетеродинные лампы обратной волны О-типа, которые использовались в контрольно-измерительной и специальной аппаратуре, магнетронов, настраиваемых напряжением, – митронов, выпускаемых только на «НПП «Алмаз».

Основным направлением деятельности И. Е. Роговина, а впоследствии и всего «НПП «Алмаз» стала разработка ламп бегущей волны (ЛБВ) средней и большой мощности. Секцию научно-технического совета Министерства электронной промышленности по разработке таких ЛБВ также возглавлял И. Е. Роговин. Впоследствии ЛБВ стали одними из основных ЭВП СВЧ для систем спутниковой, тропосферной и наземной связи, локации и навигации и широкополосных систем специального аппаратостроения.

За работы в области науки и техники И. Е. Роговину присуждена премия Украинской ССР (1975 г.).

И. Е. Роговин был очень талантливым человеком, крупным разработчиком ЭВП СВЧ. Много и творчески занимаясь практической деятельностью, Игорь Ефимович проявил себя как активный изобретатель. Им было получено 25 авторских свидетельств, он заслуженный изобретатель СССР, почетный работник электронной промышленности (1982 г.), почетный радист.

И. Е. Роговин был награжден орденами Трудового Красного Знамени (1966 г.), «Знак Почета» (1976 г.), многими медалями.

Игорь Ефимович воспитал целую плеяду ученых, возглавлял много перспективных направлений – был лидером, за которым всегда стремились идти люди. Его отличала удивительная интеллигентность и порядочность, высочайшая доброжелательность и культура. Память об Игоре Ефимовиче Роговине навсегда останется в наших сердцах.

УДК 621.373

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ ГЕНЕРАТОР МИКРОВОЛНОВЫХ ХАОТИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ С РЕГУЛИРУЕМЫМ СПЕКТРОМ ЧАСТОТ

С. В. Савельев

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

Теоретически и экспериментально исследуется возможность создания хаотических генераторов на основе двух и более связанных парциальных однотранзисторных автогенераторов детерминированных колебаний СВЧ-диапазона. Численно установлены значения параметров системы при связи между выходами парциальных автогенераторов, отвечающие хаотическим колебаниям. Представлены результаты экспериментальных исследований системы связанных однотранзисторных автогенераторов диапазона СВЧ с возможностью дискретного регулирования эффективной ширины спектра генерируемых хаотических колебаний применительно к теоретическим моделям.

КС: сверхширокополосный генератор микроволновых хаотических колебаний, регулируемый спектр частот, система связанных однотранзисторных автогенераторов

A possibility to create random oscillators based on two and more connected partial one-transistor self-excited oscillators of microwave deterministic oscillations was studied both theoretically and experimentally. Numerical values of the system parameters were set at the connection between partial self-excited oscillation outputs meeting the random oscillations. The results of the experimental research of a system of coupled one-transistor microwave self-excited oscillators are given to provide a possibility of discrete adjustment of the effective bandwidth of oscillated random oscillations with regard to theoretical models.

Keywords: super wide band oscillator of microwave random oscillations, adjustable frequency spectrum, system of coupled one-transistor self-excited oscillators

1. ВВЕДЕНИЕ

Глобальное распространение цифровых способов обработки информации в радиолокации, системах связи с требованиями обеспечения помехоустойчивости, скрытности и большой скорости передачи информации диктует условия на разработку новых источников хаотических колебаний. Наиболее передовыми по энергетическим параметрам во всем используемом диапазоне длин волн являются системы, построенные на мощных биполярных транзисторах СВЧ.

Как правило, к системам на мощных СВЧ-транзисторах не предъявляются требования по линейности. Это создает возможность использования мощных транзисторов СВЧ в режиме

с отсечкой токов и в области квазинасыщения. В то же время при работе в таких режимах возникают серьезные трудности при расчетном моделировании каскада. Существующие системы моделирования уверенно работают с приборами малой и средней мощности и преимущественно в линейном и квазилинейном режимах. С увеличением уровня мощности и усугублением нелинейных эффектов эффективность существующих систем моделирования падает, особенно это актуально для кремниевых биполярных транзисторов. Ярким подтверждением этого факта является пример того, что ведущие производители мощных биполярных транзисторов, такие, как Macom и Integra, не сопровождают свои изделия модельными данными, ограничиваясь только данными типового усилительного каскада. Характерно, что рекламные данные для мощных СВЧ-транзисторов также ограничены только узкими рабочими полосами. Все вышесказанное является недостаточным для решения задач моделирования и создания широкополосных и сверхширокополосных систем для генерации хаотических сигналов.

Богатая динамика транзисторных СВЧ-устройств, наблюдаемая в многочисленных экспериментах, в большинстве случаев остается «за бортом» теоретических исследований из-за трудностей, связанных с необходимостью поиска решения задачи по выявлению связей макродинамики таких систем с процессами на микроуровнях внутри полупроводниковых структур. Наиболее сложная ситуация просматривается в группе устройств большой мощности, когда активные элементы вынуждены работать в условиях максимальных токов и мощностей, что накладывает условие токового насыщения и с чем связано возникновение сильных нелинейных эффектов.

В случае больших токов известные статические модели биполярного транзистора, например классическая модель Эберса-Мола [1] или более уточненный ее вариант – модель Гуммеля-Пуна [2], предполагающие наличие четких границ областей переноса зарядов между переходами эмиттер – база и коллектор – база, непригодны. Здесь необходимо решать численными методами полную систему уравнений в частных производных, содержащую уравнения для плотности тока, непрерывности и уравнение Пуассона, учитывая граничные условия, определенные только на внешних контактах. Однако все попытки перенести методики расчета параметров транзистора на режим сильных токов являются бесперспективными в практическом плане из-за сильной зависимости значений определяющих параметров от значений токов транзистора, близких к максимальным [3].

Таким образом, представляет интерес проблема поиска теоретических методик, позволяющих адекватно описать поведение реальных системы СВЧ. Решение данной задачи должно базироваться на динамическом подходе к исследованию процессов, наблюдаемых в устройствах на базе мощных биполярных транзисторов СВЧ. Параметры модели должны иметь физический смысл параметров реального прибора на биполярном транзисторе. Динамика базовой модели должна соответствовать результатам, полученным в натурных экспериментах.

В работе представлена методика расчета и построения широкополосных и сверхширокополосных генераторов хаотических колебаний СВЧ на базе трех связанных автогенераторов. Для расчета параметров реальных систем СВЧ применена модель генератора с выделенной инерционностью [4]. Выбор модели продиктован результатами, полученными в работах [5] и [6], где результаты численного анализа полностью соответствовали динамике регенеративного усилительного каскада.

2. УРАВНЕНИЯ СИСТЕМЫ СВЯЗАННЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

Простейший транзисторный генератор СВЧ, как известно, представляет собой транзистор, согласованный по входу и выходу, без каких-либо дополнительных схемных построений. Положительная обратная связь создается за счет межвыводных емкостей транзистора. Коэффициент усиления является прямой функцией характеристик источников питания [4].

Основным режимом работы мощных транзисторов СВЧ является режим, близкий к насыщению. Об этом говорит вид динамической характеристики регенеративного усилительного каскада, которая имеет линейный участок и участок с насыщением. Для области, близкой к насыщению биполярного транзистора СВЧ, характерно то, что импедансы транзистора в первом приближении обратно пропорциональны коллекторному току [3] и очень малы при большой величине тока. Этот факт объясняет высокие значения добротности таких систем: от 10 и выше.

Высокие значения добротности однотранзисторных систем на мощных биполярных транзисторах указывают на тот факт, что для получения значений эффективных полос хаотических колебаний свыше 10 % необходимо использовать системы связанных автогенераторов. Это позволяет добиться более широкой полосы генерируемых колебаний П, уменьшить влияние дестохастизирующих факторов, обеспечить возможность управления спектром генерируемых колебаний. Согласно [4], при моделировании систем будем учитывать, что математическая модель парциального автогенератора должна включать усилительный элемент с характеристикой, имеющей линейный участок и участок с насыщением, и инерционный преобразователь с постоянной времени, равной инерционности транзистора в режиме насыщения [3]. В [4] исследован генератор с выделенной инерционностью, у которого характеристики элементов отвечают поставленной задаче. Исходя из вышеизложенного, математическая модель системы из n связанных парциальных генераторов с инерционным преобразованием выходного сигнала нелинейного усилителя при емкостной связи будет описываться выражениями:

$$\begin{aligned}
&\dot{X}_n = Y_n + (m_{1n} - m_{2n})X_n - X_n Z_n + k(\text{o}_{n+1,n-1} - Y_{n+1,n-1}), \quad X_n \le q_n,\\
&\dot{X}_n = Y_n - Z_n q_n - m_{2n} X_n + k(\text{o}_{n+1,n-1} - Y_{n+1,n-1}), \quad X_n > q_n,\\
&\dot{Y}_n = -X_n,\\
&\dot{Z}_n = -g_n Z_n + g_n I(W_n) W_n^{\,2},\\
&\dot{\text{o}}_n = X_n - m_{2n}\text{o}_n,
\end{aligned} \tag{1}$$

где индекс $n = 2, 3, \ldots, N$ (N – целое число) обозначает номер соответствующего парциального генератора; переменные $X_n, Y_n, Z_n, \text{o}_n$ в соответствии с [4] – напряжение на входе нелинейного усилителя, ток в цепи обратной связи, напряжение с выхода квадратичного детектора, ток во входном контуре; параметры m_{1n}, m_{2n}, q_n, g_n – возбуждение, диссипация, ограничение и инерционность; $W_n = X_1 - \xi_n + k(X_{n+1,n-1} - \xi_{n+1,n-1})$; $I(W)$ – функция Хевисайда; k – коэффициент связи; индексы $n+1$, $n-1$ обозначают двунаправленную связь между соседними автогенераторами. В работе рассматривались два случая. Первый соответствовал двум связанным автогенераторам ($N = 2$), второй – трем связанным автогенераторам ($N = 3$).

Детальный численный анализ системы (1) выходит за рамки настоящей работы. Расчеты ограничены выявлением областей определяющих параметров, которые характеризуются раз-

витыми хаотическими колебаниями с дифференциальным законом распределения плотности вероятности, близким к нормальному. Численный анализ проводился методом Рунге-Кутта с шагом интегрирования 0,05. Неизменяемые параметры имели значения: $m_{1n} = 1{,}2$; $m_{2n} = 0{,}5$; $q_n = 0{,}9$; $g_1 = 0{,}01$. Значения определяющих параметров: $g_2 \in [0{,}05; 1{,}8]$, $g_3 = g_2 + 0{,}2$. Изменяемым был параметр связи k. Значения определяющих параметров были выбраны в соответствии с результатами работы [4] с целью обеспечить наибольшее разнообразие колебательных режимов систем в случае двух и трех парциальных автогенераторов.

В обоих случаях для определения границ областей на плоскости параметров (g_2, k), отвечающих определенным видам колебаний, был построен последовательный ряд однопараметрических бифуркационных диаграмм при различных значениях параметра инерционности g_2 с шагом 0,2 для систем из двух и трех связанных парциальных автогенераторов. Выявленные области различных режимов для систем связанных автогенераторов сведены в виде двухпараметрической бифуркационной диаграммы (рис. 1). На диаграмме представлены колебательные режимы первого уровня. Тонкими линиями, цифрами и буквами обозначены области определенных видов колебаний для системы из двух связанных автогенераторов, жирными – для трех связанных автогенераторов.

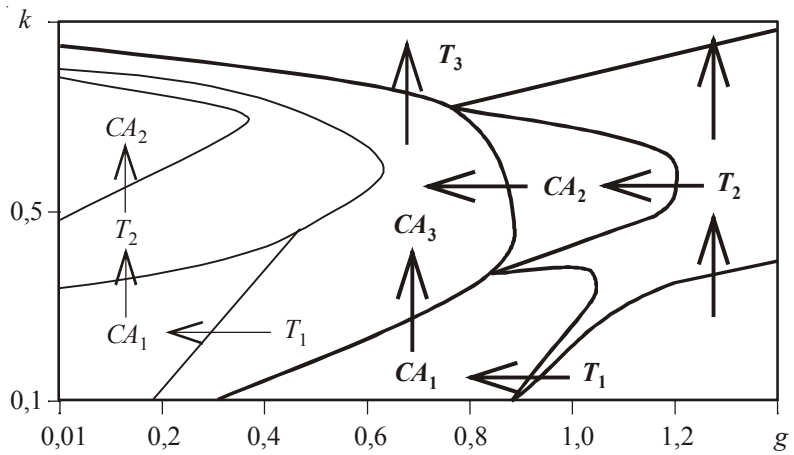


Рис. 1. Двухпараметрические диаграммы переходов в системе из двух (тонкие линии) и трёх (толстые линии) автогенераторов

На диаграмме введены обозначения: T_1, T_2, T_3 – устойчивые движения на базе одной, двух и трех мод; CA_1, CA_2, CA_3 – движение в фазовом пространстве системы типа «странный аттрактор» на базе одной, двух и трех мод соответственно. Структура двухпараметрической диаграммы демонстрирует практически все известные виды движений в фазовом пространстве, наблюдаемые в системах с конечным числом степеней свободы. Переходы к «странным аттракторам» в системах происходят через потерю устойчивости как предельных циклов, так и двух- и трехчастотных торов. Наблюдаются явления затягивания и переключения мод, проявляющиеся в чередовании «странных аттракторов» с различным целочисленным значением размерности.

Как видно из рисунка, система из двух связанных автогенераторов демонстрирует хаотическую динамику CA_2 в небольшой области определяющих параметров системы. Система из трех связанных автогенераторов обладает более расширенной зоной параметров, отвечающих хаотическим колебаниям вида CA_2 и CA_3. Важным является факт полного совпадения области существования CA_2 для системы из двух связанных автогенераторов и области развитого хаоса

для системы из трех автогенераторов. Это позволяет обеспечить дискретное управление хаотическим спектром системы из трех связанных автогенераторов за счет последовательного попарного включения парциальных автогенераторов.

Стоит отметить, что автономный режим работы парциальных автогенераторов во всех случаях соответствовал детерминированной динамике. Значения определяющих параметров на двухпараметрической диаграмме отвечали предельным циклам различной кратности в фазовых пространствах автономных парциальных автогенераторов [4]. Детерминированный характер автономной динамики парциальных автогенераторов позволяет снизить критерии к дестохастизирующим факторам в реальных системах.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Эксперименты по генерации хаотических колебаний в системе из трех связанных генераторов проводились в см-диапазоне длин волн. Парциальные автогенераторы представляли собой однотранзисторные генераторы детерминированных колебаний, построенные на основе мощного биполярного транзистора 2Т982А-2. Методика построения однотранзисторного автогенератора детально представлена в [5]. Эффективная полоса усиления каскада $П_n$ в режиме большого сигнала составляла 10 %. Необходимая величина связи между парциальными автогенераторами достигалась путем подсоединения их выходов к входам небалансного сумматора мощностей, построенного по планарной микрополосковой технологии. Топология согласующих элементов транзисторов и небалансного сумматора была выполнена на подложке из поликора толщиной 1 мм. Значения параметров небалансного сумматора мощностей аналогичны значениям последних для сумматора, описанного в [6], с той лишь разницей, что в данном случае используется сумматор типа многолучевой звезды. Сумматор обеспечивал значение коэффициента связи между соседними парциальными автогенераторами 0,2.

Настройка генератора системы из трех связанных однотранзисторных автогенераторов сводилась к экспериментальному нахождению напряжений питания транзисторов при варьировании согласующих элементов транзисторов за счет последовательного подключения настроечных площадок, когда в системе реализовывалась генерация хаотического сигнала с необходимыми параметрами. Процесс настройки был аналогичен [6], где описан синтез микроволнового хаотического генератора системы из двух связанных автогенераторов. Центральные частоты парциальных автогенераторов в системе из трех связанных автогенераторов составляли 3,18, 3,3 и 3,42 ГГц.

Характерные спектры мощности выходных сигналов системы на основе двух парциальных автогенераторов с частотами 3,18 и 3,3 ГГц при отключенном парциальном автогенераторе с центральной частотой 3,4 ГГц и описываемой системы из трех связанных автогенераторов представлены на рис. 2.

Рисунок показывает возможность дискретного регулирования спектра частот в системе из трех связанных автогенераторов путем последовательного отключения одного из парциальных автогенераторов. Так, на рис. 2, *а* представлена спектральная характеристика при отключенном парциальном автогенераторе с центральной частотой 3,4 ГГц. Эффективная полоса генерируемых хаотических колебаний в этом случае находилась в диапазоне примерно 3,14…3,34 ГГц. Интегральная мощность генерируемых хаотических колебаний составляла 0,89 Вт при неравномерности огибающей 4 дБ и КПД 12 %.

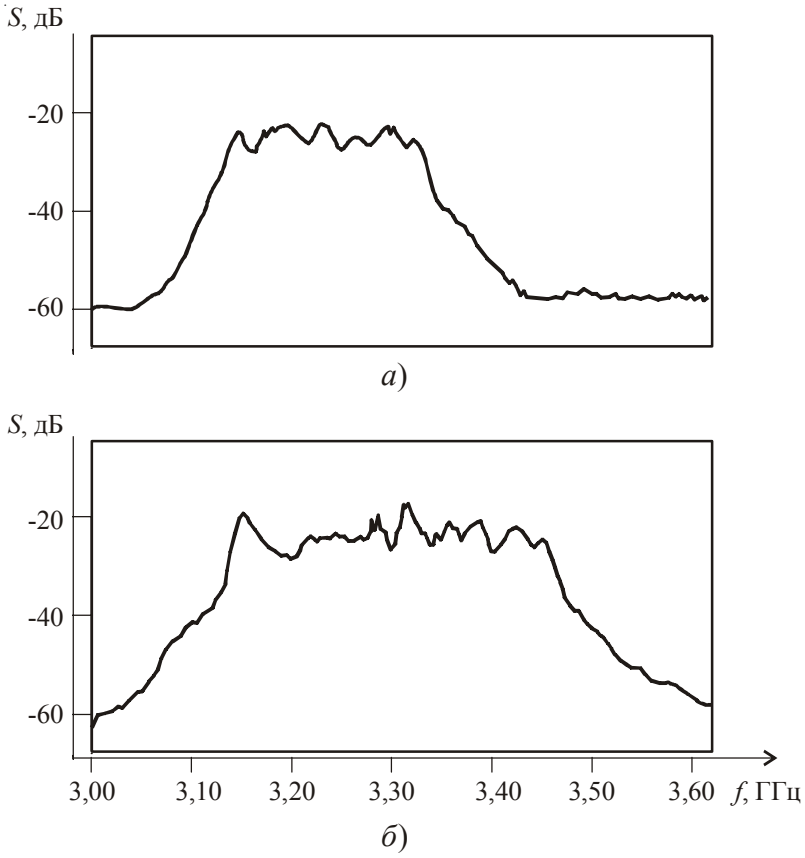


Рис. 2. Спектры хаотических колебаний в системе из двух (*а*) и трёх (*б*) связанных автогенераторов

Сравнение спектров двух и трех парциальных автогенераторов демонстрирует основное свойство систем связанных однотранзисторных автогенераторов – последовательное уширение эффективной полосы генерируемых хаотических колебаний П с увеличением числа парциальных автогенераторов *N*. Тогда для эффективной полосы колебаний справедливо выражение: $\Pi = \sum_{1}^{N} \Pi_n$. Увеличение количества парциальных автогенераторов приводит к сглаживанию огибающей спектра мощности, нормализации дифференциального закона распределения плотности вероятности и уменьшению влияния дестохастизирующих факторов. Максимальное количество парциальных автогенераторов в такой системе ограничено сверху взаимным согласованием активных и пассивных элементов системы связанных автогенераторов в целом, которое обычно имеет место в полосе частот $\Pi \leq 80\,\%$ от центральной частоты системы. Реальное значение П соответствует n = 7…8 для современных мощных биполярных транзисторов СВЧ, что составляет полосу генерируемых микроволновых колебаний 80 %.

На рис 2, *б* представлен спектр мощности генератора микроволнового хаоса с центральной частотой f = 3,3 ГГц и усреднённой спектральной плотностью генерируемых колебаний $3{,}9 \cdot 10^{-3}$ Вт/МГц. Интегральная мощность микроволнового хаотического сигнала составляла 1,37 Вт при КПД 10 %. Эффективная полоса генерируемых хаотических колебаний находилась в диапазоне примерно 3,14…3,46 ГГц. Неравномерность огибающей спектра мощности не превышала 5 дБ в указанном диапазоне частот.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные исследования позволили установить взаимооднозначное соответствие значений параметров динамических моделей из двух и трех связанных автогенераторов характеру колебательных режимов систем. Сравнительный анализ моделей и экспериментальных генераторов дал возможность выявить пути по созданию сверхширокополосных генераторов хаотических колебаний на мощных биполярных транзисторах СВЧ. В процессе проведённых исследований на базе мощного отечественного транзистора 2Т982А-2 реализован генератор хаотических колебаний микроволнового диапазона с дискретным регулированием спектра мощности, относительной шириной спектра мощности 13 % и спектральной плотностью генерируемых колебаний $3{,}9 \cdot 10^{-3}$ Вт/МГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Ebers, J. J.** Large-signal behavior of junction transistors / J. J. Ebers, J. L. Moll // Proc. IRE. – 1952. – Vol. 40. – P. 1401.

2. **Gummel, H. K.** An integral charge control model of bipolar transistors / H. K. Gummel, H. C. Poon // Bell Syst. Tech. J. – 1970. – Vol. 49. – P. 827.

3. **Зи, С.** Физика полупроводниковых приборов / С. Зи. – М.: Мир, 1984. – Кн. 1, ч. 2, гл. 3. – С. 190.

4. **Савельев, С. В.** Регулярная и хаотическая динамика генераторов сверхвысоких частот на биполярных транзисторах большой мощности / С. В. Савельев // РЭ. – 2004. – Т. 49, № 7. – С. 850–858.

5. **Савельев, С. В.** Микроволновые колебания в системе на мощном биполярном транзисторе / С. В. Савельев // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 2012. – Вып. 3 (514). – С. 41–45.

6. **Савельев, С. В.** Хаотические колебания микроволнового диапазона в системе двух связанных автогенераторов / С. В. Савельев // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 2012. – Вып. 4 (515). – С. 4–7.

Статья поступила 21 декабря 2012 г.

УДК 621.396.029.64

ЗАРУБЕЖНЫЕ И ОТЕЧЕСТВЕННЫЕ РАДИОЧАСТОТНЫЕ СОЕДИНИТЕЛИ. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ

К. Б. Джуринский, А. Н. Королев

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Рассматриваются зарубежные и отечественные радиочастотные соединители, а также основные тенденции их развития.

КС: радиочастотный соединитель, КСВН, потери, микрополосковая линия

Foreign and domestic radio frequency connectors and their development trends are being considered.

Keywords: radio frequency connector, VSWR, loss, microstrip line

1. ВВЕДЕНИЕ

Радиочастотный соединитель представляет собой заполненную диэлектриком коаксиальную линию с волновым сопротивлением, зависящим от соотношения диаметров проводников линии и от диэлектрической проницаемости диэлектрика. Это – электромеханическое устройство, обеспечивающее механическое и электрическое соединение радиочастотных кабелей между собой или с микрополосковой линией (МПЛ), а также внутриблочное и межблочное соединения частей устройства. Радиочастотные соединители обеспечивают ввод и вывод СВЧ-сигналов и поэтому являются неотъемлемыми компонентами большинства устройств микроэлектроники. В странах с развитой электроникой производство радиочастотных соединителей является самостоятельной областью техники. Количество появляющихся новых моделей соединителей увеличивается год от года. По данным Bishop & Associates, рынок радиочастотных соединителей динамично развивается начиная с 2002 года и на 2012 год прогнозируется в объеме 3 млрд долл.

Рассмотрению зарубежных и отечественных радиочастотных соединителей и посвящена данная работа.

2. ЗАРУБЕЖНЫЕ СОЕДИНИТЕЛИ

Казалось бы, в отечественных изделиях должны применяться и отечественные соединители. Более того, в изделиях военного назначения это зачастую обязательное требование. Однако в технически обоснованных случаях приходится применять и зарубежные соединители:

– при необходимости достижения высокого уровня выходных параметров разрабатываемых изделий. Не секрет, что зарубежные соединители по своим параметрам превосходят отечественные серийно выпускаемые аналоги либо их вообще не имеют;

– при создании изделий экспортного исполнения, когда требуется применение выходных соединителей (СВЧ-разъемов), адаптированных к зарубежной аппаратуре;

– при использовании зарубежной радиоизмерительной аппаратуры, выходные СВЧ-разъемы которой отличаются от отечественных разъемов.

За рубежом радиочастотные соединители выпускают более 150 крупных, средних и небольших компаний. Наиболее известные производители соединителей приведены ниже.

США: Molex RF/Microwave, Tyco Electronics Corp. (M/A-COM, Inc.), Amphenol Corp., Corning Gilbert Microwave Products, Inc., Southwest Microwave, Inc., SV Microwave, Inc., Johnson Components Inc., Micro-Mode Products, Inc., Dynawave Inc., Phoenix Comp., Delta Electronics MFG Corp., Fairview Microwave Inc. (ранее SM Electronics L.L.C), Pacific Aerospace & Electronics Inc./Souriau PA&E Inc., Sabritec Inc., Cristek Interconnects Inc., Applied Engineering Products, Inc., Coaxial Components (Coaxicom) Corp.

ГЕРМАНИЯ: Rosenberger Co., Spectrum Electrotechnik GmbH, GmbH Spinner Group, Telegartner GmbH, IMS Connector Systems.

ШВЕЙЦАРИЯ: Huber + Suhner AG, Lemo Croup.

ФРАНЦИЯ: Radiall Co.

ТАЙВАНЬ: Frontlynk Technology Inc., Chin Nan Precision Electronics Co., Ltd, Jyebao Co., Ltd.

РЕСПУБЛИКА КОРЕЯ: Giga Line Co., Ltd.

КИТАЙ: Shenzhen Sinrui Technology Co., Ltd.

ЯПОНИЯ: Anritsu Corp., Hirose Electronics Co., Honda Connectors PTE, Ltd, JC Electronics Corporation.

Бесспорными лидерами в этой области являются американские компании. Первый радиочастотный соединитель (UHF connector) был создан в American Phenolic Co (позднее компания Amphenol) в начале 40-х годов прошлого века. Но за точку отсчета все же следует принять 1958 год, когда J. Cheal из Bendix Research Laboratory (США) разработал миниатюрный соединитель с предельной частотой 10 ГГц. За прошедшие с того времени полвека было создано огромное количество соединителей разных типов. Все зарубежные соединители соответствуют требованиям стандарта MIL-C-39012, и их подразделяют на 7 групп (табл. 1).

Таблица 1

Группы соединителей

Соединитель	Тип
Ультраминиатюрные	IMP, UMP и др.
Микроминиатюрные	MMBX, MMCX, SMP, MMPX
Субминиатюрные	1,0/2,3; MCX; SMB; SMC; SMS; SMA; QMA; BMA
Миниатюрные	BNC, TNC, BNO, BNT
Средние	N, QN
Большие	7/16
Прецизионные	APC-3,5; APC-7; SK; 2,4-мм; 1,85-мм; 1,0-мм

Ключевыми факторами при выборе соединителя являются предельная частота, величины КСВН, прямых потерь и экранного затухания, особенности конструкции и механизм соединения с ответной частью, условия эксплуатации, тип применяемого радиочастотного кабеля и способ его заделки в соединитель. В зависимости от назначения важны также герметичность, рабочий диапазон температур и другие характеристики. Классификация радиочастотных соединителей представлена на рис.1 [1, 2].

Предельная частота

Соединители классифицируют в зависимости от их рабочего диапазона частот: 0...4; 0...12,4; 0...18; 0...40; 0...65 и 0...110 ГГц. Предельную частоту повышают за счет применения воздушной коаксиальной линии всё меньших размеров.

Предельные частоты 50-омных воздушных коаксиальных линий по данным международного стандарта IEE STD 287 приведены в табл. 2.

Таблица 2

Предельные частоты стандартных воздушных коаксиальных линий

Наружный диаметр линии, мм	7	3,5	2,92	2,4	1,85	1,0
Внутренний диаметр линии, мм	3,04	1,52	1,27	1,042	0,83	0,434
Теоретическая предельная частота, ГГц	19,4	38,8	46,5	56,5	73,3	135,7
Верхняя частота применения, ГГц	18	34	40	50	65	110

Назначение

Все выпускаемые соединители делятся на инструментальные, метрологические и общего применения. Соединители первых двух типов отличают наилучшие параметры согласования и высокая надежность. Требование герметичности к ним не предъявляют. Соединители для современных герметизированных устройств СВЧ должны быть герметичными с натеканием не более $10^{-9}\ldots10^{-11}$ м^3·Па/с.

К настоящему времени выпущена огромная номенклатура соединителей гражданского (коммерческие соединители) и военного применения: прямые и угловые, кабельные, приборные, для печатных плат и поверхностного монтажа, коаксиально-микрополосковые переходы (КМПП) и адаптеры.

В связи с развитием техники мобильной связи, компьютеров и периферийных устройств разработаны и широко применяются миниатюрные и микроминиатюрные соединители для печатных плат и поверхностного монтажа (табл. 3).

При их разработке был отвергнут традиционный опыт конструирования соединителей, монтируемых в стенку корпуса изделия, так как подобная конструкция несовместима с автоматизированной технологией посадки компонентов и не обеспечивает существенного увеличения производительности сборки и снижения стоимости изделий. Вывод энергии «розетка» устанавливают на контактные площадки платы. Коаксиальный соединитель «вилка» фиксируется в ней защелкиванием и после соединения может поворачиваться вместе с заделанным в него кабелем на 360 град.

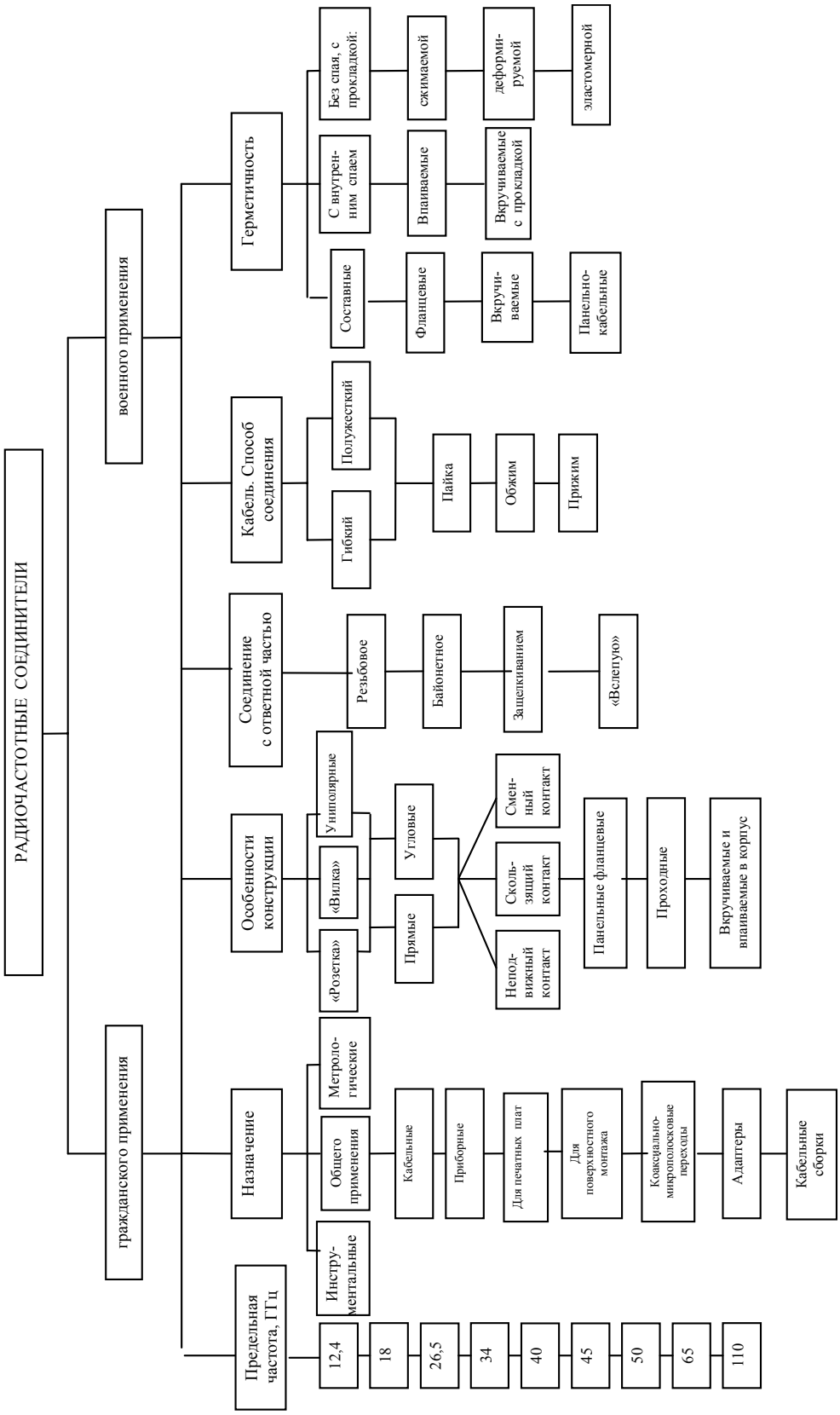


Рис. 1. Классификация радиочастотных соединителей

Таблица 3

Параметры миниатюрных и микроминиатюрных соединителей

Параметры соединителей	SMB	MCX	MMT	MMS	MMBX	UMP	IMP
Предельная частота, ГГц	4	6	8	6	12,4	6	6
Максимальный КСВН	1,35	1,13	1,15	1,35	1,2	1,28	1,23
Потери, дБ (на частоте *f*, ГГц)	0,25 (3)	0,15 (2)	$0{,}2\sqrt{f}$	0,2 (2)	–	$0{,}2\sqrt{f}$	
Экранное затухание, дБ, на частотах 2…3 ГГц	-55	-40	-30	-40			
Количество соединений и рассоединений	500			50	100	3000	20
Диапазон рабочих температур, °С	-65...+165	-55...+155	-55…+100	-40…+90	-55...+155	-40…+90	
Высота соединения, мм	16,45	10,5	6,9	5,2	–	2,6 3,0	2,0

По конструктивному исполнению и способу монтажа на печатные платы соединители делятся на 3 большие группы:

1. Соединители с установочными выводами, монтируемыми в отверстия печатных плат.
2. Соединители для монтажа непосредственно на поверхность печатной платы.
3. Концевые соединители, устанавливаемые на концах печатных плат.

Все компании – производители соединителей выпускают и широкую номенклатуру кабельных сборок. Такие сборки применяют в радиоэлектронной, радиоизмерительной и испытательной аппаратуре.

Кроме того, компании выпускают большое число адаптеров (переходов, переходников), обеспечивающих сочетание соединителей «розетка», «вилка» и униполярных одного или разных сечений коаксиального канала, а также соединителей с разной резьбой на корпусе (дюймовая или метрическая) и отличающихся способом соединения с ответной частью (резьбовое, байонетное или защелкивание). Адаптеры обеспечивают также увеличение ресурса соединений измерительных приборов.

Особенности конструкции

Зарубежные соединители отличаются по способу установки в корпус изделия. Так, выпускаются панельные фланцевые с двумя или четырьмя крепежными отверстиями; проходные, обычно «розетка», устанавливаемые в панель (корпус); вкручиваемые и впаиваемые в корпус КМПП и выводы энергии; составные, заменяемые в полевых условиях: сочетание металлостеклянного СВЧ-ввода и собственно соединителя (СВЧ-разъема).

Центральный проводник коаксиально-микрополосковых переходов и выводов энергии, соединяемый с МПЛ, может быть неподвижным, сменным или скользящим. Скользящий контакт находит все большее применение в соединителях, работающих на частотах выше 18 ГГц. Он представляет собой миниатюрную цангу из термически упрочненной бериллиевой бронзы, покрытой золотом, имеющую на одном конце лепесток для соединения с МПЛ. При сборке

такой контакт надевают на центральный проводник, а лепесток припаивают к МПЛ. Скользящий контакт обеспечивает защиту соединения центрального проводника КМПП с МПЛ от температурных, вибрационных и ударных воздействий.

Соединение с ответной частью

Наиболее часто в соединителях (N, SMC, SMA, K, 2,4-мм, 1,85-мм и 1,0-мм) применяется резьбовое соединение. На корпусе «розетки» выполнена резьба, а ответная «вилка» снабжена навинчиваемой гайкой. Зарубежные соединители с предельной частотой до 50 ГГц выполнены с дюймовой резьбой на корпусе. В соединителях с предельными частотами 50, 65 и 110 ГГц применена метрическая резьба M7×0,75-7g (табл. 4).

Таблица 4

Вид резьбы на корпусе зарубежных соединителей

Соединитель	Резьба	Отечественный аналог
SMA; APC-3,5; K	0,250-36 UNS-2A	M6×0,75-6g
N	0,625-24 UNEF-2A	M16×1-7g
SSMA; OSSP	0,190-36 UNS-2A	M5×0,8-6g
SMC	0,190-32 UNF-2A	
OS-50; APC-2,4; OS-65	M7×0,75-7g	M7×0,75-6g
APC-1,85; RPC-1,0		

При резьбовом соединении необходимо обеспечивать заданный момент закручивания накидной гайки (0,6…1,7 Н·м) для соединителей разных типов. Для этого служат специальные тарированные ключи.

Байонетное соединение использовано в соединителях типа BNC с предельной частотой 10 ГГц, а также в соединителях больших размеров (SHV, BNT, TPS).

Соединение защелкиванием (snap-on) применяют в соединителях SMB, MCX, MMT, SMP, мини-SMP. В устройствах с высокой плотностью монтажа оно обеспечивает многократное соединение и рассоединение печатных плат даже при значительной аксиальной и радиальной несоосности стыкуемой пары соединителей, а также минимальное расстояние между платами.

Среди всех защелкиваемых соединителей для микроэлектроники СВЧ в последнее время стали популярны соединители SMP и мини-SMP с предельными частотами 40 и 65 ГГц. Разработаны следующие конструктивные варианты соединения «snap-on» в этих соединителях:

– блокировка, используемая в соединителях, работающих в условиях жесткой вибрации. Для рассоединения «вилки» и «розетки» требуется специальный инструмент – экстрактор. Допускается до 100 циклов соединение-рассоединение;

– ограниченное защелкивание. Рассоединение пары соединителей не требует инструмента. Допустимое количество соединений-рассоединений – 500;

– скользящее соединение. Типичное применение этого варианта – соединение и рассоединение материнской и дочерней печатных плат. Допустимое количество соединений – 1000.

Соединители SMP с предельной частотой 40 ГГц представляют большой интерес для СВЧ-систем с плотной компоновкой (АФАР, радары и др.) – рис. 2.

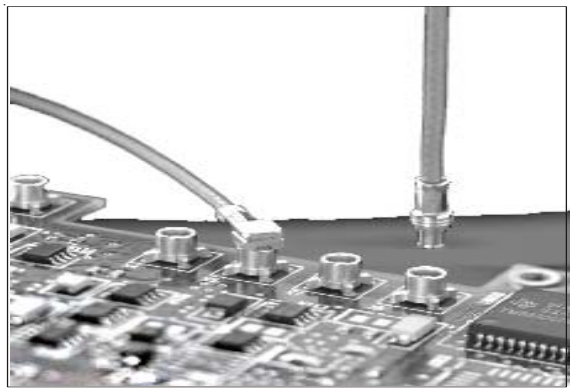


Рис. 2. Соединители SMP

Соединение «вслепую» (blind mate) применено в соединителях OSP и OSSP. Оно обеспечивает возможность многократного контактирования пары соединителей даже при их значительной несоосности.

В 2003 г. стали доступны пользователям соединители «quick-lock». Серия таких соединителей была создана альянсом Quick Lock Formula (QLF Alliance), в который вошли известные компании: Huber + Suhner, Radiall, Rosenberger, Amphenol. Механизм соединения «quick-lock» состоит из подпружиненного наружного проводника «вилки», в котором блокируется наружный проводник (со специальным буртиком) «розетки». Рассоединение происходит при отводе стопорной муфты на корпусе «вилки» (рис. 3).

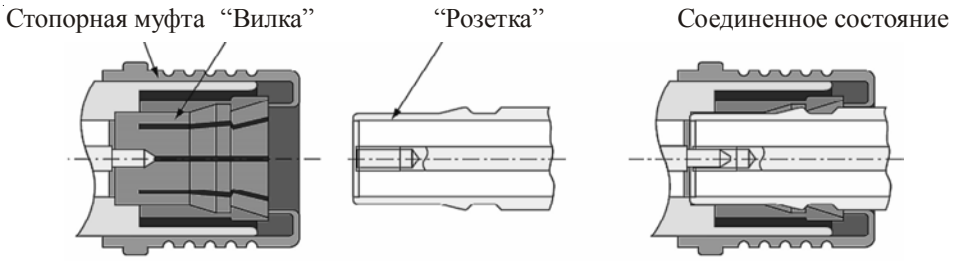


Рис. 3. Конструкция «вилки» и «розетки» соединителя «quick-lock»

Применение в соединителях QMA и QN нового механизма соединения «розетки» и «вилки» позволило не только уменьшить размеры, но и по сравнению с резьбовыми аналогами в 10 раз сократить время соединения (менее 2 с), и устранить необходимость в тарированных ключах. При этом «вилка» с заделанным в нее кабелем после соединения с «розеткой» может поворачиваться на 360 град.

Соединение «quick-lock» сочетает высокий уровень параметров, свойственный резьбовым соединителям, с возможностью простого и быстрого соединения и рассоединения «вилки» и «розетки» в соединителях с механизмом «snap-on». Поэтому такие соединители в настоящее время широко применяются в устройствах военного и гражданского назначения.

Следует подчеркнуть, что для сочетания стандартных резьбовых соединителей с байонетными и защелкиваемыми соединителями необходимо применять соответствующие адаптеры.

Кабель. Способ заделки в соединитель

Выбирать зарубежный кабельный соединитель необходимо с учетом соответствующего ему радиочастотного кабеля. Радиочастотные кабели за рубежом производят многие фирмы (Belden, Leoni, Huber + Suhner, Gore Microwave и др.). Гибкие кабели более удобны в применении, но их параметры хуже, чем у полужестких кабелей. Зарубежные фирмы приводят параметры кабельных соединителей только в сочетании с кабелем определенного типа. Например, базовый соединитель SMA рекомендуется применять с гибким кабелем на частотах до 12,4 ГГц, а с полужестким кабелем – до 18 и даже 26,5 ГГц. Соединители с предельными частотами выше 34 ГГц сочетаются только с полужесткими кабелями.

Заделку кабеля в соединитель осуществляют следующими способами: пайкой, прижимом (clamp) и обжимом с деформацией (crimp). Соединение «clamp» не столь надежно и воспроизводимо, как «crimp», но не требует специального инструмента и пригодно для полевых условий обслуживания.

Соединение внутренних и наружных проводников полужесткого кабеля и соединителя наиболее надежно методом пайки.

Ведущие фирмы – производители соединителей в своих каталогах и технической документации дают подробные инструкции по выбору кабеля и способу его заделки, а также предлагают наборы инструментов для этого.

Герметичность

Требование по герметичности предъявляют только к некоторым КМПП, выводам энергии и адаптерам. Само понятие «герметичность» без указания величины скорости натекания гелия (или другого газа) через соединитель не имеет смысла. Существуют два уровня герметичности соединителей:

1. Герметичность не регламентируется и поэтому не гарантируется. Обычно это соединители, герметизированные органическими диэлектриками.

2. Скорость натекания $1{,}3\cdot 10^{-9}\ldots 1{,}3\cdot 10^{-11}$ м^3·Па/с – высокий уровень герметичности (вакуумной плотности) соединителя. Наибольшее распространение за рубежом имеют составные соединители: миниатюрный герметичный металлостеклянный 50-омный ввод в сочетании с фланцевым разъемом. Реже встречаются соединители с внутренним металлостеклянным спаем, впаиваемые в корпус изделия или вкручиваемые и герметизируемые в нем при помощи металлической или эластичной прокладок.

Основные параметры соединителей

Основные параметры зарубежных соединителей приведены в табл. 5.

Таблица 5

Основные параметры зарубежных соединителей

Параметр	Соединитель											
	SMC	N	SMA	APC-3,5	2,9-мм				2,4-мм		1,85-мм	1,0-мм
					SSMA	OS-2,9	SMP	K	OS-2,4	APC-2,4	OS-65	RPC-1,0
Предельная частота, ГГц	10	11	18	34	40			45	50		65	110
Максимальный КСВН	1,6	1,3	1,2	1,15	1,25	1,25	1,5	1,4	1,3	1,25	1,3	1,28
Потери, дБ (на частоте f, ГГц)	0,25 (4)	0,15	$0,03\sqrt{f}$	0,09	0,25	$0,04\sqrt{f}$	$0,15\sqrt{f}$	$0,02\sqrt{f}$	$0,05\sqrt{f}$			$0,07\sqrt{f}$
Экранное затухание, дБ (на частоте f, ГГц)	-60 (3)	-90 (3)	-(90-f)	-90 (16)	-90		-80 (3)	-90	-(120-f)			
Допустимое количество соединений и рассоединений	500			1000	500	500			500			
Диапазон рабочих температур, °С	-60…+85	-60…+165		-40..+85	-55…+125		-60…+165		-55…+125			-40…+85

3. ОТЕЧЕСТВЕННЫЕ СОЕДИНИТЕЛИ

Разработку и выпуск радиочастотных соединителей в нашей стране осуществляют ряд предприятий: ФГУП ПО «Октябрь» (г. Каменск-Уральский), ОАО ЦНИИИА (г. Саратов), ФГУП НИПИ «Кварц» (г. Нижний Новгород), НПФ «Микран» (г. Томск), ООО «Амитрон» (г. Москва), ОАО «Иркутский релейный завод» (г. Иркутск), НПП «Спецкабель» (г. Москва), ФГУП «НПП «Исток» (г. Фрязино).

Отечественные соединители, применяемые в изделиях электронной техники, соответствуют требованиям ГОСТ 20265–83. Измерительные и метрологические соединители для радиоизмерительной аппаратуры выпускают по ГОСТ 13317–89.

Соответствие размеров коаксиальных линий и присоединительных размеров отечественных и зарубежных соединителей «вилка» (В) и «розетка» (Р) показано в табл. 6.

Таблица 6

Соответствие отечественных и зарубежных соединителей

Размеры коаксиальной линии, мм	Типы радиочастотных соединителей	
	Отечественные	Зарубежные
	ГОСТ 20265–83, ГОСТ 13317–89	MIL-C-39012
7/3,04	III (В, Р)	N, APC-7, RPC-7
4,1/1,27; 3,5/1,52	IX (В, Р)	SMA
3/0,94	Отсутствуют	SMC, SMB
2,92/1,27	Отсутствуют	2,9-мм (K; SMA-2,9; SMP; GPO и др.)
2,4/1,042	I (В, Р)	2,4-мм (APC-2,4; OS-50; RPC-2,4 и др.)
1,85/0,83	Отсутствуют	1,85-мм (APC-1,85; OS-65; VP; GPPO)
1/0,434	Отсутствуют	1,0-мм (APC-1,0; RPC-1,0)

Из семи стандартизованных за рубежом миниатюрных коаксиальных линий в отечественных стандартах отсутствуют четыре, что свидетельствует о нашем отставании в области соединителей, прежде всего, мм-диапазона длин волн.

В настоящее время состояние развития и возможности отечественных предприятий – производителей радиочастотных соединителей не позволяют в полной мере обеспечить потребности разработчиков при создании новых образцов техники СВЧ военного и гражданского назначения как по номенклатуре, так и по параметрам. Многие отечественные соединители уступают лучшим зарубежным аналогам в части конструктивных характеристик, диапазона рабочих частот, стойкости к внешним воздействующим факторам, надежности [1].

В плане перспективного развития отечественные предприятия в основном занимаются освоением производства наиболее применяемых зарубежных соединителей. Импортозамещение сдерживают нехватка высокоточного оборудования для изготовления деталей и технологической оснастки, отсутствие ряда необходимых отечественных материалов, нехватка специалистов высокой квалификации.

Рассмотрим радиочастотные соединители, выпускаемые отечественными предприятиями.

ФГУП ПО «Октябрь»

ФГУП ПО «Октябрь» – единственное в нашей стране предприятие с крупносерийным производством радиочастотных соединителей. Это предприятие выпускает огромную номенклатуру соединителей с волновым сопротивлением 50 Ом: около 250 негерметичных и 40 герметичных соединителей по техническим условиям ВРО 364.049 ТУ, ВРО 364.039 ТУ, ВРО 364.047 ТУ, ВРО 364.015 ТУ. Предельная частота выпускаемых соединителей – 18 ГГц. Предприятие поставляет соединители с приемкой 1, 5 и 9. Широкое применение в микроэлектронике СВЧ имеют герметичные КМПП СРГ-50-751ФВ (их часто называют «Град»), выпуск которых был освоен в начале 1980-х годов. Однако по основным параметрам они уступают зарубежным аналогам типа SMA, разработанным в США еще в 1962 году. Корпуса и центральные проводники этих и других соединителей ФГУП ПО «Октябрь» покрыты сплавом олово–висмут или никелем. Заметим, что даже в самых дешевых коммерческих зарубежных соединителях центральный проводник покрывают только золотом.

Правда, в последнее время ФГУП ПО «Октябрь» начал выпускать КМПП СРГ-50-751ФВ-1, в котором по требованию заказчиков гнездо покрыто золотом, однако центральный проводник по-прежнему покрыт сплавом олово–висмут. Кроме того, появились соединители СРГ-50-876ФВ и СРГ-50-876ФВМ, по своей конструкции и параметрам аналогичные СРГ-50-751ФВ, но отличающиеся видом резьбы на корпусе. Первый из них выполнен с дюймовой резьбой 0.250-36UNS-2A на всей длине корпуса. Во втором – часть резьбы метрическая М6×0,75 (для установки в корпус отечественного изделия), а выходная часть – дюймовая (для сочетания с зарубежными кабельными соединителями без применения адаптеров).

К сожалению, многие соединители ФГУП ПО «Октябрь» по своим параметрам и конструктивному исполнению уступают зарубежным аналогам и не полностью соответствуют требованиям современной микроэлектроники СВЧ. Однако в последнее время положение меняется в лучшую сторону. ФГУП ПО «Октябрь» проводит работу по совершенствованию выпускаемых соединителей, а также планирует создание соединителей с рабочими предельными частотами 40, 50 и 65 ГГц. Предприятие оснащается современным механообрабатывающим и технологическим оборудованием, выросло количество специалистов. Это должно позволить ФГУП ПО «Октябрь» выйти на более высокий уровень производства радиочастотных соединителей.

ОАО ЦНИИИА

ОАО ЦНИИИА разрабатывает и выпускает в небольших количествах в основном измерительные радиочастотные соединители в диапазоне частот до 50 ГГц. Они являются аналогами зарубежных соединителей SMA, APC-7, APC-3,5 и APC-2,4, однако по комплексу параметров уступают аналогам. Разработаны кабельные соединители типов III, IX, I, коаксиально-микрополосковые переходы в диапазоне частот 0…37,5 ГГц для 50-омной МПЛ и адаптеры для обеспечения совместимости с отечественными и зарубежными соединителями. Соединители выпускают как с резьбовым, так и с фланцевым соединением с корпусами изделий. Соединители СМА-3, СМА-4 и СМА-6 работают в диапазоне частот 0…18 ГГц, а СМА-5 – в диапазоне частот 0…26,5 ГГц. Соединители СМА-7 и СМА-9 имеют расширенный диапазон частот (0…37,5 ГГц). Максимальные прямые потери пары соединителей всех типов с тестовой микрополосковой линией составляют 0,5 дБ в диапазоне частот 0…12,5 ГГц, 1,2 дБ – 15…18 ГГц и 1,8 дБ – 18…26,5 ГГц.

ФГУП НИПИ «Кварц»

Нижегородский научно-исследовательский приборостроительный институт «Кварц» специализируется в области научных исследований, разработки и производства радиоизмерительной аппаратуры в диапазоне частот до 50 ГГц. Для этой аппаратуры используются отечественные соединители типов I, III, IX (ГОСТ 13317–89), а также зарубежные соединители типов N, SMA, 3,5-мм 2,4-мм.

ФГУП НИПИ «Кварц» разработал достаточно широкую номенклатуру коаксиальных переходов (адаптеров) для применения в аппаратуре общего и специального назначения. Среди них 23 типа переходов для различных сочетаний зарубежных соединителей (N, SMA, 2,4-мм и SMB) и 30 типов отечественных переходов (ГОСТ 13317–89).

Особый интерес представляют кабельные соединители и адаптеры типа I для диапазона частот 0…50 ГГц (канал – 2,4/1,042 мм). Эти соединители, как и их зарубежные аналоги – 2,4-мм соединители, выполнены с метрической резьбой М7×0,75 на корпусе и поэтому совместимы между собой без применения адаптеров. Для применения в разработанных соединителях создан радиочастотный кабель РК50-1,5-216 с диаметром центрального проводника 0,51 мм. Центральный проводник кабеля служит внутренним проводником кабельного соединителя «вилка» и непосредственно вставляется в гнездовой контакт соединителя «розетка».

НПФ «Микран»

В настоящее время НПФ «Микран» входит в число лидеров среди отечественных производителей измерительной аппаратуры СВЧ-диапазона (0…40 ГГц, ведутся работы до 60 ГГц) и прецизионных аксессуаров СВЧ-тракта. НПФ «Микран» разработал и выпускает:

– коаксиально-микрополосковые переходы типа IX с метрической и дюймовой резьбой (аналоги зарубежных переходов SMA), 18 моделей;

– внутриканальные и межканальные адаптеры III и IX типов, 26 моделей;

– адаптеры серии ПКН, с усиленными соединителями для векторных анализаторов цепей – аналоги зарубежных соединителей NMD;

– согласованные и несогласованные нагрузки;

– коаксиально-волноводные переходы в диапазоне частот 8,15…37,5 ГГц, 16 моделей;

– измерительные кабельные сборки (в плане до 50 ГГц).

Герметичные КМПП, аналогичные серийно выпускаемым переходам СРГ-50-751ФВ, имеют КСВН не более 1,2 в диапазоне частот 0…10 ГГц и 1,5 на частотах 10…18 ГГц. Кроме того, налажен выпуск кабельных сборок с отечественными (РК50-1,5-22С, РК50-2-25 и др.) и зарубежными (RG-174/U, RG-58/U и др.) кабелями. Кабели армированы на концах соединителями типов IX или III в различных сочетаниях для применения в радиоэлектронных устройствах, антенно-фидерных трактах СВЧ-диапазона, отечественной и зарубежной измерительной и испытательной аппаратуре. Представляет интерес работа этого предприятия по созданию соединителей типа I (канал 2,4×1,042 мм) с предельной частотой 50 ГГц и адаптеров на их основе.

ООО «Амитрон»

ООО «Амитрон» рекламирует широкую номенклатуру радиочастотных соединителей. Среди них зарубежные соединители наиболее известных серий: SMA (120 моделей, в том числе обратной полярности более 20), N (около 100 моделей), BNC (28), TNC (36), 7/16 (8) и некото-

рые другие. В каталоге ООО «Амитрон» представлены соединители с предельной частотой от 18 до 40 ГГц: SSMA – 16 моделей, BMA – серия из 33 моделей, по 8 моделей соединителей K (40 ГГц) и APC 3,5 (33 ГГц).

Предприятие предлагает миниатюрные зарубежные соединители типов MCX, MMCX, SMB, SSMB, SMC, а также приборную «вилку» и адаптер SMP. Кроме того, в каталоге ООО «Амитрон» представлены необходимые внутриканальные и межканальные адаптеры для сочетания с отечественными и зарубежными соединителями.

Среди выпускаемых отечественных соединителей кабельные и приборно-кабельные соединители типа III (13 моделей), а также коаксиально-микрополосковые переходы, аналогичные СРГ-50-751 ФВ (2 модели) и СРГ-50-716 ФВ.

НПП «Спецкабель»

НПП «Спецкабель» производит большое число радиочастотных кабелей и кабельных сборок для систем радиосвязи, телевидения, радиоэлектронной, измерительной и испытательной аппаратуры. Наряду с этим предприятие разработало в основном негерметичные радиочастотные соединители, среди которых прямые и угловые кабельные и приборно-кабельные «вилка» и «розетка» III и IX типов – более 20 моделей.

НПП «Спецкабель» выпускает серию кабельных сборок на основе отечественных и зарубежных гибких и полужестких кабелей. Кабель армирован на концах отечественными соединителями типов III и IX, а также зарубежными соединителями типов N, BNC, TNC, SMA, SMP при их различном сочетании. Рабочий диапазон частот таких сборок – 0…40 ГГц, максимальный КСВН – 1,2…1,5 в зависимости от типа соединителей и марки кабеля. Длина сборок – от 0,05 до 50 м. Сборки соответствуют требованиям стандарта МЭК 60966-1. Они нашли применение в различных типах радиоизмерительной и испытательной аппаратуры, используются для связи фидерных кабелей и антенн, в базовых станциях сотовой связи. Достижением НПП «Спецкабель» является разработка и выпуск соединителей, кабельных сборок и адаптеров, совместимых с зарубежными аналогами.

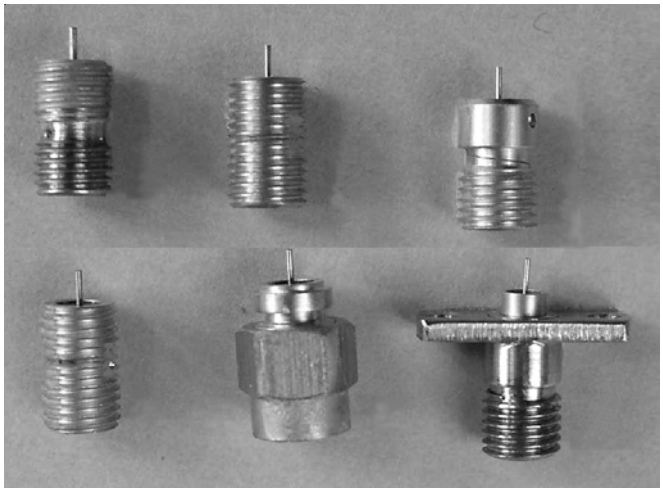
ОАО «Иркутский релейный завод» (ОАО «ИРЗ»)

ОАО «ИРЗ» выполнил разработку коаксиально-микрополосковых переходов типа «Град», имеющих лучшие параметры по сравнению с параметрами серийно выпускаемых переходов СРГ-50-751 ФВ. Это предприятие может серийно выпускать разработанные переходы с приемкой 5.

ФГУП «НПП «Исток»

ФГУП «НПП «Исток» с 1981 года разрабатывает и выпускает небольшими партиями приборные резьбовые радиочастотные соединители (рис. 4).

В конце 1980-х годов были разработаны оригинальные (патент 1764477 РФ) герметичные коаксиально-микрополосковые переходы «розетка» (ТС2.236.072 и ТС2.236.072-01) и «вилка» (ТС2.236.074) с воздушной коаксиальной линией 3,5/1,52 мм, имеющие предельную рабочую частоту 36 ГГц. Корпус и центральный проводник переходов покрыты износостойким сплавом золото–кобальт, внутренний гнездовой проводник – сплавом палладий–никель. Соединители имеют повышенные радиационную стойкость и температуру кратковременного нагрева при пайке в корпуса изделий.



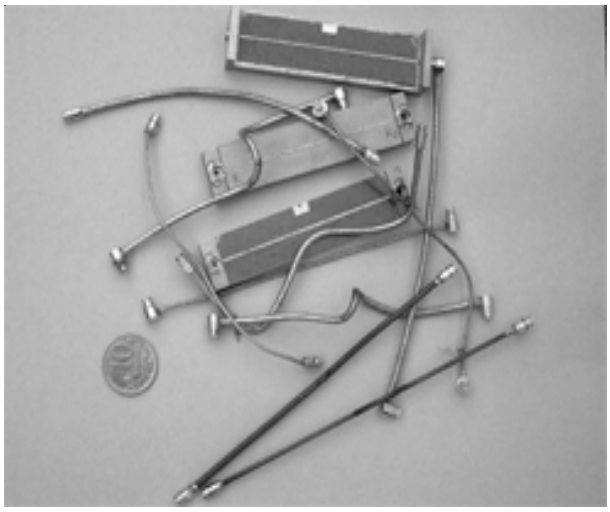


Рис. 4. Соединители ФГУП «НПП «Исток»

Разработаны фланцевые составные коаксиально-микрополосковые переходы КРПГ.434511.004/04 с СВЧ-вводами КРПГ.433434.015/03 (диаметр центрального проводника – 0,4 и 0,5 мм). В 2006 году были созданы коаксиально-микрополосковые переходы КРПГ.434511.015 (тип IX, «розетка») с улучшенными параметрами, предназначенные для замены зарубежных соединителей SMA и отечественных КМПП СРГ-50-751ФВ. Также были разработаны составные фланцевые переходы КРПГ.434511.016 (тип III, «розетка») и герметичные адаптеры «розетка» – «розетка» (тип IX) с предельной частотой 18 ГГц. В качестве ответной кабельной «вилки» для всех КМПП используют стандартные «вилки», выпускаемые ФГУП ПО «Октябрь».

По комплексу параметров разработанные коаксиально-микрополосковые переходы соответствуют зарубежным аналогам.

Кроме того, разработаны соединители КРПГ.434511.009/010, предназначенные для работы на частотах до 18 ГГц при окружающем давлении до 100 атм.

В 2010 – 2012 гг. ФГУП «НПП «Исток» совместно с ЗАО «Радиант-Элком» и Иркутским релейным заводом выполнил работу по созданию серии импортозамещающих миниатюрных защелкиваемых соединителей типа SMP с предельной частотой 40 ГГц (КРПГ.434511.019 ТУ). Разработаны следующие модификации этих соединителей:

– «вилка» приборная герметичная КРПГ.433434.054;

– кабельные соединители «розетка» прямые КРПГ.434511.020/02 и угловые КРПГ.434511.019/02 под полужесткие зарубежные и отечественные кабели;

– «вилка» для поверхностного монтажа КРПГ.434511.018;

– герметичный приборный адаптер «вилка» – «вилка», не имеющий зарубежных аналогов.

Разработанные соединители предназначены для применения в модулях с плотной компоновкой на частотах от 18 до 40 ГГц и являются аналогами соединителей SMP фирмы «Rosenberger».

Основные параметры стандартных соединителей ФГУП «НПП «Исток» приведены в табл. 7, а разработанных соединителей SMP – в табл. 8.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные тенденции развития радиочастотных соединителей: разработка новых оригинальных конструктивных решений, создание качественных материалов для соединителей, разработка новых технологических процессов их изготовления, обеспечение снижения степени воздействия внешних факторов, разработка новых методов монтажа соединителей в изделия.

Ведущие зарубежные фирмы вкладывают большие средства в создание все новых и новых соединителей. К сожалению, в нашей стране этому до сих пор уделяется недостаточное внимание. Промышленность продолжает выпускать ряд морально и технически устаревших соединителей, разработанных многие десятилетия тому назад. Отсутствует целевая программа развития радиочастотных соединителей на ближайшие годы, объединяющая усилия немногочисленных коллективов, работающих в этом направлении. А без создания современной базы коаксиальных радиокомпонентов невозможен прогресс микроэлектроники в нашей стране.

Таблица 7

Параметры приборных резьбовых соединителей, выпускаемых на ФГУП «НПП «Исток»

Обозначение соединителя, ТУ	Максимальный КСВН в диапазоне частот, ГГц			Потери, дБ	Экранное затухание, дБ	Масса, г
	0…10	0…18	0…36			
ТС2.236.072 – КМПП «розетка», ТС0.223.014 ТУ	1,10	1,25	1,40	0,25	-90	1,2
ТС2.236.072-01 – КМПП «розетка», ТС0.223.014 ТУ	1,10	1,25	1,40	0,25	-90	1,2
ТС2.236.074 – КМПП «вилка», ТС0.223.020 ТУ	1,15	1,30	1,43	0,30	-90	2,4
КРПГ.434511.004/04 – КМПП «розетка» с СВЧ-вводом КРПГ.433434.015/03, КРПГ.434511.004 ТУ	1,20	1,35	–	0,30	-60	2,0
КРПГ.468562.024 – адаптер «вилка» – «вилка», КРПГ.468562.024 ТУ	1,25	1,35	–	0,30	-60	1,8
КРПГ.434511.015 – КМПП «розетка», КРПГ.434511.015 ТУ	1,15	1,30	18,0	0,30	-60	1,2
КРПГ.434511.016 – КМПП «розетка» с СВЧ-вводом КРПГ.433434.048, КРПГ.434511.016 ТУ	1,20	1,30	18,0	0,30	-60	25

Таблица 8

Параметры соединителей SMP, выпускаемых на ФГУП «НПП «Исток»

Обозначение	Предельная частота, ГГц	Максимальный КСВН	Потери, дБ	Экранное затухание, дБ
КРПГ.433434.054 – вывод приборный «розетка» КРПГ.434511.021 – адаптер «вилка» – «вилка»	40,0	1,40	0,40	-65
Прямые кабельные соединители «розетка»: КРПГ.434511.020 – кабель 047′ КРПГ.434511.020-01 – кабели РК50-1-23 и РК50-1-24 КРПГ.434511.020-02 – кабели 0,085′, РК50-1,5-22	40,0	1,40	0,45	-65
Угловые кабельные соединители «розетка»: КРПГ.434511.019 – кабель 0,047′ КРПГ.434511.019-01 – кабели РК50-1-23, РК50-1-24 КРПГ.434511.019-02 – кабели 0,085′, РК50-1,5-22	26,5	1,45	0,40	-65
КРПГ.434511.018 – «вилка» для поверхностного монтажа	20,0	1,50	0,40	-65

ЛИТЕРАТУРА

1. **«Новые отечественные разработки электрических и оптических соединителей – состояние, проблемы, перспективы развития, опыт разработки и применения», научно-технический семинар-совещание (2010, Москва).** Научно-технический семинар-совещание «Новые отечественные разработки электрических и оптических соединителей – состояние, проблемы, перспективы развития, опыт разработки и применения», ноябрь 2010 г., Москва: материалы.

2. **Джуринский, К. Б.** Миниатюрные коаксиальные радиокомпоненты для микроэлектроники СВЧ / К. Б. Джуринский. – М.: Техносфера, 2006.

Статья поступила 1 февраля 2013 г.

НОВЫЕ КНИГИ

МАГДА Ю.С. **Программирование и отладка C/C++ приложений для микроконтроллеров ARM**. – М.: ДМК Пресс, 2012. – 168 с.

В книге рассмотрены практические аспекты программирования приложений для популярной микропроцессорной платформы ARM.

Материал книги имеет сугубо практическое направление, поэтому в ней приведено множество примеров, иллюстрирующих те или иные подходы при создании программ. Основной упор сделан на практические методы программирования задач на языке программирования C/C++ , а также на решение проблем при отладке программ. Создание эффективного программного кода невозможно без применения тех или иных механизмов оптимизации, начиная с разработки эффективного кода в C/C++ и заканчивая низкоуровневой оптимизацией на уровне команд процессора, поэтому значительная часть материала книги посвящена практическим методам оптимизации приложений.

Для разработки, отладки и оптимизации демонстрационных приложений книги используется свободно распространяемая версия инструментального пакета фирм

УДК 621.31

ЧИСЛЕННЫЙ СТАТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ КОНТАКТНОГО РАДИОЧАСТОТНОГО МЭМС-ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ

А. Ю. Лебедева, И. А. Воронцов, И. Ю. Поздняков, Г. И. Турканов, А. В. Гуляев

ОАО «Базовые технологии», г. Москва

М. П. Духновский, Е. Н. Куликов

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Рассматривается конструкция контактного радиочастотного (РЧ) МЭМС-переключателя, в котором алмазный кантилевер выполняет функцию подвижного электрода, замыкающего копланарную линию передачи. В качестве проводника выступают легированные области алмаза, а для лучшей проводимости на контактную область переключателя напылен слой золота. Исследуются характеристики рассматриваемой конструкции РЧ МЭМС-переключателя, дается аналитическая оценка его статических параметров, проводится численное исследование деформации кантилевера при приложении электростатических сил с помощью программного комплекса ANSYS Mechanical 14.0 в статической постановке.

КС: радиочастотный МЭМС-переключатель, математическое моделирование, ANSYS Mechanical

The paper considers the design of RF MEMS contact switch with a diamond cantilever beam used as a movable electrode that closes a CPW transmission line. The doped areas of the diamond act as conductors. A layer of gold is sputtered on the contact area for better conductivity. The paper contains theoretical research of the parameters of RF MEMS under study and includes analytical estimation of switch static parameters as well as numerical study of cantilever deformation under the influence of electrostatic forces by means of ANSYS Mechanical 14.0 in a static statement.

Keywords: RF MEMS switch, numerical modeling, ANSYS Mechanical

1. ВВЕДЕНИЕ

Микроэлектромеханические системы (МЭМС) разрабатываются с 1970-х годов для применений в датчиках давления и температуры, акселерометрах, газовых хроматографах и других измерительных приборах [1]. Первые МЭМС-переключатели для низкочастотных применений появились в начале 1980-х годов [2], но долгое время представляли исключительно научный интерес. МЭМС-переключатель – это устройство небольшого размера, в котором механические перемещения используются для замыкания или размыкания линии передачи. В 1990 – 1991 гг. был разработан первый МЭМС-переключатель, предназначенный специально для микроволновых применений.

В последнее время интерес к радиочастотным (РЧ) МЭМС-переключателям значительно возрос в связи с их высоким коммерческим и военно-промышленным потенциалом. Данные устройства значительно превосходят аналогичные активные компоненты, к которым относятся

полевые транзисторы и *p–i–n*-диоды, по таким показателям, как уровень потерь на высоких частотах, линейность и потребление мощности [3]. РЧ МЭМС-переключатель, по сути, пассивное устройство, поэтому его можно использовать для создания маломощных перестраиваемых фильтров и аттенюаторов, сетей согласования импеданса, цифровых фазовращателей и схем переключения с низкими потерями [4]. В то же время его можно с легкостью интегрировать в микрополосковые, щелевые и копланарные волноводы методом поверхностной микрообработки.

Неотъемлемой частью разработки конструкции любых МЭМС являются теоретические исследования с целью определения их параметров. Подобные исследования включают в себя как аналитические оценки, так и проведение прямого численного моделирования с использованием адекватных математических моделей и вычислительных алгоритмов, реализованных в пакетах прикладных программ.

При отсутствии упрощающих предположений о геометрии электростатических МЭМС их функционирование наиболее достоверно описывается нелинейными многомерными дифференциальными уравнениями в частных производных [5], для решения которых необходимо применять специализированные программные пакеты, реализующие затратные с вычислительной точки зрения конечно-элементные или конечно-разностные подходы. В то же время для оценки основных интегральных характеристик РЧ МЭМС-переключателей в первом приближении применяются аналитические подходы. Однако их область применения ограничена относительно простыми геометрическими формами конструкции. Существуют также модели промежуточного уровня, основанные на упрощениях полной системы дифференциальных уравнений [6].

При разработке РЧ МЭМС-переключателей актуальна задача численной оценки как можно более широкого перечня рабочих характеристик. Целью настоящей работы является теоретическая оценка величины минимального напряжения активации РЧ МЭМС-переключателя рассматриваемой конструкции с использованием аналитического подхода и прямого численного моделирования средствами программного комплекса ANSYS Mechanical 14.0 (далее – ANSYS).

2. КОНСТРУКЦИЯ КОНТАКТНОГО РЧ МЭМС-ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ

В настоящей работе рассматривается конструкция контактного РЧ МЭМС-переключателя, изображенная на рис. 1, в которой применяются следующие три материала: алмаз, легированный алмаз и золото. Алмаз выступает диэлектриком, в качестве проводников используется легированный алмаз, а напыление золота улучшает проводящие качества линии передачи. Геометрические параметры конструкции указаны в табл. 1.

На алмазной подложке расположена копланарная линия передачи, состоящая из центральной линии, которую при активации замыкает переключатель, и двух заземленных боковых линий, находящихся в одной плоскости с центральной и не изображенных на рис. 1. Линии представляют собой легированные области алмаза. При этом центральная линия имеет разрыв.

Алмазный кантилевер имеет узкую и широкую прямоугольные части: узкой частью кантилевер закреплен на подложке, а широкой нависает над разрывом в центральной линии. Под кантилевером на подложке находится электростатический управляющий электрод, выполненный также в виде легированных областей алмаза в подложке и изолированный от заземленной боковой линии. Область кантилевера, расположенная над управляющим электродом, заземлена и является легированным алмазом.

Таблица 1

Геометрические параметры конструкции контактного РЧ МЭМС-переключателя

Параметр	Обозначение	Значение, мкм
Длина узкой части кантилевера	l_1	10
Длина широкой части кантилевера	l_2	10
Ширина узкой части кантилевера	w_1	3
Ширина широкой части кантилевера	w_2	6
Ширина управляющего электрода	w_{el}	6
Ширина линии	w_{line}	2
Начальный зазор между кантилевером и подложкой	g_0	0,2
Толщина алмазного кантилевера	t_{cant}	0,1
Толщина легированной области алмаза на кантилевере	$t_{conduct}$	0,1
Толщина слоя золота на кантилевере и на линии	t_{gold}	0,1

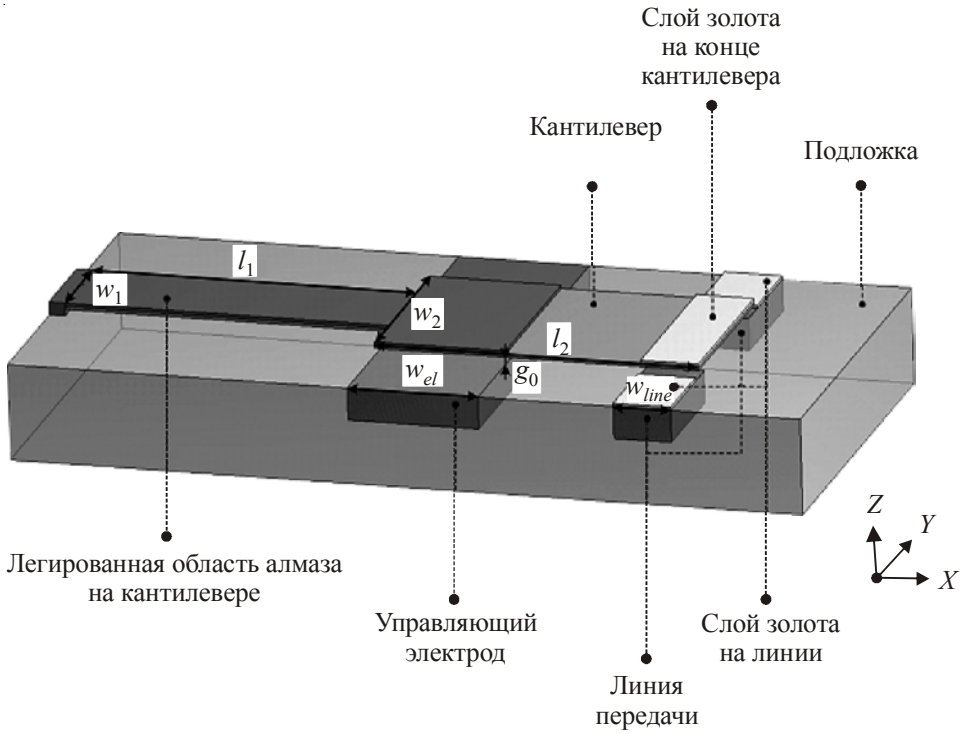


Рис. 1. Конструкция контактного РЧ МЭМС-переключателя

Область широкой части кантилевера, входящая при замыкании переключателя в контакт с центральной линией, легирована и покрыта сверху слоем золота. Часть центральной линии, не соприкасающаяся с кантилевером при его замыкании, также покрыта слоем золота.

Свойства материалов, которые использовались в моделировании, приведены в табл. 2.

Таблица 2

Свойства материалов

Параметр	Материал		
	Алмаз	Легированный алмаз	Золото
Модуль Юнга, ГПа	1 050	850	80
Коэффициент Пуассона	0,2	0,2	0,42

Основное преимущество описанной конструкции перед другими контактными переключателями [7, 8] состоит в использовании в качестве проводника легированного алмаза, а не металлов. Таким образом, удается избежать “залипания” контактов и их быстрого износа [1, 9]. Алмаз значительно превосходит металл по своим прочностным характеристикам и в то же время имеет значительно меньшую плотность.

Технологическая реализация данной конструкции включает локальную ионную имплантацию алмаза [10] для создания проводящих линий и аморфизованных «жертвенных слоев» под кантилевером, удаляемых химическим травлением, а также напыление металлизации в вакууме [11].

3. АНАЛИТИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА МИНИМАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ АКТИВАЦИИ

Для описания поведения электростатических контактных РЧ МЭМС-переключателей используется модель плоского конденсатора, в котором в качестве обкладок выступают управляющий электрод и проводящая поверхность кантилевера. При подаче напряжения к управляющему электроду возникает действующая на кантилевер вертикально вниз сила [12]

$$F_{el} = \frac{\varepsilon_0 S V^2}{2g^2}, \tag{1}$$

где ε_0 – диэлектрическая постоянная; $S = w_{el}w_2$ – площадь управляющего электрода (обозначения геометрических параметров смотри на рис. 1 и в табл. 1); V – подаваемое на управляющий электрод напряжение; g – зазор между кантилевером и электродом. Отметим, что в уравнении (1) не учитываются диэлектрические свойства алмазного кантилевера, расположенного между проводящим слоем и управляющим электродом.

Под действием электростатической силы кантилевер деформируется, и возникает упругая сила реакции кантилевера F_r. Поскольку деформации кантилевера невелики по сравнению с его длиной и шириной (максимальная возможная деформация $g_0 << l, w_1, w_2$), то можно считать, что сила упругости связана с величиной деформации законом Гука:

$$F_r = k(g_0 - g), \tag{2}$$

где k – эффективная жесткость кантилевера.

Если отобразить на одном графике зависимости силы упругости и электростатических сил при различных напряжениях от величины зазора (рис. 2), то видно, что существует минимальное напряжение, при котором электростатическая сила превышает силу упругости во всем ди-

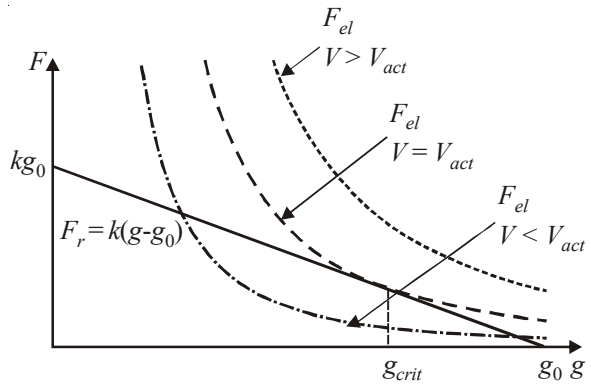


Рис. 2. Сила упругости и электростатическая сила при различных напряжениях в зависимости от величины зазора между кантилевером и электродом

апазоне возможных расстояний между кантилевером и электродом (0, g_0), и, следовательно, гарантирована активация переключателя.

Для поиска минимального напряжения активации найдем g_{crit} – критическую точку, в которой равны электростатическая сила и сила упругости, а также их первые производные по g:

$$\frac{\varepsilon_0 S V^2}{2g^2} = k(g_0 - g), \tag{3}$$

$$-\frac{\varepsilon_0 S V^2}{g^2} = -k. \tag{4}$$

В результате решения уравнений (3) – (4) получается, что критическое положение кантилевера не зависит от его конструкции и $g_{crit} = (2/3)g_0$. Отметим, что в критическом положении равновесное состояние кантилевера неустойчиво и, как следует из рис. 2, вывод его из состояния равновесия ведет к активации переключателя. Минимальное напряжение активации выражается из (3) с учетом найденной критической величины зазора:

$$V_{act} = V(g_{crit}) = \sqrt{\frac{8kg_0^2}{27\varepsilon_0 S}}. \tag{5}$$

Определение эффективной жесткости, входящей в формулу (5), в случае кантилевера с переменным поперечным сечением представляет собой сложную задачу. Подробно вопрос расчета жесткости разных типов МЭМС-переключателей рассматривается в известной работе Rebeiz G. M. [1], в том числе дается оценка жесткости конструкции, исследуемой в настоящей работе. Эта оценка исходит из предположений, что электростатическая сила сконцентрирована на правом конце узкой части кантилевера и под ее воздействием деформируется только эта часть кантилевера. Тогда эффективная жесткость кантилевера определяется как

$$k = \frac{E w_1 t^2}{4 l_1^2}, \tag{6}$$

где $t = t_{cant} + t_{conduct}$ – толщина узкой части кантилевера с учетом легированного слоя; E – модуль Юнга алмаза. Полученное при такой жесткости с помощью формулы (5) минимальное напряжение активации V_{act} составляет около 7 В.

4. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОГИБА КАНТИЛЕВЕРА В ПРОГРАММНОМ КОМПЛЕКСЕ ANSYS MECHANICAL 14.0 В СТАТИЧЕСКОЙ ПОСТАНОВКЕ

Общие сведения о моделировании в среде ANSYS Mechanical 14.0

Программное обеспечение ANSYS де-факто является наиболее употребительным в мире средством численного моделирования широкого спектра задач механики сплошной среды методом конечных элементов. Численные исследования с помощью конечно-элементного подхода являются удобным и распространенным инструментом оптимизации конструкции МЭМС с целью достижения требуемых характеристик. Например, такой инструментарий позволил в [4] определить оптимальные геометрические размеры конструкции.

Геометрическая область (одно-, двух- или трехмерная), соответствующая исследуемому устройству, разбивается на конечное число элементов: отрезков в одномерном случае, многоугольников (обычно треугольников или четырехугольников) в двумерном случае и элементарных объемов в трехмерном случае. В качестве элементарных объемов могут выступать тетраэдры, четырехугольные пирамиды, гексаэдры и т. д. Таким образом, реальный объект исследования заменяется набором точек (узлов конечных элементов), относительно которых формулируются уравнения, описывающие поведение объекта, и в которых вычисляются параметры, определяющие его состояние.

Для моделирования активации МЭМС-переключателя в построенной при помощи модуля ANSYS Design Modeler геометрической модели кантилевера и контактной поверхности строится сетка с заданным характерным размером ячеек (рис. 3).

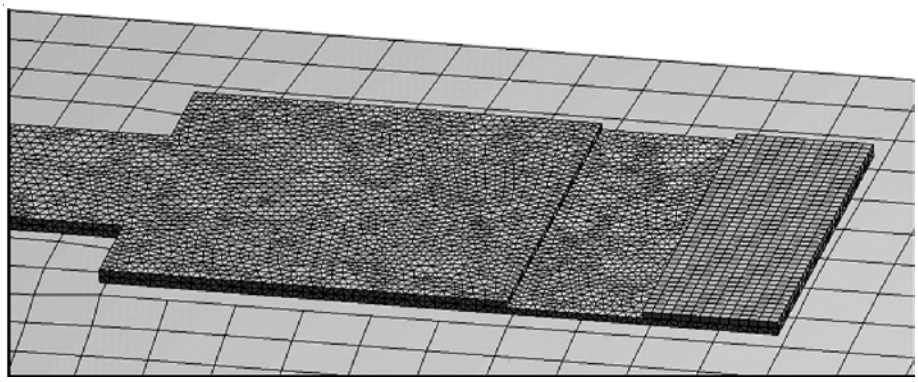


Рис. 3. Пример конечно-элементной сетки с заданным размером ячеек 0,15 мкм

При решении статической прочностной задачи в модуле Static Structural Analysis определяются перемещения, напряжения и деформации, обусловленные приложенными нагрузками. При этом полагается, что эффекты, связанные с инерцией и демпфированием, малы. В расчетах модуля Static Structural Analysis нагрузки, заданные пользователем, прикладываются постепенно: решение разбивается на шаги. На первом шаге рассчитываются перемещения и напряжения при приложении к исходной системе нагрузки, примерно равной частному от деления заданной пользователем нагрузки на количество шагов. На следующем шаге нагрузка прилагается уже к деформированной системе, состояние которой было определено на предыдущем шаге, и т. д.

Для моделирования электростатической активации РЧ МЭМС-переключателей в программном комплексе ANSYS предусмотрен специальный инструментарий, позволяющий привязать к задаче упругости необходимые элементы электростатики. Отметим, что реализованный подход к моделированию электростатической части задачи активации МЭМС предполагает, что электрическое поле существует только в области между управляющим электродом и его проекцией на мембрану, и не учитывает краевых эффектов. Также с целью упрощения расчетов не учитывается наличие диэлектрика между проводящим слоем и управляющим электродом.

Задачи численного моделирования, допускающие возникновение контактов, характеризуются нелинейностью, что в значительной степени усложняет их решение. Нелинейность в этом случае связана с зависимостью внутренних сил от перемещений [13]. То есть при достижении перемещения узлов конечно-элементной сетки некоторого значения появляются силы, которые должны препятствовать дальнейшему движению узлов. Таким образом, контактные задачи характеризуются скачкообразной зависимостью внутренних сил от перемещений узлов, высокой степенью нелинейности и требуют для решения значительных вычислительных ресурсов.

Результаты численного моделирования

Как известно, при численном моделировании задач механики сплошной среды важным параметром является качество расчетной конечно-элементной сетки. Вопрос качества сетки имеет критическое значение в контактных задачах, поскольку, с одной стороны, мелкие элементы с более высокой точностью отражают поведение конструкции при приложении к ней нагрузок, а с другой стороны, как уже отмечалось ранее, такие задачи, в силу своей нелинейности, требуют привлечения значительных вычислительных ресурсов.

Для определения оптимального с точки зрения указанных выше факторов размера ячеек расчетной сетки выполнена серия вычислительных экспериментов, результаты которых представлены на рис. 4. Как видно, величина минимального напряжения активации существенно зависит от расчетной сетки. Вместе с тем графики, представленные на рис. 4, наглядно демонстрируют наличие сеточной сходимости, что является необходимым условием достоверности результатов численного моделирования [14].

Еще одной особенностью, накладывающей ограничения на размер ячейки расчетной сетки, является наличие минимального характерного размера задачи – толщины кантилевера. Поэтому

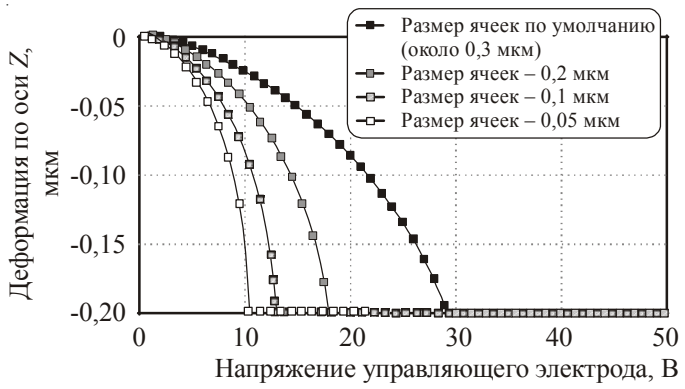


Рис. 4. Сеточная сходимость результатов статического анализа прогиба кантилевера под действием электростатической силы в ANSYS

если при построении сетки устанавливается размер ячеек, превышающий толщину кантилевера, то полученные элементы сетки оказываются вытянутыми по некоторым направлениям и тем самым в модель вносится нефизичная анизотропия. Следовательно, для корректного моделирования жесткости кантилевера и его прогиба под воздействием приложенного к электроду напряжения необходимо, чтобы размер элементов не превышал толщину кантилевера.

Отметим, что расчет на сетке с размером ячеек 0,05 мкм на персональном компьютере длился около 20 ч. В то же время анализ графиков, представленных на рис. 4, позволяет сделать вывод, что при уточнении значения минимального напряжения активации на более детальной сетке с размером ячеек 0,025 мкм поправка к напряжению составит не более 1,25 В, а время счета возрастет, как минимум, пропорционально увеличению количества ячеек, т. е. в 8 раз. Таким образом, дальнейшее измельчение сетки было признано нецелесообразным. Однако, исходя из характера сеточной сходимости, можно предположить, что в пределе при стремлении характерного размера сетки к нулю минимальное напряжение активации стремилось бы к величине около 8…8,5 В.

Итак, наиболее приемлемым с точки зрения точности получаемого результата и затрат машинного времени следует считать вычислительный эксперимент, выполненный на сетке с характерным размером ячейки 0,05 мкм. Статический анализ, как видно на графике (см. рис. 4), показывает минимальное напряжение активации 10,5 В. Рис. 5 иллюстрирует деформацию кантилевера в замкнутом положении в данном расчете.

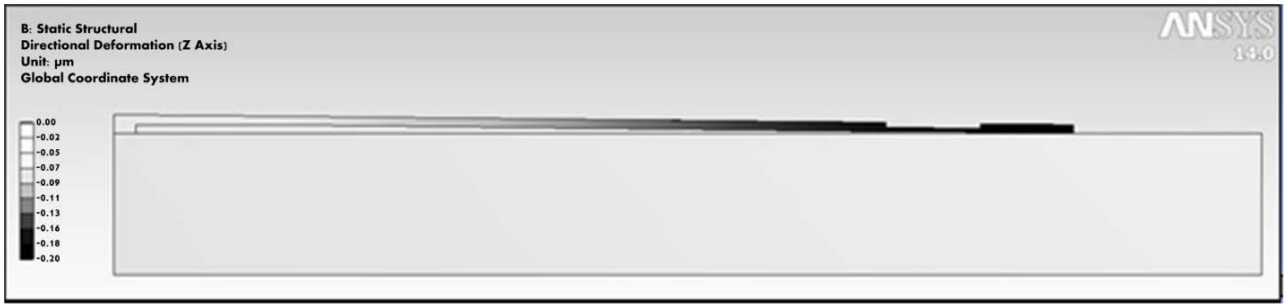


Рис. 5. Распределение вдоль кантилевера значения деформации по оси *Z* при замыкании переключателя. Статический расчет, размер ячеек сетки – 0,05 мкм

Помимо определения минимального напряжения активации переключателя, интерес представляют величины механических напряжений, возникающих при деформации кантилевера. Поскольку механические напряжения распределены по деформированному кантилеверу неравномерно, их аналитическая оценка затруднительна. На рис. 6 показано полученное в результате статического моделирования в программном комплексе ANSYS распределение механических напряжений, возникающих в переключателе в замкнутом состоянии. Как видно, максимальные напряжения возникают в области крепления кантилевера.

5. ВЫВОДЫ

В работе рассмотрена конструкция контактного РЧ МЭМС-переключателя с алмазным кантилевером, установленным над разрывом копланарной линии передачи. В качестве проводника выступают легированные области алмаза, а для лучшей проводимости на контактную область

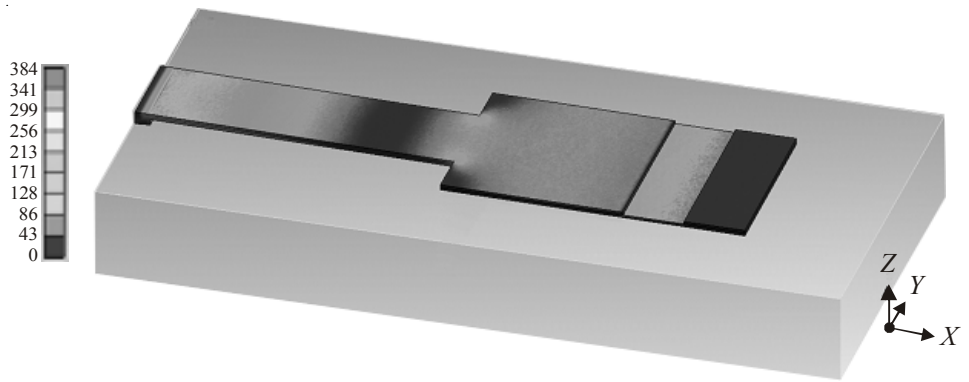


Рис. 6. Распределение вдоль кантилевера модуля эквивалентного напряжения. Статический анализ, размер ячеек сетки – 0,05 мкм

переключателя напылен слой золота. Рассмотренная конструкция имеет ряд преимуществ перед традиционными переключателями с металлическими контактами благодаря применению алмаза при изготовлении контактных поверхностей.

Средствами программного комплекса ANSYS Mechanical 14.0 проведен статический анализ прогиба кантилевера под действием электростатической силы, возникающей при подаче напряжения на управляющий электрод. О достоверности результатов прямого численного моделирования свидетельствует наличие и монотонный характер сеточной сходимости, а также совпадение порядка величины минимального напряжения активации с аналитической оценкой. На сетке с характерным размером ячеек 0,05 мкм минимальное напряжение активации составило 10,5 В. Анализ полученного распределения механического напряжения в деформированном кантилевере показал, что максимальные напряжения возникают в области крепления кантилевера.

Построена аналитическая оценка минимального напряжения активации на основании модели плоского конденсатора, в котором в качестве обкладок выступают управляющий электрод и проводящая поверхность кантилевера, а деформации малы и описываются законом Гука. Значение напряжения в соответствии с данной аналитической оценкой – 7 В. Расхождение в результатах аналитической оценки и численного моделирования с помощью программного комплекса ANSYS обусловлено предположением о геометрической простоте формы МЭМС-переключателя, принятым в аналитическом исследовании.

Работа проведена в рамках обеспечения ОКР «2012-2.3-16-522-0011-002», выполняемой ФГУП «НПП «Исток» по договору от 22.06.2012 г. № 16.523.11.3019 по ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса на 2007 – 2013 годы».

ЛИТЕРАТУРА

1. **Rebeiz, G. M**. RF MEMS: Theory, desigh and technology / G. M. Rebeiz. – John Wiley & Sons, Inc., 2003.

2. **Madou, M. J.** Fundamentals of microfabrication: The science of miniaturization. 2nd edition / M. J. Madou. – CRC Press, Boca Raton, FL, 2002.

3**. Balachandran, S.** Nanocrystalline diamond for RF MEMS applications: PhD Dissertation / S. Balachandran. – University of South Florida, 2009.

4. **Solazzi, F.** Novel design solutions for high reliability RF MEMS switches: PhD Dissertation / F. Solazzi. – University of Trento, 2010.

5. **Esposito, P.** Mathematical analysis of partial differential equations modeling electroctatic MEMS / P. Esposito, N. Ghoussoub, Y. Guo. – New York: Courant Institute of Mathematical Sciences, 2010.

6. **Fargas Marques A.** Modelling the electrostatic actuation of MEM: state of art 2005 / Fargas Marques A., Costa Castello R., A. M. Shkel. – Universitat Politиcnica de Catalunya. Institutd' Organitzaciyi Control de Sistemes Industrials, 2005.

7. **Morris, A. S.** High-performance integrated RF-MEMS: Part 1 – The Process / A. S. Morris, S. Cunningham, D. Dereus, G. Schopfer // Proceedings of 33rd European Microwave Conference. Munich, Germany. – 2003. – P. 21–24.

8. **Coutu, R. A. Jr.** Micro-switches with sputtered Au, AuPd, Au-on-AuPt and AuPtCu alloy electric contacts / R. A. Jr. Coutu, P. E. Kladitis, R. Cortez, R. E. Strawser, R. L. Crane // Electrical contacts, 2004: Proceedings of the 50th IEEE Holm Conference on Electrical Contacts and the 22nd International Conference on Electrical Contacts. – 2004. – P. 214–221.

9. **Yang, Z.** Contact material optimization and contact physics in metal-contact MEMS switches: PhD Dissertation / Z. Yang. – North Carolina State University, 2012.

10. **Спицын, Б. В.** Химическая кристаллизация алмаза и нанесение алмазных покрытий из газовой фазы / Б. В. Спицын, А. Е. Алексеенко // Защита металлов. – 2007. – Т. 43, № 5. – С. 456–474.

11. **Духновский, М. П.** Металлизация пластин из искусственного CVD-алмаза / М. П. Духновский, Г. А. Крысов, А. К. Ратникова // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2008. – Вып. 1 (494). – С. 48–50.

12. **Spasos, M. N.** RF-MEMS switches for reconfigurable antennas: PhD Theses / M. N. Spasos. – Brunel University School of Engineering and Design, 2011.

13. ANSYS® Academic Research, Release 14.0, Help System, ANSYS Mechanical Application User's Guide, ANSYS, Inc.

14. **Годунов, С. К.** Разностные схемы. Введение в теорию. / С. К. Годунов, В. С. Рябенький. – М.: Наука, 1977.

Статья поступила 8 февраля 2013 г.

УДК 681.3.06:621.396.67

МЕТОДИКА И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СТЕНДА ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ РЕГУЛИРОВОЧНЫХ РАБОТ И ПРОВЕРКИ ФАР

А. А. Тарасов, И. В. Филимонов

ОАО «Муромский завод радиоизмерительных приборов»

Приведена методика, согласно которой осуществляется регулировка фазированной антенной решётки. Описано программное обеспечение, используемое для автоматизации регулировочных работ. Представлен алгоритм усреднения, обусловленный наличием нестабильностей.

КС: фазированная антенная решётка, фазовращатель, амплитудное и фазовое распределения, начальное фазовое состояние

The methodology of phased array adjustment is given. The software used for automation of adjustment work is described. The averaging algorithm specified by instabilities availability is shown.

Keywords: phased array, phase shifter, amplitude and phase distribution, initial phase state

1. ВВЕДЕНИЕ

Регулировка антенного шкафа трёхкоординатной радиолокационной станции (РЛС) с электрическим сканированием по углу места, работающей по средним и большим высотам в см-диапазоне, заключается в измерении амплитуд и фаз приёмных и передающих строк фазированной антенной решётки (ФАР), расчёте отклонений модулей коэффициентов передачи от среднеквадратических значений, определении начальных фазовых состояний (НФС), проверке отклонений фаз коэффициентов передачи после установки НФС. Для осуществления проверки ФАР на предприятии ОАО «Муромский завод радиоизмерительных приборов» собран и внедрен в производство специальный стенд.

Ранее все измерения проводились при помощи прибора ФК2-18, а все последующие расчёты велись вручную, что занимало большое количество времени.

2. ПРЕДЛАГАЕМОЕ РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Для сокращения затрачиваемого времени на регулировку инженерами предприятия разработано и написано программное обеспечение Stend1AF, а также введен в стенд прибор «Обзор-304/1», который производит измерения на нескольких частотах одновременно.

В состав стенда регулировочных работ (рис. 1) входят: *стенд 1*, предназначенный для подачи питания на шкаф антенный, а также для включения и контроля работоспособности вентиляторов антенного шкафа; *пульт 1* – для формирования и подачи сигналов на субблоки управления фазовращателями в передающем и приемных трактах; *пульт 2*, необходимый для авто-

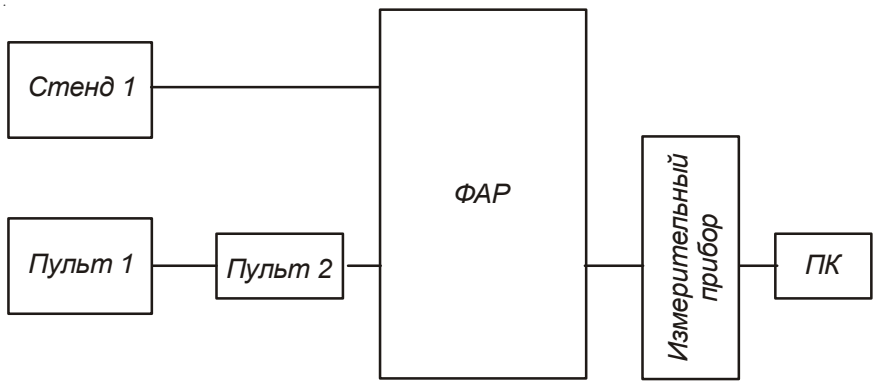


Рис. 1. Структурная схема стенда регулировочных работ и проверки ФАР

матического переключения исследуемых строк ФАР (рассматриваемая антенная решётка состоит из 64 линеек излучателей). В качестве измерительного прибора используется измеритель комплексных коэффициентов передачи и отражения «Обзор-304/1» фирмы PLANAR, который работает совместно с внешним компьютером [1].

3. ПРИНЦИПЫ РЕАЛИЗАЦИИ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

Программа Stend1AF предназначена для автоматизированного ввода в ПЭВМ амплитуды и фазы с дальнейшей их обработкой и формированием протоколов проверки, в которых приведены результаты измерений и регулировки амплитудно-фазового распределения (АФР), отклонения АФР от требуемых значений, таблицы начальных фазовых состояний (НФС).

По результатам измерений (окно измерений прибора «Обзор-304/1» представлено на рис. 2) непосредственно в программе Stend1AF производится расчёт НФС ферритовых фазовращателей в блоках, работающих на передачу, и фазовращателей на *p–i–n*-диодах в субблоках, работающих на приём для каналов *ОК1*, *ОК4*, для каждой строки по следующей формуле:

$$\text{НФС}(i) = \Phi(i) - \Phi_{\text{м}}, \tag{1}$$

где $\Phi(i)$ – значение измеренной фазы на i-й строке, град; $\Phi_{\text{м}}$ – минимальное значение из общего количества фаз, измеренных на всех строках (соответствует отрицательному числу с наибольшим модулем), град.

Расчёт НФС фазовращателей в субблоках, работающих на приём для каналов *ОК2*, *ОК3*, для каждой строки производится по формуле:

$$\text{НФС}(i) = \Phi2(i) - F(i), \tag{2}$$

где $\Phi2(i)$ – значение фазы, измеренной на i-й строке, соответствующего канала и соответствующей частоты, град; $F(i)$ – значение фазы, заданное в инструкции по проверке антенного шкафа для i-й строки и соответствующего канала, град.

Если значение НФС(i) меньше 0, НФС(i) = НФС(i) + 360. По данным расчётов в программе, передняя панель которой показана на рис. 3, составляются таблицы НФС, согласно которым проводится прошивка субблоков управления (рис. 4).

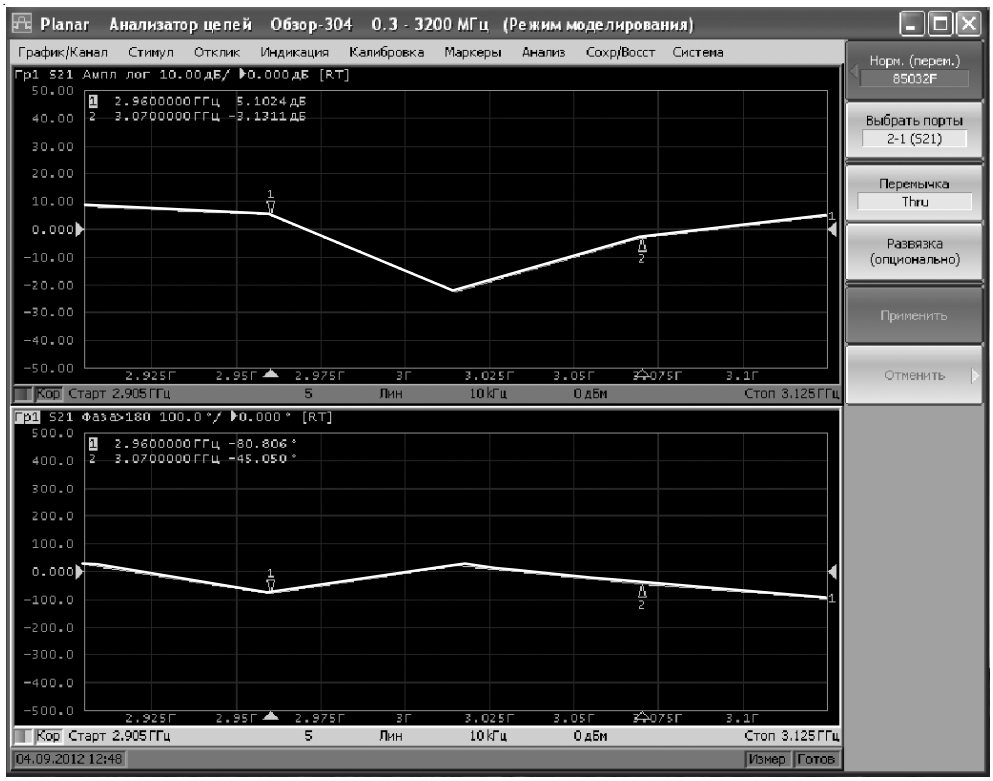


Рис. 2. Окно измерения амплитуды и фазы при помощи прибора «Обзор-304/1»

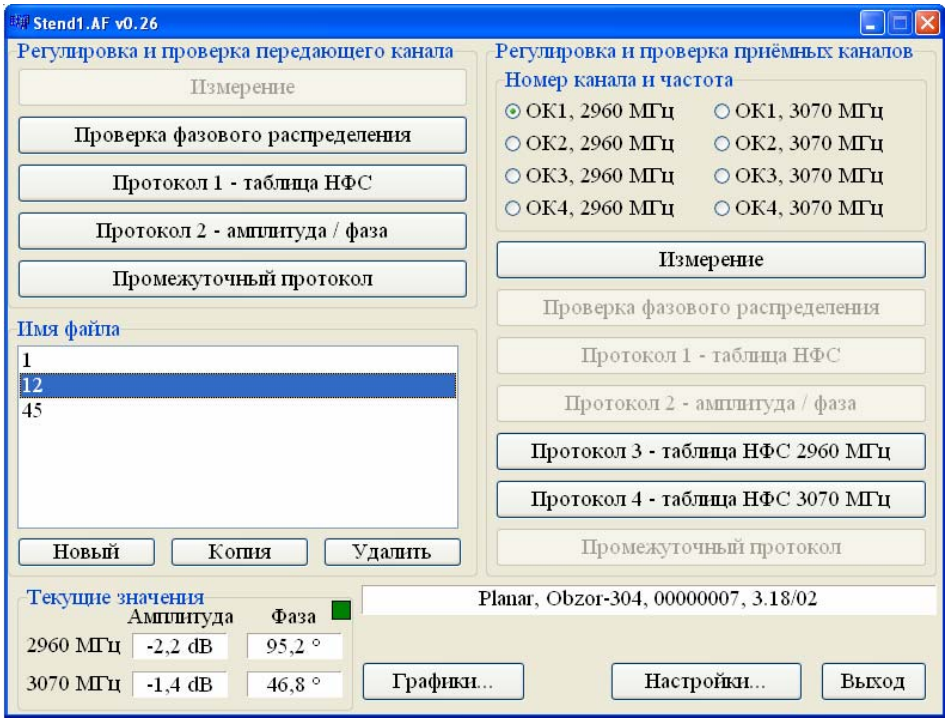


Рис. 3. Передняя панель программы Stend1AF

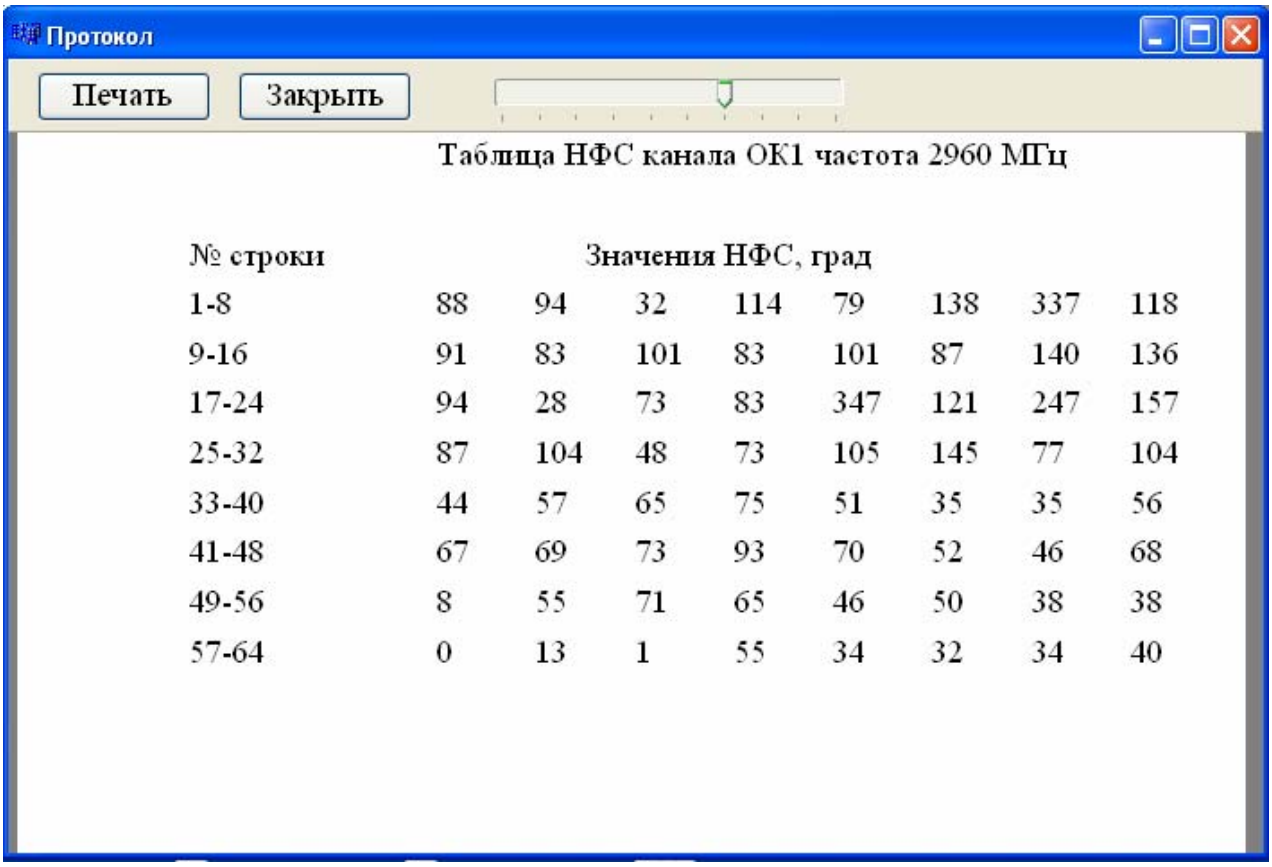


Таблица НФС канала ОК1 частота 2960 МГц

№ строки	Значения НФС, град							
1-8	88	94	32	114	79	138	337	118
9-16	91	83	101	83	101	87	140	136
17-24	94	28	73	83	347	121	247	157
25-32	87	104	48	73	105	145	77	104
33-40	44	57	65	75	51	35	35	56
41-48	67	69	73	93	70	52	46	68
49-56	8	55	71	65	46	50	38	38
57-64	0	13	1	55	34	32	34	40

Рис. 4. Протокол «Таблица НФС приёмного канала *ОК1*»

Анализируя протокол, приведённый на рис. 5, можно оценить амплитудное и фазовое распределения антенной решётки; определить, насколько они отличаются от распределения $\cos^2$ на пьедестале и синфазного распределения соответственно [2], представленных на рис. 6 и 7.

В передающем канале из-за свойств ферритовых приборов при измерении амплитуды и фазы наблюдались нестабильности определённого характера. В связи с этим пришлось использовать алгоритм усреднения, основанный на отбрасывании третьей части от общего количества измеренных величин – максимальных положительных выбросов и третьей части – максимальных отрицательных выбросов и высчитывании среднего значения из оставшегося массива значений. Результат усреднения по амплитуде представлен на рис. 8.

4. ВЫВОДЫ

1. Разработка программного обеспечения и внедрение прибора «Обзор-304/1» позволили в значительной степени сократить время измерения всех требуемых параметров благодаря возможности проведения одновременных измерений на нескольких частотах.

2. Появилась возможность избежать ошибок, обусловленных наличием человеческого фактора, поскольку ранее огромное количество вычислений производилось вручную.

3. Упростились работы в местах эксплуатации РЛС, так как новое оборудование имеет меньшие габариты, массу и большую универсальность.

Протокол

Печать Закрыть

Канал ОК1 частота 2960 МГц

№ строки	Значения модулей коэффициентов передачи, дБ							
1-8	-20,6	-18,9	-20,9	-18,6	-17,8	-17,4	-14,6	-14,6
9-16	-12,7	-11,1	-11,4	-9,5	-8,4	-8,5	-6,5	-5,2
17-24	-5,2	-6,6	-3,6	-2,1	-2,0	-2,0	-1,2	-1,2
25-32	-1,8	-1,0	-0,6	-0,6	0,3	-0,3	0,0	0,1
33-40	-0,1	-1,4	-0,7	-0,8	-0,8	-1,0	-2,2	-1,8
41-48	-3,3	-4,0	-4,4	-4,2	-4,3	-5,5	-5,6	-5,7
49-56	-7,8	-8,4	-9,6	-10,2	-11,2	-10,7	-13,9	-13,9
57-64	-14,9	-16,7	-19,2	-21,2	-22,0	-22,8	-23,9	-25,2

Проверка по пункту 2

№ строки	Значения отклонений модулей коэффициентов передачи от номинальных значений, дБ							
1-8	2,4	3,5	0,5	1,6	0,9	-0,2	1,1	-0,3
9-16	0,3	0,6	-0,9	0,2	0,0	-1,1	0,1	0,5
17-24	-0,2	-2,3	0,1	1,0	0,6	0,1	0,5	0,1
25-32	-0,8	-0,3	-0,1	-0,3	0,4	-0,3	0,0	0,1
33-40	-0,1	-1,4	-0,7	-0,7	-0,5	-0,5	-1,5	-0,8
41-48	-2,0	-2,3	-2,3	-1,6	-1,2	-1,8	-1,3	-0,7
49-56	-2,1	-1,9	-2,2	-1,8	-1,5	-0,2	-2,2	-0,9
57-64	-0,6	-1,0	-2,0	-2,5	-1,8	-1,4	-1,5	-2,2

Значения предельных отклонений:
для строк 1-5, 60-64: 3,5; -2,5 дБ; для строк 6-59: 1,1; -2,3 дБ

№ строки	Значения фаз коэффициентов передачи, град							
1-8	-4	-11	-60	9	-26	33	10	13
9-16	-14	-22	-4	-22	-4	-18	35	-11
17-24	-11	-77	-32	-22	17	16	52	52
25-32	-9	-1	-32	-32	0	40	-28	-1
33-40	-61	-48	-30	-30	-54	-70	-70	-49
41-48	-38	-36	-9	-12	-35	-53	-59	-37
49-56	-97	-50	-34	-40	-59	-55	-67	-67
57-64	-105	-92	-104	-50	-71	-73	-71	-65

Проверка по пункту 3

№ строки	Значения отклонений фаз коэффициентов передачи от синфазного распределения после установки НФС, град							
1-8	-2	-1	-1	-7	-9	-11	-4	-3
9-16	-9	-1	-7	6	-7	-5	-1	1
17-24	4	-1	0	0	1	-8	-6	-3
25-32	-4	-1	1	-2	-4	-8	-10	-8
33-40	1	9	-4	-4	7	7	2	-3
41-48	-3	1	-5	-7	0	-1	7	-5
49-56	0	5	-8	-6	1	-1	0	-3
57-64	0	2	0	-6	-5	-5	-2	-6

Значения предельных отклонений: 9; -11 град

Рис. 5. Протокол «Амплитуда/фаза приёмного канала *ОК1*»

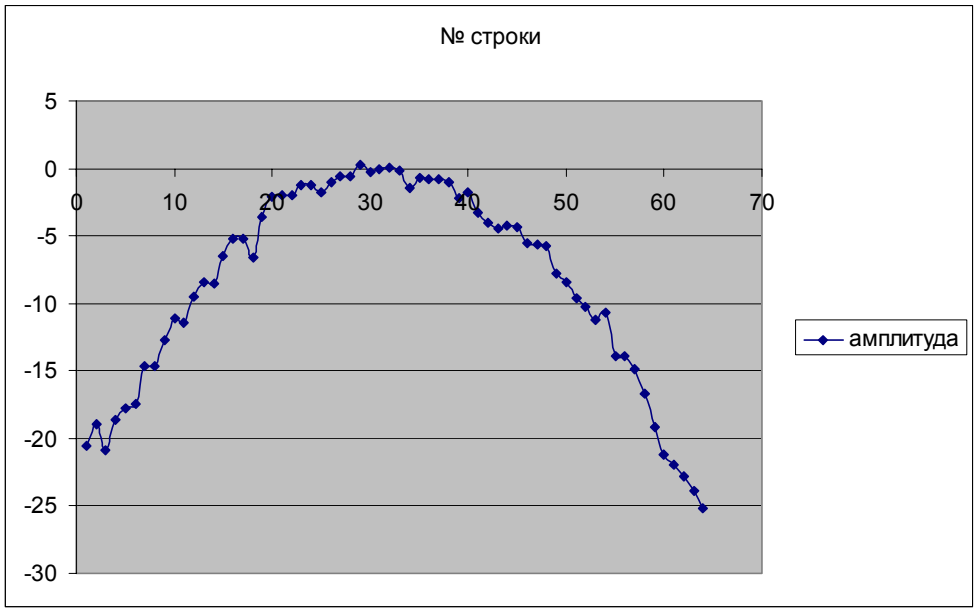


Рис. 6. Амплитудное распределение в приёмном канале *ОК1*

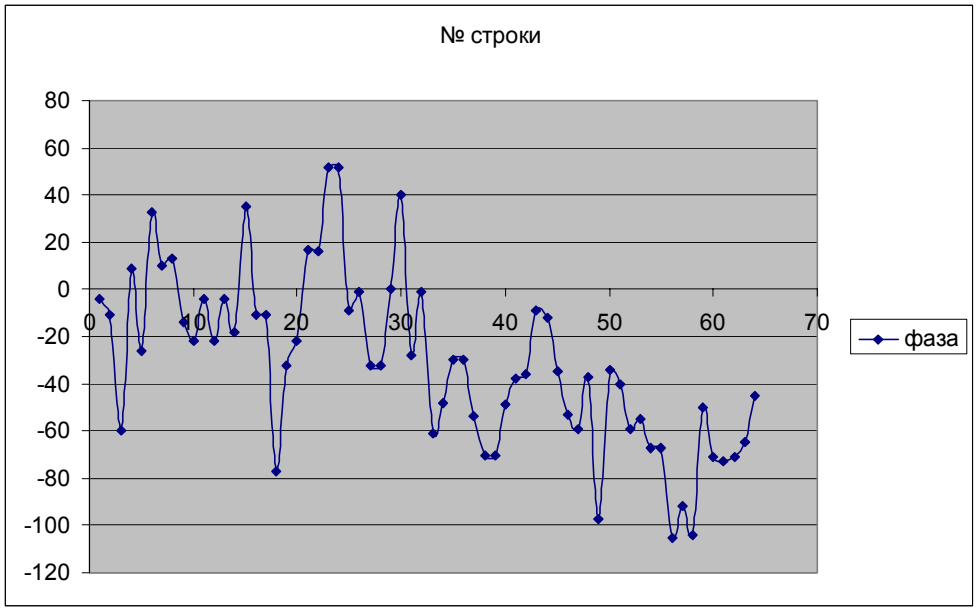


Рис. 7. Фазовое распределение в приёмном канале *ОК1*

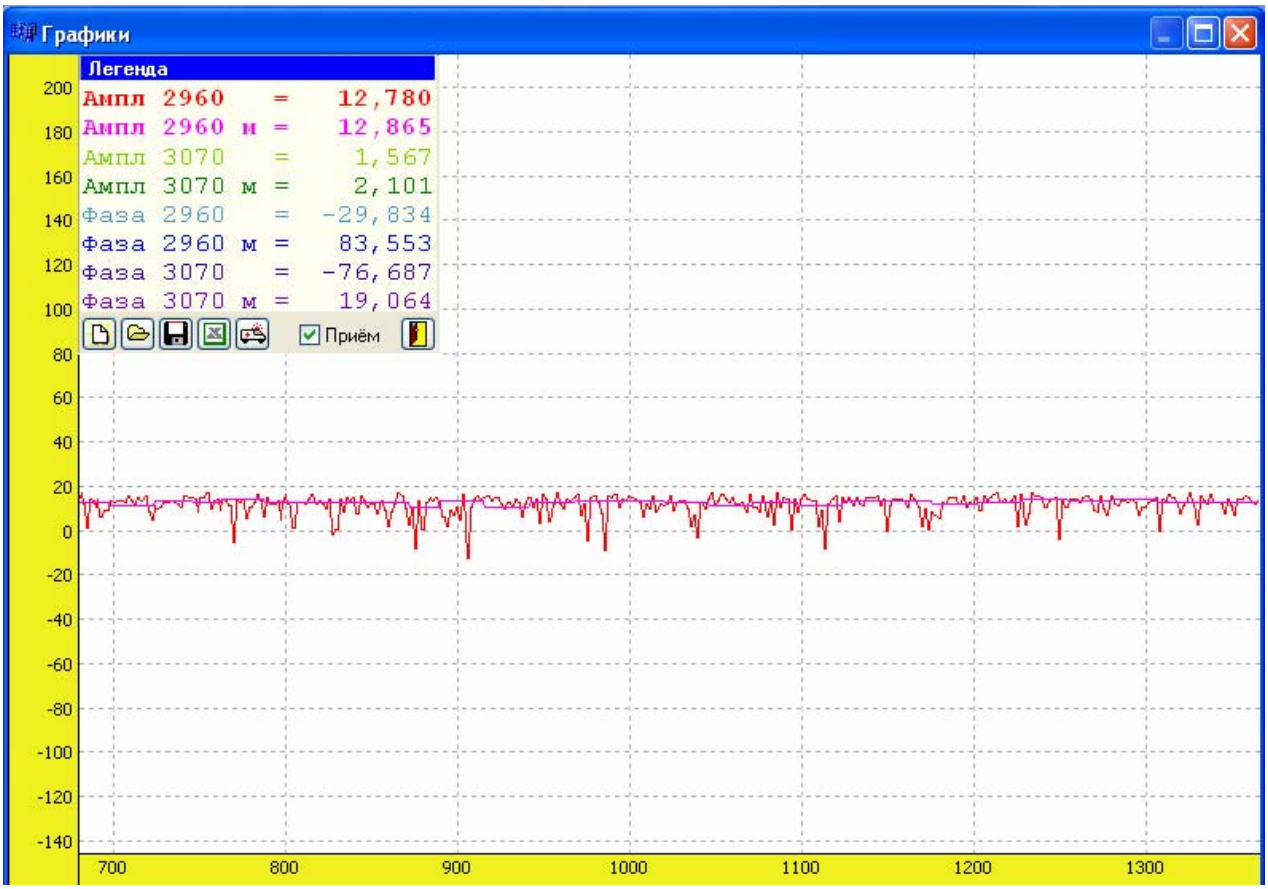


Рис. 8. Усреднение по амплитуде в передающем канале

ЛИТЕРАТУРА

1. Измеритель комплексных коэффициентов передачи и отражения «Обзор-304», «Обзор-304/1»: Руководство по эксплуатации РЭ 6687-044-21477812-2007.

2. **Воскресенский, Д. И.** Антенны и устройства СВЧ. Расчёт и проектирование антенных решёток и их излучающих элементов: учебное пособие для вузов / Под ред. профессора Д. И. Воскресенского. – М.: Сов. радио, 1972. – С. 320.

Статья поступила 14 декабря 2012 г.

МЕДИЦИНСКАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621. 385. 6. 029. 65

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГЛОЩЕНИЯ МИКРОВОЛНОВОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ТОНКИМ ПОЛИЭТИЛЕНОВЫМ КАПИЛЛЯРОМ, ЗАПОЛНЕННЫМ СУСПЕНЗИЕЙ ЛИПОСОМ

К. Д. Казаринов, А. В. Летяева, И. Г. Полников

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

Предложена методика изучения поглощения микроволнового излучения биологическими объектами в тонком диэлектрическом капилляре. Представлены результаты экспериментальных исследований и предложено объяснение механизма обнаруженных эффектов биологического действия микроволнового излучения.

КС: микроволновое излучение, волновод прямоугольного сечения, диэлектрический капилляр, водный раствор, суспензия липосом, температура плавления липосом, биологическое действие микроволнового излучения

The methodology of investigating microwave radiation absorption by biological objects in a thin dielectric capillary has been proposed. The results of experimental investigations are presented and the explanation of the mechanism of the found biological effects of microwave radiation is suggested.

Keywords: microwave radiation, rectangular cross section of waveguide, dielectric capillary (tube of small diameter), water solution, liposome suspension, melting temperature of liposomes, biological effect of microwave radiation

1. ВВЕДЕНИЕ

В последние десятилетия большое внимание исследователей было привлечено к биологическим эффектам электромагнитных излучений низкой интенсивности в микроволновом диапазоне, которое было стимулировано как необходимостью создания научно обоснованных гигиенических норм, так и сообщениями о терапевтическом действии микроволнового излучения. Среди этих исследований следует в первую очередь назвать работы, выполненные под руководством академика Н. Д. Девяткова на ФГУП «НПП «Исток», где впервые в середине 60-х годов прошлого века были обнаружены биологические эффекты КВЧ-излучения [1, 2].

Однако, несмотря на то, что изучению механизмов наблюдаемых биологических эффектов микроволнового излучения посвящены сотни научных публикаций [3, 4], объяснения их до сих пор не отличаются достаточной ясностью и однозначностью. Остается также дискуссионным вопрос о нетепловом характере наблюдаемых эффектов. Но, судя по количеству публикаций последних лет, интерес к этому направлению не ослабевает и по сегодняшний день.

2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

В наших экспериментах по изучению первичных механизмов биологического действия микроволнового излучения мы исследовали простые биологические системы (на клеточном, мембранном и молекулярном уровнях) [4]. При подготовке таких экспериментов с суспензиями клеток или липосом (моделями биологических клеточных мембран), а также с растворами приходилось принимать сложное решение о способе микроволнового облучения биообъектов. Высокое содержание воды в наших объектах, сильно поглощающей микроволновое излучение, приводило к тому, что основная мощность излучения поглощалась в толщине образца, не превосходящей 0,3 мм. Это обстоятельство диктовало необходимость использовать в опытах или очень тонкие кюветы, или же обычные, но снабженные механической мешалкой. Понятно, что в последнем случае снимался вопрос о неравномерности микроволнового облучения объекта, появлялась возможность надежного термостатирования и контроля состояния объекта непосредственно в процессе облучения, например контролировать кислотность среды (pH), температуру, светорассеяние и т. д. Следует заметить, однако, что эффективность облучения в такой ситуации оказывается достаточно невысокой. По этой причине приходилось искать такой способ микроволнового облучения, при котором весь объект находился бы в поле излучения и в то же время можно было бы контролировать его состояние.

Известно успешное использование прямоугольной волноводной секции с пронизывающим ее широкую стенку диэлектрическим капилляром для исследований растворов, суспензий и гидродинамических свойств воды при поглощении микроволнового излучения [5–8]. В работе [9] выполнен расчет параметров распространения волны H_{10} в прямоугольном волноводе с диэлектрической неоднородностью, которая представляла собой волноводно-капиллярный резонатор в виде отрезка прямоугольного волновода с заполненным водой капилляром квадратного поперечного сечения, пропущенным через центр волновода перпендикулярно его широким стенкам. Задача была решена методом создания зеркальных изображений капилляра и последующего рассмотрения дифракции бриллюэновских компонентов волны H_{10} в волноводе на периодической «решетке капилляров». Размеры прямоугольного капилляра выбирались в данной работе в соответствии с размерами капилляра круглого сечения, чтобы площади круглого и квадратного сечений капилляров как по внешнему периметру, так и по внутреннему были равны [9].

Выполняя нашу задачу исследований, мы пришли к необходимости воспользоваться тонким полиэтиленовым капилляром, заполненным суспензией липосом. Следует отметить, что подобный способ облучения в капилляре, пропущенном сквозь широкую стенку волновода, обеспечивает хорошее согласование биологического объекта с волноводным измерительным трактом. Однако при определенном соотношении между размерами волновода, диаметром и толщиной стенок капилляра, диэлектрическими параметрами биологического материала, заполняющего капилляр, и длиной волны микроволнового излучения в тракте возможно значительное увеличение поглощенной мощности в довольно узкой полосе частот (волноводно-диэлектрический резонанс). Это явление нужно учитывать в наших биотехнологических экспериментах по облучению суспензий. С помощью впервые использованного нами для диапазона КВЧ метода акустического детектирования поглощенной мощности (АДПМ) [10] был зарегистрирован в частотной зависимости максимум выделяющейся в капилляре мощности (рис. 1, кривая *1*). Такой же резонанс можно заметить и по измерениям КВЧ-мощности в волноводном тракте (рис. 1, кривая *2*).

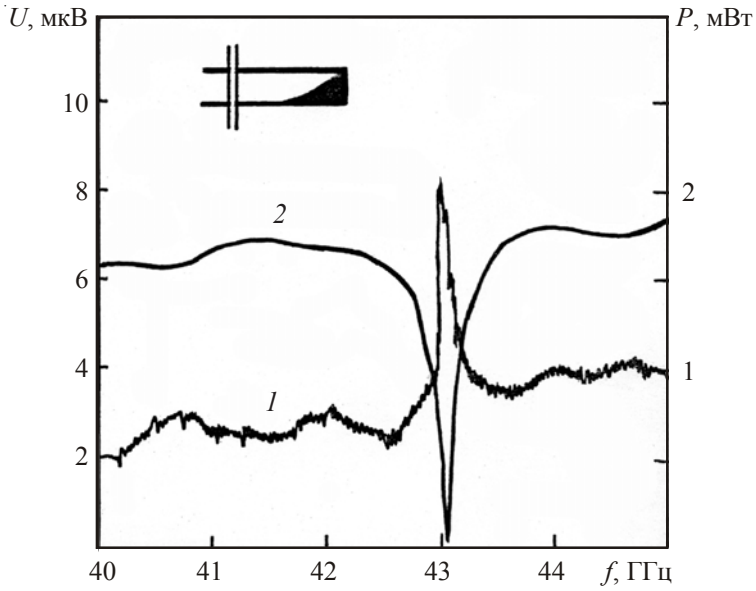


Рис. 1. Зависимость акустического сигнала (линейно связанного с поглощенной КВЧ-мощностью) в капилляре, расположенном в волноводе, от частоты микроволнового (КВЧ) излучения: *1* – акустический сигнал; *2* – прошедшая КВЧ-мощность излучения через образец

Липосомы формировались по методу Бенгхема [11] из синтетического или яичного лецитина, а также дипальмитоиллецитина (ДПЛ) в различных солевых растворах или в дистиллированной воде. Суспензию нагревали и вливали без пузырьков воздуха в тонкие полиэтиленовые капилляры длиной 2…3 см и внутренним диаметром, не превышающим 0,5 мм. Капилляр с суспензией вводился дополнительно в трубочку из полиэтилена, предварительно вставленную в секцию волноводного тракта сечением $7{,}2\times3{,}4$ мм^2 через отверстия в широких стенках волновода. Пространство между стенками трубочки и капилляра можно было продувать с помощью компрессора воздухом, нагретым до различных температур.

Было обнаружено, что капилляр с суспензией липосом поглощает микроволновое излучение гораздо сильнее, чем с суспензией эритроцитов, и еще более интенсивно, чем капилляр с дистиллированной водой (рис. 2). Эффект облучения зависел от мощности сигнала и возрастал в течение 1…2 мин после включения генератора КВЧ (на рисунке не показано). Эффект также возрастал с увеличением концентрации лецитина липосом в суспензии (рис. 3). В экспериментах с липосомами из ДПЛ наблюдался отчетливый излом кривой поглощения при мощности 40…50 мВт (рис. 4). Пропускание микроволнового сигнала измерялось в двух точках кинетической кривой: исходной P_0, т. е. непосредственно после включения мощности в волноводном тракте, и стационарной $P_{ст}$, после завершения переходного процесса и установления стационарного значения проходящего КВЧ-сигнала через диэлектрический капилляр в волноводном тракте. В случае липосом из яичного лецитина, которые претерпевают фазовый структурный переход при более высоких температурах, резких изменений зависимости поглощения от мощности сигнала мы не на. Все эксперименты были выполнены на длине волны 8,5 мм.

Можно предположить, что после включения микроволновой мощности суспензия липосом нагревается, а излом на зависимости поглощения сигнала от мощности в случае капилляров с ДПЛ связан с термотропным структурным переходом гель – жидкий кристалл, т. е. с плавле-

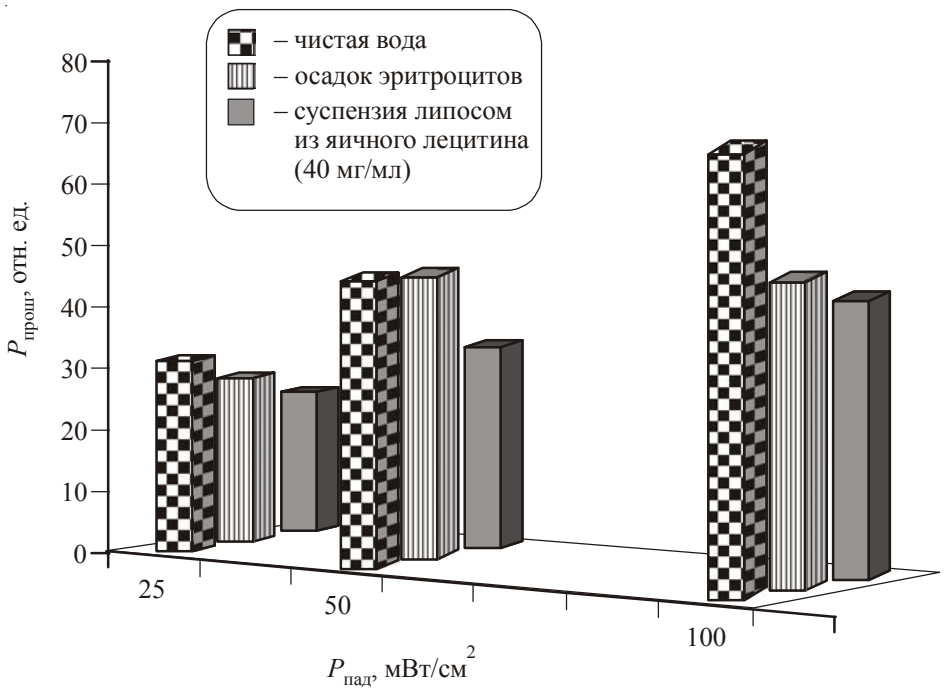


Рис. 2. Зависимость величины прошедшего через образец сигнала микроволнового излучения от величины падающего

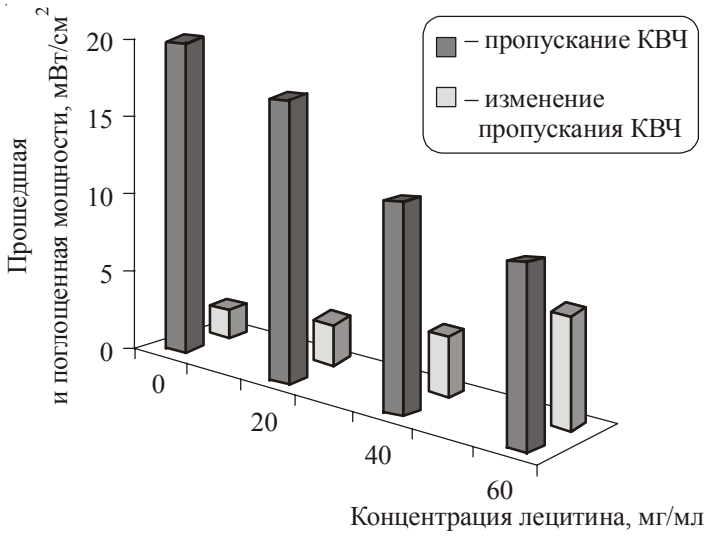


Рис. 3. Зависимость величины прошедшего сигнала микроволнового излучения через капилляр с суспензией липосом от концентрации лецитина (длина волны – 8,5 мм)

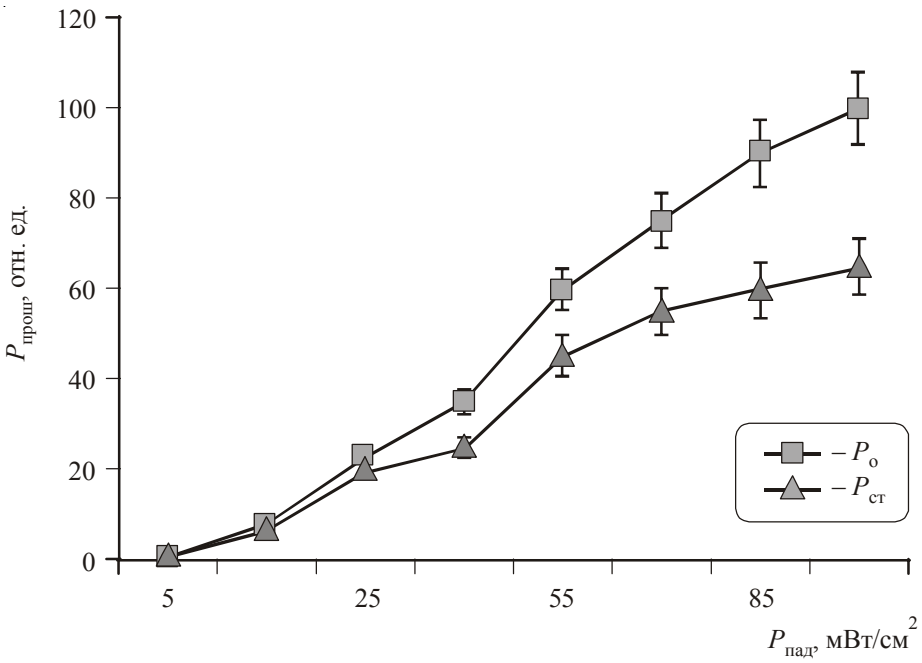


Рис. 4. Зависимость величины прошедшей мощности микроволнового излучения (исходного P_0 и стационарного $P_{ст}$) через капилляр с суспензией липосом из ДПЛ (40 мг/мл) от мощности падающего излучения (длина волны – 8,5 мм)

нием мембран при температуре фазового перехода 42 °С. Контрольные опыты по обдуванию капилляра горячим воздухом (50…60 °С) подтвердили, что поглощение микроволнового сигнала в нашей измерительной ячейке растет при повышении температуры объекта независимо от способа его нагревания.

Ранее были получены аналогичные результаты в экспериментах с суспензиями липидов в плоских кюветах [12]. Гистерезис, обнаруживаемый по светорассеянию при переходе гель – жидкий кристалл и обратно, оказывается при КВЧ-нагреве примерно в два раза более узким, чем при обычном ИК-нагреве. Полученный в работе результат легко объяснялся исходя из предположения, что теплообмен между мембранами липосом и водой при плавлении происходит достаточно медленно.

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

Экспериментальная проверка, проведенная в указанной выше работе, подтвердила это объяснение. В кювете быстро смешивались две порции липосом: одна с температурой, выше температуры плавления, т. е. в жидкокристаллическом состоянии, другая – охлажденная до такой температуры, чтобы смесь двух порций была чуть ниже температуры фазового перехода. Оказалось, что температура в кювете устанавливается за 2…3 с, а переход гель – жидкий кристалл, судя по светорассеянию, происходит в течение 6…8 с. Этот результат, по-видимому, означает, что теплопередача из раствора в мембраны ограничивает скорость структурного перехода в липосомах.

Известно, что кооперативные перестройки легче всего проявляются при изменении температуры среды. Как оказалось, это свойство биологических мембран в физиологическом интервале температур – универсальная способность поддерживать жизнедеятельность клеток. Пороговый характер ответа на физический стимул представляется целесообразным для живой системы, так как ее помехоустойчивость по отношению к внешним сигналам возрастает и создаются условия для адекватного ответа при незначительном изменении интенсивности физического воздействия, превышающего некоторый порог [13].

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

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Итак, полученные экспериментальные результаты позволяют судить о фазовых переходах в биологических мембранах при воздействии микроволнового облучения как о возможном механизме восприимчивости биообъектов к данному виду излучения.

Кроме того, в данной работе была обнаружена возможность регистрации структурных фазовых переходов в липосомах – моделях биологических мембран по изменению величины поглощения микроволнового сигнала в капиллярной диэлектрической трубке, что должно представлять значительный интерес для исследователей механизмов биологического действия микроволнового излучения, а также специалистов по микроволновой спектроскопии.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Адаменко, В. Г.** Влияние миллиметровых волн на микрофлору воздуха помещения / В. Г. Адаменко, Р. Л. Виленская, М. Б. Голант и др. // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1966. – № 12. – С. 132–136.

2. **Девятков, Н. Д.** Влияние электромагнитного излучения миллиметрового диапазона волн на биологические объекты / Н. Д. Девятков // Успехи физических наук. – 1973. – Т. 110, вып. 3. – С. 453–455.

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

4. **Казаринов, К. Д.** Роль клеточных мембранных систем в рецепции электромагнитных полей КВЧ-диапазона биологическими объектами / К. Д. Казаринов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2008. – № 1. – С. 42–55.

5. **Казаринов, К. Д.** Участие мембранных процессов в механизмах действия электромагнитных полей на биологические объекты / К. Д. Казаринов // 4-й съезд биофизиков России. Нижний Новгород, 22-26 августа 2012 г. Симпозиум III «Физика – медицине и экологии». – С. 105.

6. **Хургин, Ю. И.** Взаимодействие КВЧ-излучения с водной компонентой растворов, метаболитов и биологических жидкостей / Ю. И. Хургин // 10-й Российский симпозиум с международным участием «Миллиметровые волны в медицине и биологии»: сб. докладов. – М.: ИРЭ РАН, 1995. – С. 211–212.

7. **Bigu del Blanco.** Effects of MW fields on the rate of flow and mass flux of liquids along tubes of small diameter / Bigu del Blanco, Romero-Siera C., Tanner J. A. and Bigu M. Luisa // IEEE International Electromagnetic Compability Symposium Record. – 1973. – P. 56.

8. **А. с. 1101750.** Способ измерения мощности СВЧ-излучения / О. В. Бецкий, К. Д. Казаринов, А. В. Путвинский, В. С. Шаров. – Опубл. 1984, Бюл. № 25. – С. 120.

9. **Блудов, Ю. В.** Распространение H_{10}-волны в прямоугольном волноводе с диэлектрической неоднородностью / Ю. В. Блудов // ЖТФ. – 2005. – Т. 75, вып. 8. – С. 99–105.

10. **Полников, И. Г.** Исследование КВЧ-поглощения биологических растворов и препаратов методом фотоакустической спектроскопии / И. Г. Полников, В. В. Герасимов, К. Д. Казаринов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2009. – № 4. – С. 59–65.

11. **Bangham, A. D.** The liposome as a membrane model. Permeability and function of biological membranes / A. D. Bangham; ed. by Bolised et al. – Amsterdam: North-Holland Publ. Comp., 1970. – P. 195–206.

12. **Борисенко, Г. Г.** Биологические мембраны – первичные мишени рецепции электромагнитных полей в медико-биологическом эксперименте / Г. Г. Борисенко, И. Г. Полников, К. Д. Казаринов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2007. – № 4. – С. 25–37.

13. **Конев, С. В.** Структурная лабильность биологических мембран и регуляторные процессы / С. В. Конев. – Минск: Наука и техника, 1987. – 240 с.

Статья поступила 12 декабря 2012 г.

К 50-ЛЕТИЮ МГТУ МИРЭА

УДК 621.316.54

МОНОЛИТНЫЕ ДВУХКАНАЛЬНЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ СВЧ С ОДНИМ УПРАВЛЯЮЩИМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Н. В. Абакумова

Филиал Московского государственного технического университета радиотехники, электроники и автоматики, г. Фрязино

Д. В. Холодов, Ф. Е. Щербаков

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Предложены схемные решения построения монолитных двухканальных переключателей сигнала СВЧ на двух ПТШ. Описаны методика проектирования, принцип работы схем переключателей с параллельным и последовательным включением одного из ПТШ и топология МИС переключателей.

КС: монолитный двухканальный переключатель, управляющее напряжение, СВЧ, схемное решение, ПТШ, проектирование

Circuit designs of building monolithic two-channel microwave signal switches on two Schottky-gate FETs have been proposed. The method of designing, the operating principle of the switches circuits with parallel and serial activation of one of the Schottky-gate FETs and the topology of MIC switches have been described.

Keywords: monolithic two-channel switch, control voltage, microwave, circuit design, Schottky-gate FET, designing

1. ВВЕДЕНИЕ

В связи с возрастающей потребностью в монолитных интегральных схемах (МИС) на арсениде галлия для активных фазированных антенных решеток (АФАР) всё более актуальными становятся задачи проектирования отдельных устройств и в целом монолитных модулей. Основными активными элементами в МИС переключателей являются полевые транзисторы с барьером Шотки (ПТШ), которые используются в качестве электронных ключей, управляемых внешними импульсными сигналами [1, 2].

При этом на первый план выходят вопросы, связанные не только с достижением высоких эксплуатационных параметров устройств, но и с упрощением конструкции, и снижением энергопотребления. Для решения последних задач могут быть использованы схемы переключателей с уменьшенным числом управляющих напряжений [3, 4]. Настоящая работа посвящена исследованию таких переключателей СВЧ.

Проектирование монолитного переключателя проводилось на основе ПТШ. Основные параметры транзистора: длина затвора l = 0,35 мкм; ширина затвора w = 300 мкм; толщина активного слоя A = 0,2 мкм; концентрация носителей $N = 2\cdot 10^{17}$см$^{-3}$.

2. МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Процесс проектирования переключателя включает в себя следующие основные этапы.

1. Измерение параметров рассеяния ПТШ в двух ключевых состояниях транзистора – с полностью открытым каналом («открыто») и полностью перекрытым каналом («закрыто»). Восстановление параметров эквивалентных схем ПТШ для этих состояний.

2. Выбор и обоснование схем переключателя с одним управляющим напряжением. Схемотехническое проектирование переключателя и расчет его амплитудно-частотных характеристик (АЧХ).

3. Проектирование топологии переключателя на арсенидгаллиевом кристалле толщиной 100 мкм.

Измерение параметров рассеяния ПТШ проводилось на анализаторе цепей в интервале частот 0,05…18 ГГц. ПТШ «Полет» распаивался на специальную измерительную микрополосковую схему. Измерения проводились для двух состояний транзистора: «открыто» и «закрыто».

Отметим, что схемы включения ПТШ в переключателе отличаются от схемы для измерения параметров рассеяния. Кроме того, монолитные переключатели не должны содержать проводников, используемых для распайки ПТШ в измерительную схему, то есть индуктивности проволочек должны быть исключены из схемы. Поэтому напрямую воспользоваться измеренными параметрами рассеяния для проектирования переключателей не представляется возможным. Необходимо было разработать эквивалентные схемы ПТШ в ключевых режимах и рассчитать их параметры. Наиболее просто это сделать с помощью программ оптимизации. Для этого ПТШ описывался эквивалентными схемами с неизвестными величинами параметров, которые определялись путем минимизации суммы квадратов отклонений измеренных и рассчитанных параметров рассеяния. В результате выполненной оптимизации были получены параметры эквивалентных схем ПТШ в ключевых режимах ($E_с = 0$):

«открыто» ($E_з = 0$)	**«закрыто» ($E_з = -3$ В)**
$C_{з.и0} = 0{,}4$ пФ	$C_{з.и\,р} = 0{,}2$ пФ
$C_{з.с0} = 0{,}4$ пФ	$C_{з.с\,р} = 0{,}06$ пФ
$R_{с.и0} = 3{,}3$ Ом	$R_{с.и\,р} = 10^7$ Ом
$C_{с.и0} = 0{,}09$ пФ	$C_{с.и\,р} = 0{,}09$ пФ

Сопротивления потерь в цепях затвора (з), стока (с) и истока (и) составляли: $R_з = 1{,}3$ Ом; $R_с = 1{,}2$ Ом; $R_и = 1{,}1$ Ом, а индуктивности подводящий проводников имели значения: $L_з = 0{,}3$ нГн; $L_с = 0{,}33$ нГн; $L_и = 0{,}05$ нГн. Эти сопротивления и индуктивности в процессе оптимизации в режиме «закрыто» не изменялись и принимались такими же, что и в режиме «открыто».

В переключателе используются последовательная и параллельная схемы включения ПТШ. При последовательном включении входной сигнал подается на исток, а выходной снимается со стока. Управляющее напряжение подается на затвор, в цепь которого кроме источника напряжения включено сопротивление $R = 1$ кОм. При параллельном включении ПТШ исток соединен с «землей», сигнал подается и снимается со стока.

В качестве базовой была выбрана схема переключателя СВЧ, содержащего соединение трех линий передачи с одинаковыми волновыми сопротивлениями. Одна линия передачи предназначена для входа СВЧ-сигнала, две другие – для выхода. Каждая из двух линий передачи на выходе снабжена электронным ключом, в качестве которых использованы ПТШ, при этом истоки ПТШ заземлены, а на затворы подают постоянное управляющее напряжение.

3. ОПИСАНИЕ РАБОТЫ ПЕРВОЙ СХЕМЫ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ

В отличие от базовой схемы, в одну из линий передачи на выходе введен отрезок линии передачи с длиной, равной четверти длины волны. Один конец этого отрезка линии передачи соединен с линией передачи на выходе, а другой конец – со стоком соответствующего ПТШ. Сток другого ПТШ соединен с другой линией передачи на выходе. Затворы обоих ПТШ соединены между собой и с одним источником постоянного управляющего напряжения. При этом расстояния от точки соединения трех линий передачи до точки соединения отрезка линии передачи с этой линией передачи на выходе и до стока другого ПТШ равны четверти длины волны в линиях передачи (рис. 1).

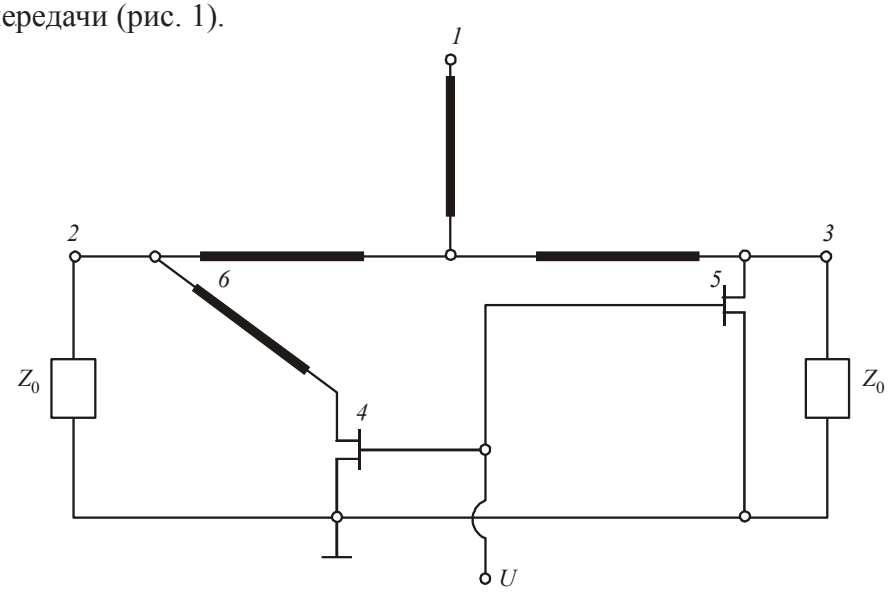


Рис. 1. Эквивалентная схема переключателя (вариант 1)

При подаче на затворы обоих ПТШ, *4* и *5*, постоянного управляющего напряжения $U = 0$ от одного источника напряжения открываются оба ПТШ. ПТШ, сток которого соединен с одним концом отрезка линии передачи, имеет малое сопротивление $Z_{откр}$, а на другом конце отрезка линии передачи *6* с длиной, равной четверти длины волны, сопротивление на центральной частоте $Z = Z_0^2/Z_{откр}$, где Z_0 – волновое сопротивление отрезка линии передачи. Сопротивление Z будет существенно больше, чем волновое сопротивление линии передачи на выходе Z_0. Второй ПТШ также имеет малое сопротивление $Z_{откр}$, которое зашунтирует волновое сопротивление линии передачи на выходе Z_0. В этом случае сигнал СВЧ с входной линии передачи передается в первую линию передачи с величиной прямых потерь $A_п$, а во вторую линию передачи – с величиной ослабления A_0.

При подаче на затворы обоих ПТШ отрицательного управляющего напряжения U, превышающего по абсолютной величине напряжение отсечки ПТШ $U_{отс}$, оба транзистора будут закрыты. При этом ПТШ, сток которого соединен с одним концом отрезка линии передачи, имеет большое сопротивление $Z_{закр}$. На другом конце отрезка линии передачи с длиной, равной четверти длины волны в линии передачи, сопротивление $Z = Z_0^2/Z_{закр}$. Малое сопротивление Z зашунтирует волновое сопротивление линии передачи на выходе Z_0. Второй ПТШ также имеет большое сопротивление $Z_{закр}$, существенно большее, чем волновое сопротивление линии пере-

дачи на выходе Z_0. В этом случае сигнал СВЧ с входной линии передачи передается в первую выходную линию передачи с величиной ослабления A_0, а во вторую линию передачи – с величиной прямых потерь $A_п$.

При уровнях прямых потерь -1 дБ затухание в закрытых каналах в этой схеме превышает -15 дБ.

4. ОПИСАНИЕ РАБОТЫ ВТОРОЙ СХЕМЫ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ

Второй вариант переключателя представлен на рис. 2. В нем сток первого и второго ПТШ соединены каждый с линией передачи на выходе. Исток первого ПТШ соединен с линией передачи на входе, а второй ПТШ расположен от линии передачи на входе на расстоянии, равном четверти длины волны в линии передачи, исток его заземлен, а затворы ПТШ соединены между собой и с одним источником постоянного управляющего напряжения.

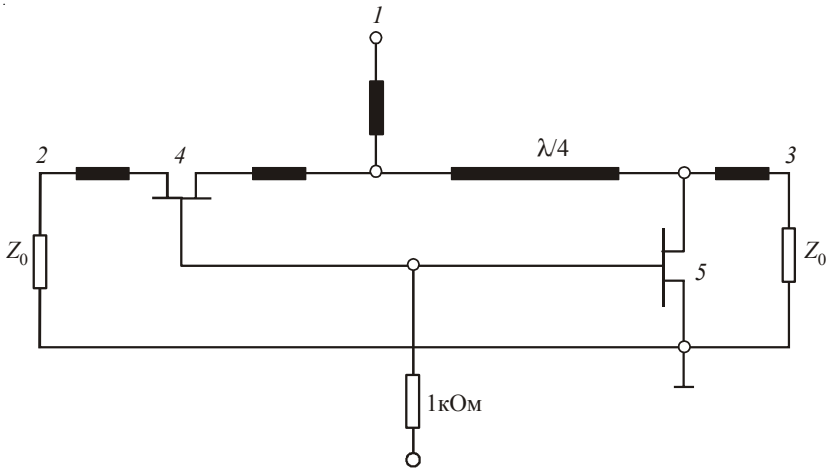


Рис. 2. Эквивалентная схема переключателя (вариант 2)

При подаче на затворы обоих ПТШ, *4* и *5,* соответственно постоянного управляющего напряжения $U = 0$ от одного источника напряжения открываются оба ПТШ. При этом каждый ПТШ имеет малое сопротивление $Z_{откр}$. Это малое сопротивление полевого транзистора *5*, включенное параллельно сопротивлению Z_0 линии передачи *3*, шунтирует его. Результирующее сопротивление Z_A рассчитывается по формуле $Z_A = Z_0 Z_{откр}/(Z_0 + Z_{откр})$, где Z_0 – сопротивление линии передачи. Из формулы следует, что сопротивление Z_A меньше, чем $Z_{откр}$. Поскольку сопротивление Z_A расположено на расстоянии, равном четверти длины волны в линии передачи *3*, то на другом конце линии передачи *3* будет сопротивление $Z_3 = Z_0^2/Z_A$. Так как сопротивление Z_A меньше $Z_{откр}$, а значит, много меньше Z_0, то сопротивление Z_3 будет существенно больше, чем волновое сопротивление линии передачи на входе Z_0, то есть приблизительно равно сопротивлению холостого хода. ПТШ *4* также имеет малое сопротивление $Z_{откр}$, которое значительно меньше Z_0. Результирующее сопротивление $Z_2 = Z_{откр} + Z_0$. Видно, что сопротивление Z_2 близко к сопротивлению линии передачи *1* на входе, также равному Z_0.

В этом случае сигнал СВЧ с входной линии передачи *1* передается в линию передачи *2* на выходе с малой величиной прямых потерь $A_п$, а в линию передачи *3* на выходе – с большой величиной ослабления A_0.

Модуль коэффициента отражения Γ_2 в линии передачи *2*, в которую передается СВЧ-сигнал, рассчитывается по формуле $\Gamma_2 = Z_{откр}/(2Z_0 + Z_{откр})$.

Поскольку $Z_{откр}$ много меньше Z_0, то Γ_2 будет меньше 1.

При подаче на затворы обоих ПТШ, *4* и *5,* отрицательного управляющего напряжения U, превышающего по абсолютной величине напряжение отсечки ПТШ $U_{отс}$, оба транзистора будут закрыты. При этом каждый из них имеет большое сопротивление $Z_{закр}$. Большое сопротивление полевого транзистора *5* включено параллельно сопротивлению Z_0 линии передачи *3*, поэтому результирующее сопротивление $Z_B = Z_0\, Z_{закр}/(Z_0 + Z_{закр})$. Так как $Z_{закр}$ значительно больше Z_0, то из этой формулы следует, что Z_B будет приблизительно равно Z_0.

Поскольку сопротивление Z_B расположено на расстоянии, равном четверти длины волны в линии передачи *3*, то и на другом конце линии передачи *3* будет сопротивление $Z_3 = Z_B = Z_0$. ПТШ *4* также имеет большое сопротивления $Z_{закр}$, которое значительно меньше Z_0, поэтому их результирующее сопротивление $Z_2 = Z_{закр} + Z_0$ значительно больше сопротивления линии передачи *1* на входе Z_0 и близко к сопротивлению холостого хода.

В этом случае сигнал СВЧ с входной линии передачи *1* передается в линию передачи *3* на выходе с малой величиной прямых потерь $A_п$, а в линию передачи *2* на выходе – с большой величиной ослабления A_0.

Модуль коэффициента отражения Γ_3 в линии передачи *3*, в которую передается СВЧ-сигнал, рассчитывается по формуле $\Gamma_3 = Z_0/(2Z_{закр} + Z_0)$.

Поскольку $Z_{закр}$ много больше Z_0, то Γ_2 будет меньше 1.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе проведенных расчетов было разработано несколько вариантов топологий монолитных переключателей. Существенными преимуществами монолитных схем являются малые размеры, возможность изготовления ПТШ и пассивных планарных элементов (сопротивлений, индуктивностей) в едином технологическом цикле, высокая надежность.

Поскольку истоки ПТШ заземлены, то в общем электроде истоков предусмотрены три квадратных отверстия размерами 50×50 мкм. Затворы транзисторов соединены вместе, и на них подается общее питание от источника через сопротивление R = 1 кОм. Сопротивление R изготавливается из того же материала, что и затворы. Ширина резистивной пленки – 20 мкм. Анализ схемы показывает, что две цепи пересекаются, причем исключить пересечение в принципе невозможно. Все планарные проводники сделаны из золота толщиной 4 мкм. Отрезки линий выполняются либо в виде меандра с шириной 10 мкм и расстоянием между «коленьями» меандра 30 мкм, либо в виде прямоугольных спиралей.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Абакумова, Н. В.** Проектирование топологии двухканального переключателя / Н. В. Абакумова, Ю. М. Богданов и др.// Материалы Международной научно-технической школы – конференции «Наука, технология и профессиональное образование в электронике», Москва, МИРЭА, 26-30 сентября 2005 г. – 2005. – Ч. 1. – С. 262–263.

2. **Богданов, Ю. М.** Проектирование монолитного двухканального переключателя СВЧ / Ю. М. Богданов, В. И. Васильев и др. // Изв. вузов. Радиотехника. – 2004. – № 2. – С. 40–47.

3. **Пат. 2306641 РФ.** Переключатель СВЧ / А. К. Балыко, А. Н. Королев, О. С. Зуева и др. – Приоритет 29.03.06.

4. **Пат. 2313866 РФ.** Переключатель СВЧ / А. К. Балыко, А. Н. Королев, Ф. Е. Щербаков и др. – Приоритет 27.04.06.

Статья поступила 10 января 2013 г.

УДК 621.391.82

АППАРАТУРА ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ СВОЙСТВ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ

К. И. Алмазов-Долженко,
С. М. Благодырь, А. М. Кустова, А. Д. Назарова, М. Н. Родионова

Филиал Московского государственного технического университета радиотехники, электроники и автоматики, г. Фрязино

Описаны методика и установка, позволяющие на практике познакомиться со свойствами шумовых сигналов и измерить их параметры. Материал может быть полезен в учебном процессе студентам радиотехнических специальностей.

КС: шумовой сигнал, свойство, параметр, аппаратура

The methodology and equipment are described which allow to see in practice the noise signal properties and define their parameters. The material can be useful in the educational process for students of radio engineering specialties.

Keywords: noise signal, property, parameter, equipment

1. ВВЕДЕНИЕ

Шумовые сигналы в радиотехнических системах вызывают ухудшение качества передачи полезных сигналов. Ограничивается такой фундаментальный параметр системы, как максимально возможная скорость передачи информации $C_{инф}$, которая определяется известной формулой Шеннона [1]:

$$C_{инф} = \Delta F \lg_2(1 + P_с/P_ш), \quad (1)$$

где ΔF – ширина полосы частот системы передачи; $P_с$ – мощность сигнала; $P_ш$ – мощность шума в системе.

Как видно из (1), при больших шумах ($P_ш \to \infty$) скорость передачи информации резко снижается ($C_{инф} \to 0$).

Наличие шумов влияет также на дальность работы R радиосистем. Формула дальности радиолокатора (обобщённое уравнение радиолокации) может быть записана следующим образом [1]:

$$R = A\sqrt[4]{P_{пер}/P_ш}, \quad (2)$$

где $P_{пер}$ – мощность передатчика радиолокатора; $P_ш$ – мощность шума приёмной системы, приведённая к её входу; A – постоянный коэффициент.

Из (2) видно, что шумовая мощность входит в формулу дальности наравне с мощностью передатчика, т. е. весьма существенно влияет на работоспособность радиолокационной системы.

В связи с изложенными обстоятельствами изучение свойств шумовых сигналов, разработка методов и аппаратуры для их анализа и измерения являются весьма актуальными.

Для экспериментального изучения свойств шумовых сигналов разработаны измерительная установка и специализированный блок, позволяющие познакомиться с видом осциллограмм шумовых сигналов и измерить ряд их характеристик.

2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ

Случайные, или шумовые, сигналы в электронных устройствах обычно связаны с неконтролируемыми микропроцессами, например с дискретной эмиссией электронов, тепловым радиоизлучением, нестабильной работой контактов и т. п.

Случайным называется сигнал, представляемый функцией времени $U(t)$, мгновенные значения которой являются непредсказуемыми (рис. 1).

Несмотря на случайный характер процессов, шумовые сигналы обладают некоторыми определёнными характеристиками, правда, имеющими статистический характер.

Различают стационарные и нестационарные случайные процессы.

Стационарным называется процесс, статистические характеристики которого не изменяются со временем. В дальнейшем для упрощения будем рассматривать только стационарные случайные процессы.

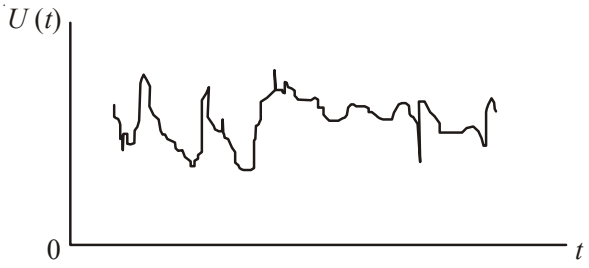


Рис.1. Типичный вид осциллограммы случайного процесса

Будем рассматривать также эргодические процессы, т. е. такие, для которых статистические характеристики, найденные по набору ансамблей (разновидностей) реализации, совпадают со статистическими характеристиками, найденными в процессе наблюдения за случайной функцией во времени. Это свойство в большинстве случаев имеет место и позволяет определять статистические характеристики аппаратурными методами.

К числу основных характеристик случайных процессов относятся, в частности, следующие [2].

1. Среднее значение случайной величины (математическое ожидание)

$$U_{\text{ср}} = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^T U(t)\,dt. \tag{3}$$

Среднее значение случайной величины во многих случаях стремится к нулю («центрированный шум»).

2. Среднеквадратичное значение случайной величины

$$U_{\text{ср}}^2 = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t)\,dt. \tag{4}$$

Этот параметр используется при вычислении мощности случайного процесса.

3. Среднеквадратичное значение флуктуаций случайной величины, или дисперсия,

$$\sigma^2 = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T\left[U(t)-U_{\text{ср}}\right]^2 dt. \tag{5}$$

Соответствующая приведённая безразмерная величина $\left(\sigma^2\right)^* = \sigma^2/U_{\text{ср}}^2$ может быть названа «относительной дисперсией».

При нулевом среднем значении средний квадрат флуктуаций и средний квадрат шумового напряжения совпадают.

Дисперсия σ^2 пропорциональна мощности сигнала помех.

Если под $U_{\text{ср}}^2$ понимается некоторый измеряемый сигнал, который сопровождается помехами, и интересуются сложившимся в аппаратуре отношением мощности сигнала $P_{\text{с}}$ к мощности шума $P_{\text{ш}}$, то

$$P_{\text{с}}/P_{\text{ш}} = U_{\text{ср}}^2/\sigma^2. \tag{6}$$

4. Дифференциальная и интегральная функции распределения значений случайной величины:

а) дифференциальная функция (закон) распределения представляет собой вероятность нахождения случайной величины в узком интервале значений от U до $U + dU$ и выражается как $W(U)dU$, где $W(U)$ является плотностью вероятности и имеет размерность вероятности, делённой на размерность интервала dU;

б) интегральная функция $F(U)$ (закон) распределения показывает вероятность того, что случайная величина $U(t)$ не превышает значения U, т. е. находится в интервале от $-\infty$ до U. Связь с $W(U)$ следующая:

$$F(U) = \int_{-\infty}^{U} W(x)dx, \tag{7}$$

где x – текущая переменная.

В зависимости от вида источника случайного сигнала, свойств преобразующих каскадов, через которые проходит сигнал, и других факторов статистические свойства сигнала могут быть различными и описываются функциями распределения различного вида.

3. ОПИСАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ УСТАНОВКИ И МЕТОДИКИ ИЗМЕРЕНИЙ

Разработанная установка позволяет исследовать осциллограммы шумовых сигналов, а также определять следующие параметры и характеристики [2, 3, 4]:

– среднее значение $U_{\text{ср}}$ шумового напряжения при наличии постоянной составляющей;

– относительную дисперсию измерений $(\sigma^2)^*$;

– коэффициент вариации ж = $\sigma/U_{\text{ср}}$, который характеризует относительную погрешность измерений $U_{\text{ср}}$ с доверительной вероятностью 0,68;

– отношение $P_с/P_ш$;

– интегральную функцию распределения $F(U)$ шумового напряжения.

На рис. 2 показана структурная схема установки для измерения параметров шумовых сигналов.

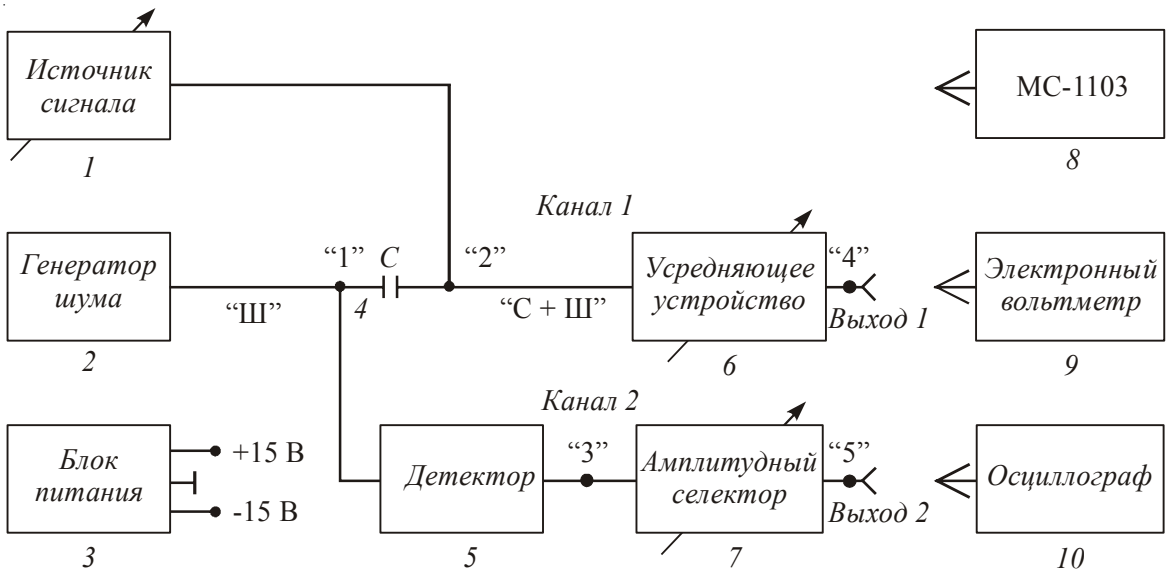


Рис. 2. Структурная схема измерительной установки

Здесь «Канал 1» используется при измерении параметров $U_{ср}$, $(у^2)^*$, ж и $P_с/P_ш$.

Шумовой сигнал от генератора шума *2* типа Г2-59 подаётся в точку «1» на вход конденсатора *4*. После прохождения конденсатора *4* этот шумовой сигнал суммируется с постоянным напряжением от регулируемого источника сигнала *1* (постоянная составляющая напряжения $U_{ср}$ выступает в качестве сигнала). Таким образом, в точке «2» образуется смесь сигнала и шума с некоторым регулируемым отношением $P_с/P_ш$.

Суммарный сигнал поступает на вход усредняющего устройства *6* с регулируемым временем усреднения τ (τ_1, τ_2, τ_3), в качестве которого используется *RC*-фильтр нижних частот (ФНЧ). С выхода усредняющего устройства обработанный сигнал поступает на «Выход *1*».

Этот суммарный сигнал может быть проанализирован цифровым автоматизированным методом либо неавтоматизированным способом одиночных выборок (в зависимости от имеющихся измерительных средств).

Анализ цифровым методом дискретных выборок по заданной программе обработки сигналов удобно проводить с помощью микро-ЭВМ МС-1103 *8*, содержащей встроенный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и подключаемой к «*Выходу 1*».

Использование простой микро-ЭВМ с ручным управлением позволяет более наглядно изучить процесс обработки шумовых сигналов и удешевляет установку.

Возможно также использование более быстродействующих ЭВМ, например, [5]. В этом случае должен быть применён дополнительный внешний АЦП.

Если анализ производится неавтоматизированным методом, то к «*Выходу 1*» подключается цифровой вольтметр В7-27 *9* и выборочные отсчёты делаются по его шкале.

Измерительный «*Канал 2*» используется при снятии функции распределения. Он включает детектор *5*, работающий в режиме линейного детектирования, который превращает шумовой

сигнал в однополярный. Это даёт возможность использовать однополярный амплитудный селектор. Амплитудный селектор *7* параллельного типа является регулируемым по уровню ограничения E и позволяет выделять сигналы ниже заданного уровня. Выделенные сигналы измеряются электронным вольтметром *9*, подключаемым к «*Выходу 2*».

Осциллограф *10* служит для визуального ознакомления с формой сигналов на разных стадиях обработки.

3.1. Изучение осциллограмм шумовых сигналов в различных точках измерительной установки

1. Осциллограф подключается поочерёдно (рис. 2) к выходу источника шума (точка «*1*»), к выходу источника сигнала (точка «2») и к выходу усредняющего устройства (точка «*4*»).

2. Осциллограмма в точке «4» рассматривается, зарисовывается и анализируется при различных постоянных времени фильтра (τ_1, τ_2, τ_3).

3. Постоянная составляющая сигнала устанавливается регулировкой источника сигнала при подключении осциллографа к точке «4». Вначале она устанавливается примерно вдвое большей, чем ширина («размах») шумовой дорожки, в дальнейшем это соотношение может устанавливаться по желанию.

3.2. Измерение среднего значения шумового напряжения $U_{ср}$, дисперсии (σ^2)*, коэффициента вариации ж и отношения сигнал/шум $P_с/P_ш$

Измерение неавтоматизированным методом

1. Электронный вольтметр *9* подключается *к «Выходу 1»* и подбирается предел чувствительности, соответствующий величине измеряемого сигнала.

2. При постоянной времени τ_1 с интервалом примерно 5 с делается 25…30 отсчётов (*n* отсчётов) по шкале вольтметра, записываются результаты.

3. Измерения повторяются при постоянных времени τ_2 и τ_3, данные также записываются.

4. Вычисляются средние значения шумового напряжения для каждой постоянной времени по наборам полученных значений U_i согласно формуле

$$U_{ср} = (1/n)\sum_{i=1}^{n} U_i, \tag{8}$$

где n – число измерений.

5. Вычисляется относительная дисперсия результатов измерений

$$(\text{у}^2)^* = \frac{1}{U_{ср}^2(n-1)}\sum_{i=1}^{n}(U_i - U_{ср})^2. \tag{9}$$

6. Вычисляется относительный разброс (коэффициент вариации) измерений шумового напряжения при τ_1, τ_2, τ_3 по формуле

$$\text{у}/U_{ср} = 1/U_{ср}\sqrt{\frac{1}{(n-1)}\sum(U_i - U_{ср})^2}. \tag{10}$$

7. Сравниваются результаты измерений при разных постоянных времени τ.

Измерение автоматизированным методом цифровой обработки

1. Подключается МС-1103 к «*Выходу 1*» измерительной установки (см. рис. 2).

2. Вводится программа в МС-1103 в соответствии с Приложением. Обработка сигналов по этой программе проводится автоматически в соответствии с формулами (6), (8), (9), (10).

3. Нажать кнопку «*Пуск*» на ЭВМ 5 раз (n_1 = 5) с интервалом примерно 5 с и наблюдать за показаниями индикатора ЭВМ.

4. Нажать кнопки «*БП*», «*4*», «*С/П*», дождаться окончания счёта, отсчитать на табло ЭВМ и записать значение $U_{ср}$.

5. Нажать кнопку «*F4*», отсчитать и записать коэффициент вариации ж = у/$U_{ср}$.

6. Нажать кнопку «*F5*», отсчитать и записать относительную дисперсию ($у^2$)*.

7. Нажать кнопку «*F6*», отсчитать и записать отношение сигнал/шум, отн. ед.

8. Нажать кнопки «*F7*», «*4.3*», «×», отсчитать и записать отношение сигнал/шум, дБ.

Затем повторяются предыдущие операции, начиная с набора данных, но с увеличенным числом выборок: n_2 = 15 и n_3 = 45. Полученные результаты записываются. Сравниваются результаты измерений при различном числе выборок n. Делаются выводы.

3.3. Определение интегральной функции распределения шумового процесса

Экспериментально определяется интегральная функция распределения $F(U)$ шумового процесса, представляющая собой закон изменения вероятности того, что шумовой сигнал не превышает заданный уровень.

К «*Выходу 2*» (см. рис. 2) подключается электронный вольтметр *9*.

1. Ручка регулировки амплитудного селектора устанавливается в среднее положение. Осциллограф *10* подключается поочерёдно к точкам «3», «5», зарисовываются осциллограммы. Поясняется вид осциллограмм.

2. Изменяется уровень ограничения E, начиная от нуля, с помощью ручки для регулировки амплитудного селектора (15…20 положений в пределах полной регулировки) и записываются показания α_i ($i = 1\ldots n$) электронного вольтметра *9*. Чувствительность вольтметра необходимо устанавливать в соответствии с измеряемым сигналом.

Результаты измерений записываются.

3. Вычисляются значения ординат функции распределения по формуле

$$F_i(U) = б_i / б_{max}, \tag{11}$$

где α_{max} – наибольшее из полученных значений α.

4. Строится функция распределения $F(U)$. Поясняется её характер.

5. Сравнивается вид полученной функции $F(U)$ с изображениями функций распределения различного вида, приведенными, например, в [2], выбирается наиболее подобный вид распределения.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Программа измерения параметров шумового напряжения с помощью ЭВМ МС-1103

Шаг	Клавиша	Код	Шаг	Клавиша	Код	Шаг	Клавиша	Код
В/0			44	F4	42	93	F1/x	45
00	Рпр		45	В↑	06	94	P6	61
01	Cx	76	50	F8	82	95	Pln	13
02	P4	41	51	:	36	-0	P7	71
03	P5	51	52	P3	31	-1	F3	32
04	P8	81	53	Fx2	55	-2	С/П	78
05	F8	82	54	В↑	06	-3	БП	58
10	1	14	55	F8	82	-4	P0	01
11	+	96	60	X	26			
12	P8	81	61	В↑	06		Равт	
13	F2	22	62	F5	52		1101	
14	В↑	06	63	↔	16		P9	
15	F4	42	64	-	86		1	
20	+	96	65	P7	71		ВП	
21	P4	41	70	В↑	06		4	
22	F2	22	71	F8	82		P2	
23	Fx2	55	72	1	14			
24	В↑	06	73	-	86		ПУСК (*n* раз)	
25	F5	52	74	В↑	06			
30	+	96	75	F7	72		БП	
31	P5	51	80	↔	16		4	
32	Cx	76	81	:	36		С/П	
33	ВП	66	82	F√	65			
34	1	14	83	В↑	06		Индикация Uср	
35	0	04	84	F3	32			
40	F2	22	85	:	36		F3	$U_{ср}$
41	С/П	78	90	P4	41		F4	æ
42	БП	58	91	Fx2	55		F5	(σ2)*
43	FB↑	05	92	P5	51		F6	С/Ш, отн. ед
							F7 1/4,3	С/Ш, дБ
							F8	*n*

Слева направо:
А. Д. Назарова, А. М. Кустова,
К. И. Алмазов-Долженко,
С. М. Благодырь, М. Н. Родионова

ЛИТЕРАТУРА

1. **Аграновский, К. Ю**. Радиотехнические системы / К. Ю. Аграновский, Д. Н. Златогурский, В. Г. Киселёв. – М.: Высшая школа, 1979. – 333 с.

2. **Заездный, А. М**. Основы расчётов по статистической радиотехнике / А. М. Заездный. – М.: Связь, 1969. – 448 с.

3. **Мирский, Г. Я**. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов / Г. Я. Мирский. – М.: Энергия, 1972. – 456 с.

4. **Алмазов-Долженко, К. И**. Коэффициент шума и его измерение на СВЧ / К. И. Алмазов-Долженко. – М.: Научный мир, 2000. – 260 с.

5. **Швецов, Б. Н**. Автоматизированные измерения флуктуационной чувствительности радиометров с оценкой достоверности результатов / Б. Н. Швецов, К. И. Алмазов-Долженко, В. Е. Паняев, С. В. Пантыкин // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1990. – Вып. 2. – С. 33–36.

Статья поступила 10 января 2013 г.

НОВЫЕ КНИГИ

АЛМАЗОВ-ДОЛЖЕНКО К.И., БОРИСОВ А.А., КОРОЛЕВ А.Н., ЮРЬЕВ К.В. **Альбом элементов СВЧ-трактов**. – М.: Научный мир, 2013. – 208 с.

Учебное пособие предназначается для студентов втузов специальностей «Проектирование и технология радиоэлектронных средств» и «Электронная техника», изучающих соответственно курсы «Техническая электродинамика и устройства СВЧ» и «Электродинамика и техника СВЧ». Оно может быть использовано также при изучении других аналогичных курсов.

Альбом фотографий позволяет ознакомиться с внешним видом и конструкцией многих типовых пассивных элементов СВЧ-трактов. Фотографии сопровождаются краткими текстовыми пояснениями. Наглядное визуальное представление СВЧ-элементов должно содействовать повышению качества освоения учебного материала.

Пособие может быть также полезным специалистам, работающим в области использования или разработки техники СВЧ.

УДК 621.3.049.77.029.64

УЛУЧШЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ГИС СВЧ ЗА СЧ¨Т ОПТИМИЗАЦИИ ВНУТРИСХЕМНЫХ СОЕДИНЕНИЙ

В. А. Иовдальский, С. В. Футьянов

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

И. Н. Аюпов, Р. Б. Киличенков

Филиал Московского государственного технического университета радиотехники, электроники и автоматики, г. Фрязино

Представлены результаты исследования характеристик ГИС широкополосного балансного усилителя СВЧ-диапазона, показана возможность их улучшения за счёт замены проволочных выводов кристаллов транзисторов на плоские балочные выводы клиновидной формы. При этом получено увеличение коэффициента усиления на 8 % и уменьшение коэффициента шума на 30 % на верхней границе частотного диапазона. Применение такого усилительного каскада в модуле МШУ привело к уменьшению коэффициента шума на 12,5 %.

КС: электрические характеристики, ГИС, широкополосный балансный усилитель СВЧ-диапазона, коэффициент усиления, коэффициент шума, верхняя граница частотного диапазона

The results of investigating HIC characteristics of an *X*-range wide-band balanced amplifier are presented, the possibility of their improvement due to replacement of wire leads of transistor chips by flat beam leads of wedge shape is shown. At that the gain increased by 8 % and the noise figure decreased by 30 % at the frequency range upper limit. The use of such an amplifying cascade in LNA module led to noise figure decrease by 12.5 %.

Keywords: electrical characteristics, HIC, X-range wide-band balanced amplifier, gain, noise figure, frequency range upper limit

1. ВВЕДЕНИЕ

Стремление к улучшению электрических характеристик радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона обуславливает поиск новых возможностей. Одной из таких возможностей является совершенствование конструкции гибридных интегральных схем (ГИС) СВЧ, на которых базируется современная РЭА. Поиску новых конструкторско-технологических решений ГИС СВЧ уделяется большое внимание как в нашей стране [1], так и за рубежом [2].

2. КОНСТРУКТОРСКО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Одним из таких решений является использование рамок плоских балочных выводов толщиной в несколько микрон, выполненных из гальванически осаждаемого золота и служащих для соединения контактных площадок кристаллов полупроводниковых приборов (ПП) с пленочными элементами топологического рисунка металлизации микрополосковых плат (МПП) ГИС СВЧ [3]. Причем плоские балочные выводы, по возможности, не должны иметь резких перепадов сечения, т. е. должны быть клиновидными [4] (см. рис. 1).

Рамка обычно имеет несколько выводов, внешние концы которых соединены технологическими частями рамки. Внутренние концы выводов предназначены для присоединения к контактным площадкам кристалла ПП, а внешние присоединяются к пленочным элементам топологического рисунка металлизации МПП. Плавность соединения внутренних концов выводов с внешними создает условия для снижения потерь мощности проходящего сигнала [4].

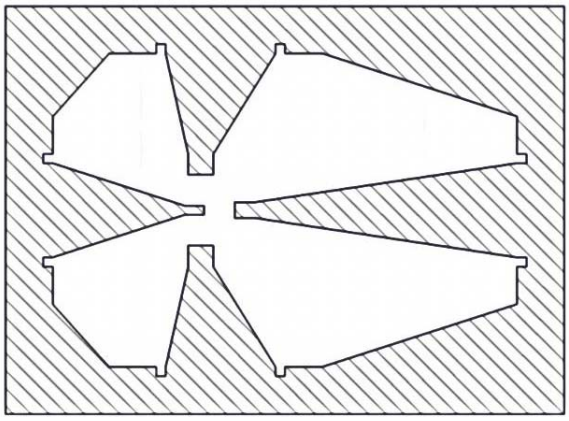


Рис. 1. Рамка плоских балочных выводов клиновидной формы

Кристаллы ПП, работающих в СВЧ-диапазоне, имеют размеры контактных площадок 30×30…50×50 мкм, что создает определенные трудности при выполнении соединений, связанные с высокой точностью совмещения соединяемых деталей. В то же время проволочные выводы, широко применяемые в производстве, имеют бо́льшую паразитную индуктивность, чем плоские балочные выводы. Поэтому применение выводных рамок для подключения кристаллов ПП, например транзисторов или монолитных интегральных схем (МИС) СВЧ, при сборке ГИС СВЧ, согласно расчетам, выполненным в предшествующей работе [4], приводит к улучшению электрических характеристик ГИС усилительных каскадов транзисторных усилителей СВЧ-диапазона.

Целью данной работы является улучшение электрических характеристик широкополосного малошумящего усилителя (МШУ) СВЧ-диапазона. Конструкция ГИС балансного усилительного каскада представлена на рис. 2.

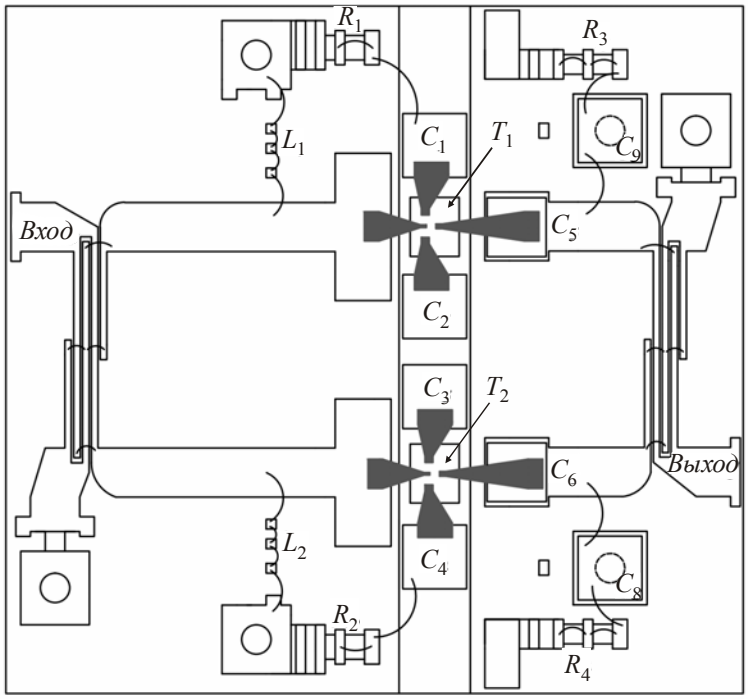


Рис. 2. Конструкция ГИС балансного усилительного каскада с мостами Ланге

В схеме усилителя затворы транзисторов заземлены через индуктивности L_1 и L_2. Ток, проходящий через транзистор, регулируется величиной резисторов R_1 и R_2. Напряжение на стоках транзисторов регулируется величиной резисторов R_3 и R_4. Входная и выходная платы паяются на металлическое основание с двух сторон от выступа основания вплотную. Кристаллы транзисторов T_1 и T_2 (например, с шириной затвора 180 мкм и длиной 0,25 мкм; выпускаются на ФГУП «НПП «Исток») и конденсаторы $C_1...C_4$ устанавливаются и закрепляются на поверхности выступа основания. Высота выступа обеспечивает расположение лицевой поверхности плат, кристаллов транзисторов и конденсаторов в одной плоскости, что позволяет минимизировать длину выводов транзисторов, а значит, и их паразитную индуктивность.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

В широкополосных СВЧ МШУ наблюдается изменение параметров узлов с повышением частоты сигнала, увеличивающее неравномерность амплитудно-частотных характеристик. На рис. 3 и 4 представлены зависимости коэффициента передачи и коэффициента шума широкополосного балансного усилителя с проволочными выводами диаметром 20 мкм от частоты в рабочем диапазоне 8…18 ГГц.

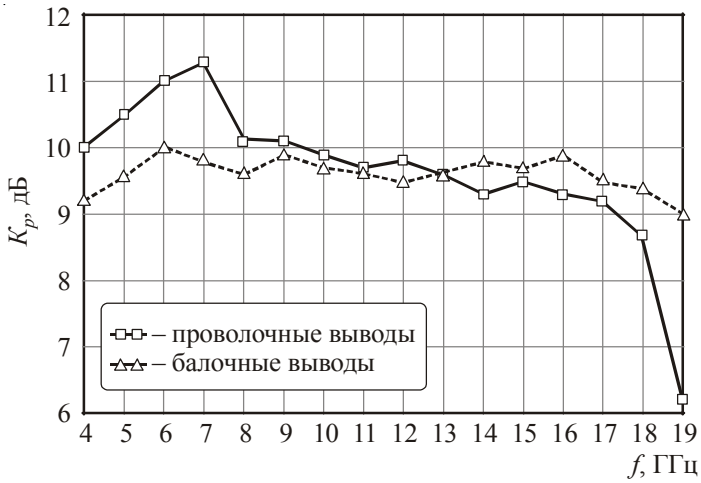


Рис. 3. Зависимости коэффициента передачи от частоты широкополосного балансного усилителя

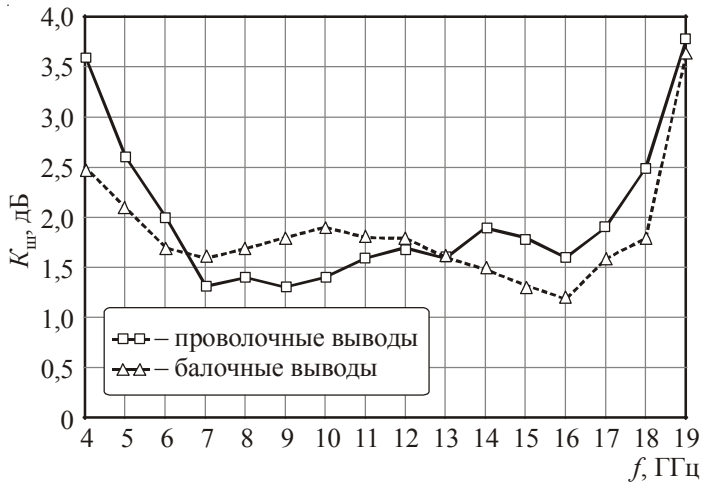


Рис. 4. Зависимости коэффициента шума от частоты широкополосного балансного усилителя

Коэффициент усиления балансного усилителя уменьшается в диапазоне рабочих частот 8…18 ГГц на 1,4 дБ, а коэффициент шума возрастает на 1 дБ. Это можно объяснить влиянием индуктивности проволочных выводов в цепях истоков и стоков транзисторов. В используемых на входах модулей пассивных защитных устройствах на диодах также наблюдается рост потерь энергии сигнала в диапазоне рабочих частот от 0,8 до 1,2…1,4 дБ. Поэтому коэффициент шума модулей с использованием балансных усилителей и защитных устройств максимальный на частоте 18 ГГц. Для уменьшения этого эффекта вместо проволочных выводов транзисторов использовались плоские балочные клиновидные выводы. Результаты исследования также представлены на рис. 3 и 4.

Анализ полученных результатов показывает, что характеристики усилителя для варианта с плоскими клиновидными балочными выводами меньше зависят от частоты, что делает их более воспроизводимыми и снижает необходимость подстройки. Это приводит к снижению трудоёмкости изготовления таких усилителей.

Такие балансные усилители применяются в модулях МШУ с рабочим диапазоном 8…18 ГГц в качестве усилительных каскадов с встроенным защитным устройством от входной мощности 1 Вт. В результате замены проволочных выводов транзисторов на плоские балочные клиновидные в балансном усилителе получено увеличение коэффициента усиления в верхней части рабочего диапазона частот на 8 % и снижение коэффициента шума усилительного каскада на 30 %. Применение таких усилительных каскадов в модуле МШУ приводит к уменьшению коэффициента шума с 4,3…4,5 до 3,7…4,0 дБ (т. е. на 12,5 %) и увеличению коэффициента усиления.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведённых исследований показана возможность улучшения электрических характеристик ГИС широкополосного балансного усилителя СВЧ-диапазона за счёт замены проволочных выводов кристаллов транзисторов на плоские балочные клиновидные. При этом получено увеличение коэффициента усиления на 8 % и уменьшение коэффициента шума на 30 % на верхней границе частотного диапазона. Применение такого усилительного каскада в модуле МШУ привело к уменьшению коэффициента шума на 12,5 %.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Иовдальский, В. А.** Совершенствование конструкции и технологии ГИС СВЧ-диапазона / В. А. Иовдальский // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 1994. –Вып. 3(463). –С. 19-23.

2. Объемные приемопередающие СВЧ-модули // Новости СВЧ-техники: Информационный сборник. –Фрязино: ФГУП «НПП «Исток». –2006. –№ 4. –С. 3-8.

3. **Иовдальский, В. А.** Эффективность применения плоских внутрисхемных соединений в ГИС СВЧ-диапазона / В. А. Иовдальский, Л. В. Манченко, В. Г. Моргунов, С. В. Герасименко // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. –2011. –Вып. 2(509). –С. 41-47.

4. **Иовдальский, В. А.** Оптимизация геометрии плоских балочных выводов компонентов ГИС СВЧ-диапазона / В. А. Иовдальский, Л. В. Манченко, В. Г. Моргунов, С. В. Герасименко // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. –2011. –Вып. 4(511). –С. 49-58.

5. **Пат. 2456703 РФ, МПК H 01 L 23/48.** Выводная рамка для СВЧ и КВЧ полупроводникового прибора / В. А. Иовдальский, Л. В. Манченко, Н. М. Добровольская, В. Г. Моргунов. –Приоритет 16.03.11.

Статья поступила 10 января 2013 г.

УДК 621.372.852.3.029

АТТЕНЮАТОРЫ НА ПТШ С ПЛАВНОЙ РЕГУЛИРОВКОЙ ОСЛАБЛЕНИЯ

А. К. Балько, О. С. Зуева, Д. В. Холодов, М. Ю. Вахламова

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Предложены принципиальные схемы аттенюаторов на ПТШ с плавной регулировкой затухания. Выполнено схемотехническое и топологическое проектирование схем аттенюаторов. Показано, что в схеме с оптимальными параметрами в диапазоне частот 13…15 ГГц могут быть достигнуты прямые потери менее 1 дБ, максимальное затухание 30 дБ при КСВН менее 1,5.

КС: аттенюатор, СВЧ-сигнал, ПТШ, плавная регулировка, ослабление

Circuit diagrams of attenuators on Schottky-gate FETs with a smooth attenuation adjustment have been proposed. Circuitry engineering and topological designing of attenuator circuits were made. It was shown that in a circuit with optimal parameters within 13…15 GHz frequency range the direct loss < 1 dB, and maximal attenuation 30 dB at VSWR < 1.5 can be reached.

Keywords: attenuator, microwave signal, Schottky-gate FET, smooth adjustment, attenuation

Аттенюаторы (ослабители) применяются в устройствах радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) для управления мощностью СВЧ-сигнала. Широкое распространение находят аттенюаторы СВЧ, выполненные на основе диодов СВЧ и ПТШ. Особый интерес к аттенюаторам на ПТШ связан с возможностью перехода к монолитным интегральным схемам (МИС) аттенюаторов, выполненных целиком на кристалле из GaAs [1–3].

Основная задача при разработке аттенюаторов с плавной регулировкой затухания состоит в снижении начальных потерь, увеличении максимальной величины затухания и сохранении малой величины КСВН в полосе частот при изменении управляющего напряжения U в широком интервале (от нуля до напряжения отсечки ПТШ). В работе предложены и исследованы схемы аттенюаторов на ПТШ «Полет» (длина затвора – 0,35 мкм, ширина затвора – 300 мкм, толщина активного слоя – 0,17 мкм, концентрация примеси – $2{\cdot}10^{17}$ см$^{-3}$), управляемых от одного источника напряжения. Оптимизация схем позволила в диапазоне частот 13…15 ГГц получить максимальное ослабление более 30 дБ, начальные потери менее 1 дБ и КСВН не более 1,5.

Принципиальная электрическая схема первого варианта аттенюатора представлена на рис. 1 [4]. Аттенюатор выполнен по П-образной схеме включения резисторов, с той лишь разницей, что в нем роль резистора, включенного последовательно относительно входа и выхода, играет ПТШ, сопротивление которого изменяется от приложенного к его затвору управляющего напряжения. Параллельные резисторы, помимо основной функции реализации требуемого ослабления мощности, служат для улучшения согласования аттенюатора с нагрузками.

При подаче на затворы всех трех ПТШ управляющего напряжения $U = 0$ все ПТШ открываются.

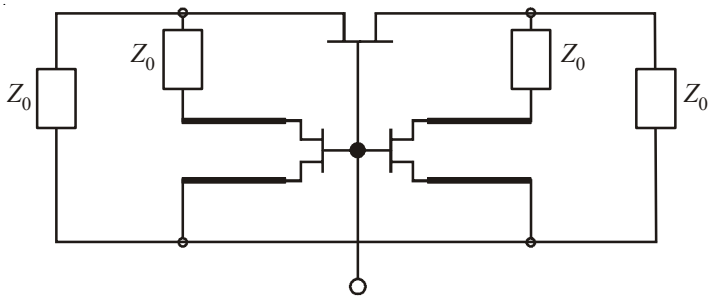


Рис. 1. Принципиальная эквивалентная схема аттенюатора (первый вариант)

Малые сопротивления двух ПТШ, включенных симметрично по обе стороны от первого ПТШ, пересчитанные через четвертьволновый отрезок линии, на другом конце линии преобразуются в большое сопротивление Z_A, рассчитанное по формуле $Z_A = Z^2/Z_{откр}$, где Z – волновое сопротивление отрезка линии передачи; $Z_{откр}$ – сопротивление ПТШ в режиме «открыто».

Поскольку каждое большое сопротивление Z_A включено последовательно резистору с сопротивлением Z_0, то общее их сопротивление Z_2, определенное из выражения $Z_2 = Z_0 + Z_A$, будет превышать сопротивление Z_0. Таким образом, схема аттенюатора будет иметь малое последовательное сопротивление $Z_1 = Z_{откр}$ и два больших параллельных сопротивления Z_2, включенных по обе стороны от малого последовательного сопротивления Z_1. В этом случае в аттенюаторе СВЧ реализуются прямые потери и малая величина КСВН.

При подаче на затворы трех ПТШ отрицательного управляющего напряжения U, превышающего по абсолютной величине напряжение отсечки ПТШ $U_{отс}$, транзисторы закроются и будут иметь большое сопротивление $Z_{закр}$. Большие сопротивления двух ПТШ, включенных симметрично по обе стороны от первого ПТШ, пересчитанные через четвертьволновый отрезок линии, на другом конце линии преобразуются в малое сопротивление Z_a, рассчитанное по формуле $Z_a = Z^2/Z_{закр}$. Так как Z_a включено последовательно резистору с сопротивлением Z_0, то общее сопротивление Z_2 будет примерно равным Z_0. Схема аттенюатора будет иметь большое последовательное сопротивление Z_1 и два параллельных сопротивления $Z_2 = Z_0$, включенных по обе стороны от Z_1. В этом случае в аттенюаторе реализуется большая величина затухания СВЧ-сигнала и малый КСВН.

При подаче на затворы всех трех ПТШ отрицательного управляющего напряжения U, непрерывно изменяющегося в интервале от нуля до $U_{отс}$, сопротивление каждого из трех ПТШ будет изменяться от $Z_{откр}$ до $Z_{закр}$. При этом в аттенюаторе реализуются малый КСВН и непрерывно изменяющаяся величина ослабления СВЧ-сигнала.

К основному недостатку рассмотренной схемы можно отнести трудности в реализации большого затухания и малого КСВН.

Была предложена и теоретически исследована другая схема аттенюатора, изображенная на рис. 2 [5]. Принцип работы ее аналогичен описанному выше. Эта схема позволяет снизить КСВН и увеличить ослабление до 20 дБ. Для достижения большего ослабления необходимо использовать две каскадно включенные схемы. Зависимости затухания A и КСВН от управляющего напряжения при частоте f = 14 ГГц представлены на рис. 3. Расчеты проводились для МИС аттенюатора, выполненного на кристалле арсенида галлия толщиной 100 мкм.

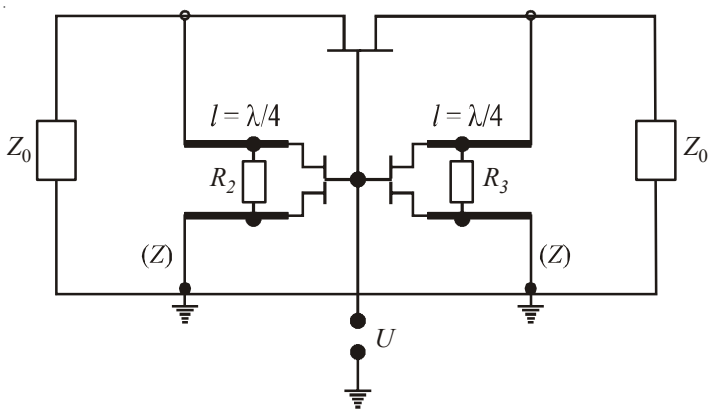


Рис. 2. Принципиальная эквивалентная схема аттенюатора (2 вариант)

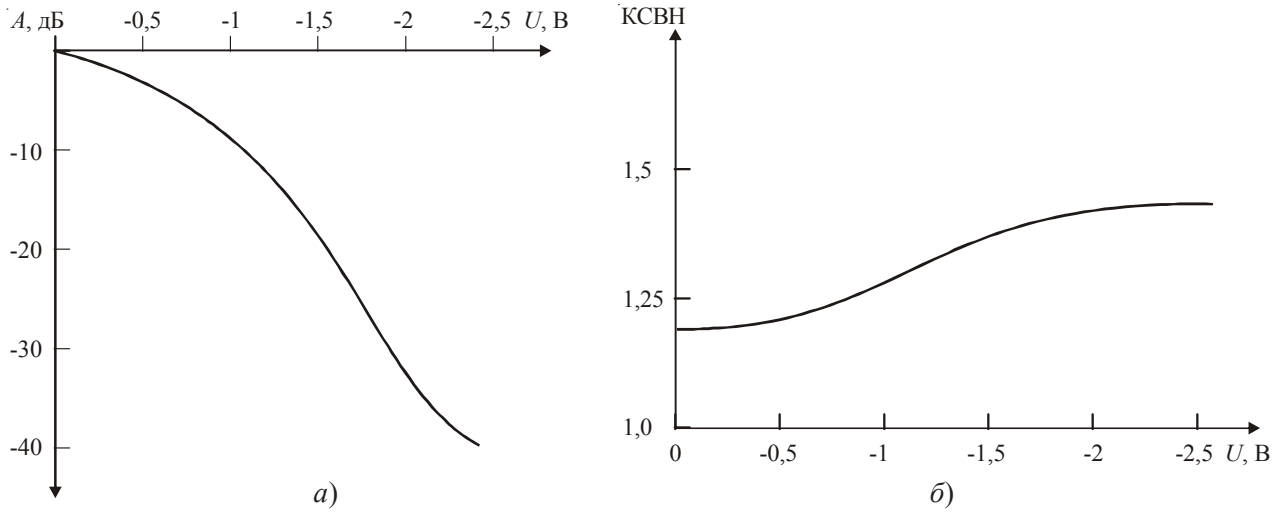


Рис. 3. Расчетные зависимости *A* (*а*) и КСВН (*б*)
от управляющего напряжения *U* (*f* = 14 ГГц)

ЛИТЕРАТУРА

1. **Абакумова, Н. В.** Аттенюатор на *p–i–n*-диодах, управляемый током / Н. В. Абакумова, О. С. Зуева, И. В. Самсонова и др. // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2006. – Вып. 1. – С. 13–21.

2. **Балько, А. К.** Схемотехническое проектирование электрически управляемого широкополосного транзисторного аттенюатора / А. К. Балько, Б. М. Ольчев, А. А. Тощов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 1997. – Вып. 1. – С. 15–19.

3. **Абакумова, Н. В.** Проектирование многоразрядных монолитных аттенюаторов / Н. В. Абакумова, Ю. М. Богданов и др.// Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2005. – Вып. 2. – С. 6–20.

4. **Пат. 2324265 РФ.** Аттенюатор СВЧ / А. К. Балько, А. Н. Королев, О. С. Зуева и др. – Приоритет 22.05.06.

5. **Пат. 2401491 РФ.** Аттенюатор СВЧ с непрерывным управлением / А. К. Балько, А. Н. Королев, М. Ю. Вахламова и др. – Приоритет 09.11.09.

Статья поступила 10 января 2013 г.

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 511

ТЕОРИЯ ЧИСЕЛ И МОЗАИКА ЛОМОНОСОВА

А. К. Балыко

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

И. А. Балыко

Московская государственная академия технологий и управления

Высказана гипотеза, что уравнение $v^2 = x^2 + y^2 + z^2$ в области целых положительных чисел имеет решение для любого нечетного v и различных x, y, z. Приведены решения уравнения для ряда значений разности $h = v - z$. Показано, что в подавляющем большинстве случаев решения уравнения в плоскости x, y представляют собой сетку из квадратов, однако при некоторых значениях разности h решения уравнения в плоскости x, y имеют вид симметричных периодически повторяющихся мозаичных фигур.

КС: теорема Ферма, теория чисел, мозаичная фигура, параболоид вращения

A hypothesis that the equation $v^2 = x^2 + y^2 + z^2$ in the field of integer positive numbers has a solution for any odd v and different x, y, z was put forward. The solutions of the equation are given for a set of difference values $h = v - z$. It is shown that in most cases the solution of the equation in x, y plane represent a grid of squares, but at some values of h difference the solution of the equation in x, y planes have the pattern of symmetrical cycling mosaic figures.

Keywords: Fermat theorem, theory of numbers, mosaic figure, paraboloid of revolution

В работе [1] мы показали, что русский гений М. В. Ломоносов, используя известный ему в то время математический аппарат, в принципе мог получить электродинамические уравнения Максвелла из уравнений механики Ньютона. В настоящей работе мы рассмотрим еще одну область деятельности М. В. Ломоносова, связанную с применением элементарной теории чисел.

Во всеобъемлющем творчестве Михаила Васильевича одна из областей его интересов стоит особняком. В фундаментальном «Биографическом словаре» читаем: «М. В. Ломоносов возродил в России забытое с 12 века искусство мозаики» [2]. Михаил Васильевич настолько глубоко был увлечен мозаикой, что построил специальный завод и создал творческую мастерскую при этом заводе. Отвлекаясь от художественных мозаичных полотен М. В. Ломоносова, таких, как дошедшая до нас мозаика «Битва под Полтавой» [2], обратим свое внимание на его декоративную мозаику, под которой обычно понимают окрашенные периодически повторяющиеся геометрические фигуры на плоскости. Поскольку Михаил Васильевич хорошо знал математику, в том числе и элементарную теорию чисел, возникает мысль, что его мозаика – продукт мате-

матических изысканий. К сожалению, работы по математике русского гения до настоящего времени не изданы. Они либо утеряны, либо находятся в «глубоких» закромах архива Российской академии наук.

Начнем с того, что во времена М. В. Ломоносова знаменитая формула Пифагора

$$z^2 = x^2 + y^2 \tag{1}$$

и сформулированная на ее основе теорема П. Ферма занимали умы многих российских академиков. Достаточно назвать имя великого Л. Эйлера [3–5].

Уравнение (1) имеет бесконечное множество решений (z, y, x) как в области действительных чисел, так и в области целых положительных чисел. Для определения целых «чисел Пифагора», удовлетворяющих (1), используются выражения

$$z = n^2 + m^2, \quad y = n^2 - m^2, \quad x = 2nm, \tag{2}$$

где n и m – во-первых, должны быть взаимно простыми и, во-вторых, чтобы исключить кратные решения, одновременно не должны быть нечетными.

Из (1) получается уравнение

$$x^2 = z^2 - y^2, \tag{3}$$

которое имеет решение для любого целого положительного x. Действительно, если $x = 2k + 1$ (нечетные числа, $k = 1, 2, 3,\ldots$), то, полагая $z - y = 1$, находим выражения: $z = 2k(k + 1) +1$, $y = 2k(k + 1)$. Если $x = 2k$ (четные числа), то, полагая $z - y = 2$, приходим к выражениям: $z = k^2 + 1$, $y = k^2 - 1$. Используемый в этом доказательстве прием (введение разности $h = z - y$, где $h = 1, 2,\ldots$) будет применяться в дальнейшем.

М. В. Ломоносов вполне мог рассмотреть уравнение вида (1) при четырех переменных

$$v^2 = x^2 + y^2 + z^2, \tag{4}$$

которое представляет собой формулу Пифагора для трехмерного пространства (v – длина отрезка, выходящего из начала координат).

Для уравнения (4), по аналогии с (2), можно получить выражения для целочисленных переменных

$$v = n^2 + m^2 + p^2, \; z = n^2 - m^2 - p^2, \; x = 2nm, \; y = 2np, \tag{5}$$

что легко проверяется непосредственной подстановкой этих выражений в (4). В формулах (5) $n, m, p = 1, 2, 3,\ldots, \; m \neq p, \; n^2 > m^2 + p^2$.

Отметим, что применение выражений (5) путем простого перебора и подстановки целочисленных значений n, m, p приводит, во-первых, к кратным решениям, во-вторых, к повторяющимся решениям и, в-третьих, к решениям с равными переменными ($z = x$ или $z = y$).

Поиск решений уравнения (4), некратных, неповторяющихся и неравных, привел нас к следующей гипотезе: **для любого нечетного $v > 5$ уравнение $v^2 = x^2 + y^2 + z^2$ всегда имеет решение при различных целых положительных числах x, y, z.**

Например, для первых нечетных чисел имеем:

$7^2 = 6^2 + 3^2 + 2^2$, $9^2 = 8^2 + 4^2 + 1^2$, $11^2 = 9^2 + 6^2 + 2^2$,
$13^2 = 12^2 + 4^2 + 3^2$, $15^2 = 14^2 + 5^2 + 2^2$, $17^2 = 12^2 + 9^2 + 8^2$,
$19^2 = 18^2 + 6^2 + 1^2$, $21^2 = 20^2 + 5^2 + 4^2$, $23^2 = 22^2 + 6^2 + 3^2$ и т. д.

Сформулированная выше гипотеза была подтверждена нами для всех подряд нечетных чисел v от 7 до 201 и выборочно – для произвольного нечетного числа $v > 201$.

Необходимо отметить следующее важное обстоятельство. Если не накладывать условия о различных числах x, y, z, то существование решения уравнения (4) в принципе следует из теоремы Лагранжа о представлении любого целого положительного числа в виде суммы не более четырех квадратов. Для рассматриваемого нами случая различных чисел теорему Лагранжа применить нельзя, поэтому существование решения уравнения (4) для любого нечетного числа v не очевидно.

Поскольку доказательство сформулированной гипотезы в общем виде нам найти не удалось, то мы исследовали уравнение (4) для ряда частных случаев. В дальнейшем будем считать, что $v = 2k + 1$, где $k = 1, 2, 3,...$

Перенесем в левую часть z^2 и обозначим $h = v - z$, тогда из (4) следует, что $v + z = (y^2 + x^2)/h$, а из этих двух уравнений получаем равенство

$$y^2 + x^2 + h^2 = 2hv. \tag{6}$$

Рассмотрим два возможных случая.

Если $h = 2m$ ($m = 1, 2, 3,\ldots$), то числа y и x должны быть четными, то есть $y = 2q$, $x = 2r$. Подставляя эти выражения в (6), получаем равенство

$$q^2 + r^2 = 2mk - m(m - 1). \tag{7}$$

Если $h = 2m + 1$, то числа y и x должны быть разной четности. Положим $y = 2q$, $x = 2r + 1$, тогда из (6) получаем равенство

$$q^2 + r(r + 1) = (2m + 1)k - m^2. \tag{8}$$

Найдем решения уравнений (7) и (8) для различных $h(m)$.

Предположим, что $h = 1$ ($m = 0$). Тогда уравнение (8) принимает вид

$$q^2 + r(r + 1) = k. \tag{9}$$

Первые решения этого уравнения приведены в табл. 1.

Таблица 1

Решения уравнения для $h = 1$

r	0	0	0	0	1	1	1	1	2	2	2	2	3	3	3	3	4	4
q	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	3	4	1	2
k	1	4	9	16	3	6	11	18	7	10	15	22	13	16	21	28	21	24

Запишем натуральный ряд значений k (сверху вниз) в виде несимметричной «змейки» из 4-х и 5-ти чисел в строке. При этом выделим жирным шрифтом те k, для которых (см. третью строку табл. 1) не существует решения уравнения (9).

2	1			
	3	4	**5**	6
11	10	9	**8**	7
	12	13	**14**	15
20	**19**	18	**17**	16
	21	22	**23**	24
29	28	27	**26**	25
	30	31	**32**	**33**

…….. (10)

Видно, что подавляющее число значений k, для которых не существует решения уравнения (9), располагаются вдоль одной вертикали.

Пусть теперь $h = 2$. Из (7) получаем уравнение

$$q^2 + r^2 = 2k. \tag{11}$$

Первые решения этого уравнения приведены в табл. 2

Таблица 2

Решения уравнения для $h = 2$

r	1	1	1	1	1	2	2	2	3	3	3	4	4	5	6
q	3	5	7	9	1	4	6	8	5	7	9	6	8	7	8
k	5	13	25	16	41	10	20	34	17	29	45	26	40	37	50

Видно, что число значений k, для которых не существует решения уравнения (11), существенно меньше, чем для случая $h = 1$. Аналогичная ситуация имеет место при $h = 3$ и 4.

Иная картина получается при $h = 5$. Уравнение (8) при этом имеет вид

$$q^2 + r(r + 1) = 5k - 4. \tag{12}$$

Если, как и в (10), расположить значения k «змейкой»

3	2	1		
	4	5	**6**	7
12	11	10	**9**	8
	13	14	**15**	16
21	**20**	19	**18**	17
	22	23	**24**	25
30	29	28	**27**	26
	31	32	**33**	**34**

…….., (13)

то практически все значения k, для которых не существует решения уравнения, располагаются вдоль одной вертикали, причем той же, что и в (10).

Подобная картина наблюдается при $h = 9$, 13 и 17.

$h = 9$

4	3	2	1	
	5	6	**7**	8
13	12	11	**10**	9
	14	15	**16**	17
22	**21**	20	**19**	18
	23	24	**25**	26
31	30	29	**28**	27
	32	33	**34**	**35**

……..

$h = 13$

5	4	3	2	1	
	6	7	**8**	9	
14	13	12	**11**	10	
	15	16	**17**	18	
23	**22**	21	**20**	19	
	24	25	**26**	27	
32	31	30	**29**	28	
	33	34	**35**	**36**	

....……

$h = 17$

				1
6	5	4	3	2
	7	8	**9**	10
15	14	13	**12**	1
	16	17	**18**	19
24	**23**	22	**21**	20
	25	26	**27**	28
33	32	31	**30**	29
	34	35	**36**	**37**

……....

Видно, что значения k, для которых не существует решения уравнения, располагаются вдоль одной вертикали, причем той же, что и в (10), и в (13). Кроме того, единичные значения k, не лежащие на этой вертикали, находятся в одних и тех же местах во всех приведенных выше таблицах. Аналогичное расположение имеет место при $h = 25, 29, 37, 41, 45$ и т. д.

Существенно, что выделенные жирным шрифтом значения k не совпадают, что подтверждает высказанную нами выше гипотезу.

Если представить уравнения (7) и (8) в трехмерном непрерывном пространстве с координатами x, y, z, то оба уравнения описывают эллиптический параболоид вращения с общим уравнением

$$x^2 + (y + a)^2 = bz - c, \tag{14}$$

вершина (впадина) которого находится в точке M (0, -a, c), а коэффициент растяжения параболы равен b (рис.1). Уравнения (7) и (8) получаются из (14) при следующих значениях параметров: $a = 0$, $b = 2m$, $c = m(m + 1)$ для уравнения (7); $a = 1/2$, $b = 2m + 1$, $c = m^2 - 1/4$ для уравнения (8).

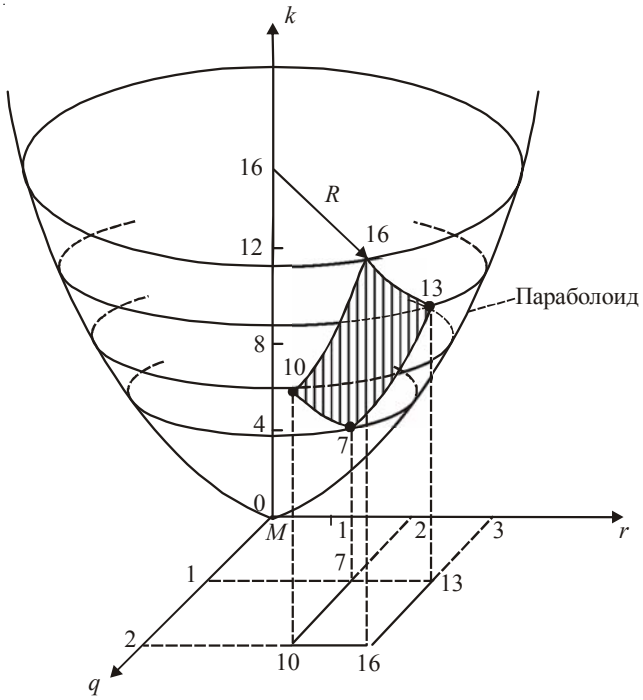


Рис. 1. Отображение точек параболоида на координатную плоскость

Для заданных значений координаты z проекции решений уравнения (14) на координатной плоскости x, y представляют собой окружности с радиусами, зависящими от величины z: $R = (bz - c)^{1/2}$.

При изменении z в широких пределах на плоскости x, y получается семейство окружностей, каждая из которых получена в результате сечения поверхности параболоида плоскостями, параллельными координатной плоскости x, y.

Если задавать целочисленные значения координаты $z = k$, (параллельные плоскости x, y, секущие параболоид, отстоят друг от друга на одинаковых единичных расстояниях), то решения уравнений (7) и (8), спроецированные на координатную плоскость x, y, представляют собой точки с координатами $x = q$, $y = r$, лежащие на окружностях (14) (см. рис. 1).

Из этого, в частности, следует, что:

1) уравнения (7) и (8) с конкретными значениями $h = v - z$, равными 1, 2, 3,…, имеют решения (точки на координатной плоскости q, r) не для любого целого k;

2) эти решения (точки) располагаются на координатной плоскости не хаотично, а выстраиваются в некие симметричные фигуры, содержащие квадраты, прямоугольники, шестиугольники, восьмиугольники и т. п.

На рис. 2 приведено расположение решений уравнения (9) в первом (положительном) квадранте плоскости q, r. Рядом с каждой точкой указано значение величины k. Из рисунка видно, что точки на координатной плоскости располагаются в вершинах периодически повторяющихся квадратов с длиной стороны, равной 1.

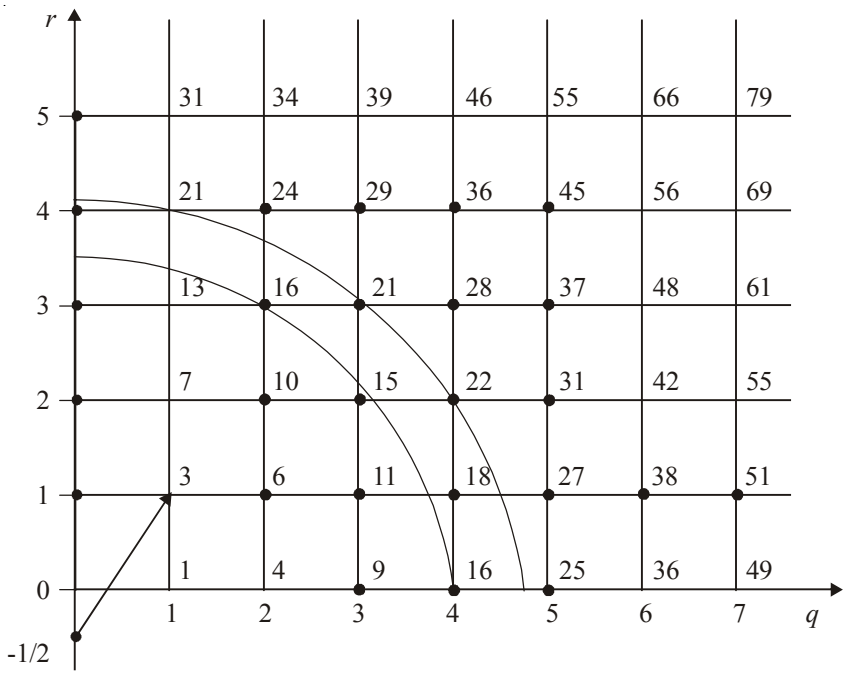


Рис. 2. Точки на координатной плоскости при $h = 1$

При $h = 2$ решения уравнения (11) при разных k также заполняют первый квадрант координатной плоскости квадратами со стороной, равной $2^{1/2}$, но уже повернутыми относительно координатных осей на угол 45 град.

При $h = 3$ и 4 числа на координатной плоскости также располагаются в вершинах квадратов, параллельных координатным осям, с длинами сторон, равными 3 и 2 в соответствии с рассматриваемыми h.

Однако при $h = 5$ на плоскости появляются удивительные фигуры: плоскость заполняется уже не простейшими плоскими фигурами – квадратами, а периодически повторяющимися сочетаниями неправильных четырехугольников и восьмиугольников (рис. 3).

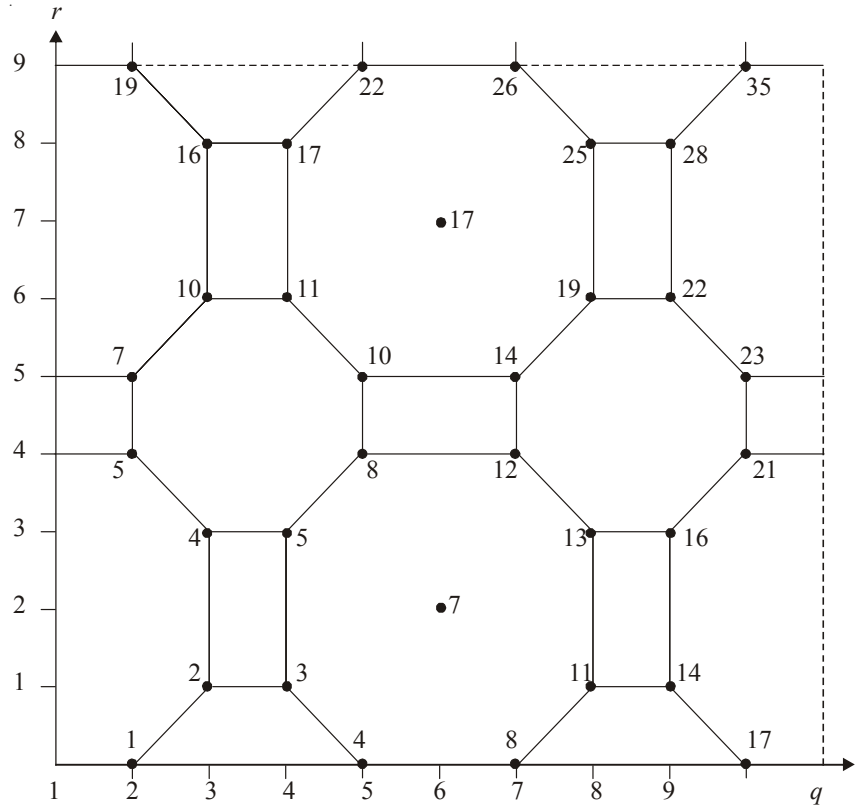


Рис. 3. Точки на координатной плоскости при $h = 5$

При $h = 6$, 7, 8 и 9 вновь получаем на плоскости квадраты, а при $h = 10$ – фигуры, подобные рис. 3, но повернутые на 45 град. Удивительные фигуры получаются при $h = 13$ (рис. 4), $h = 15$, $h = 17$ (рис. 5) и т. д. Эти симметричные фигуры напоминают декоративную мозаику М. В. Ломоносова. При дальнейшем увеличении h получаются преимущественно квадраты, а при h, кратных 5, 13, 17, вновь «проявляется» мозаика.

Отметим, что с ростом h впадина параболоида поднимается по оси z, а коэффициент растяжения растет, так что по форме параболоид все более приближается к плоскости, параллельной координатной плоскости. При этом фигуры, подобные описанным выше, продолжают появляться, но реже при больших h.

Таким образом, в работе показано, что решение уравнения Пифагора с четырьмя целочисленными переменными приводит к уникальным плоскостным фигурам, напоминающим мозаичные фигуры М. В. Ломоносова.

Авторы приносят благодарность сотрудникам ФГУП «НПП «Исток» В. Ю. Мякинькову, Л. В. Манченко, В. И. Васильеву за интерес к работе и полезные советы и замечания.

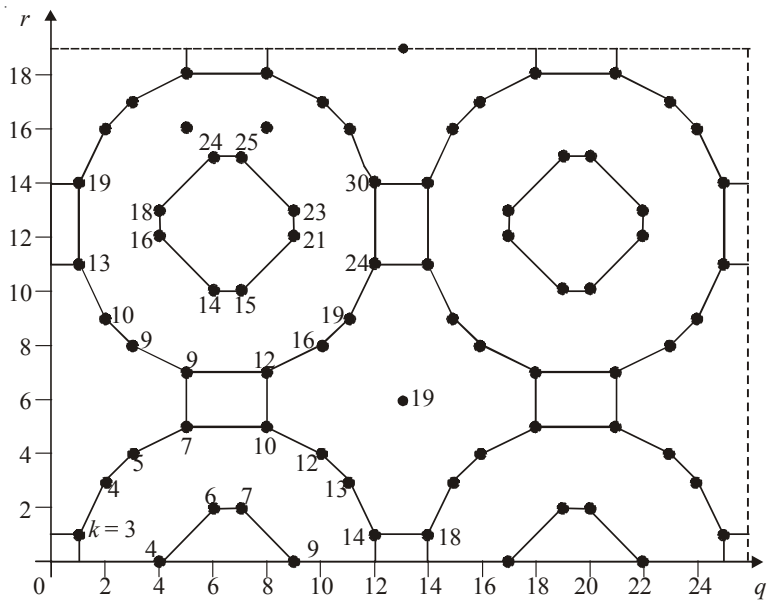


Рис. 4. Точки на координатной плоскости при $h = 13$

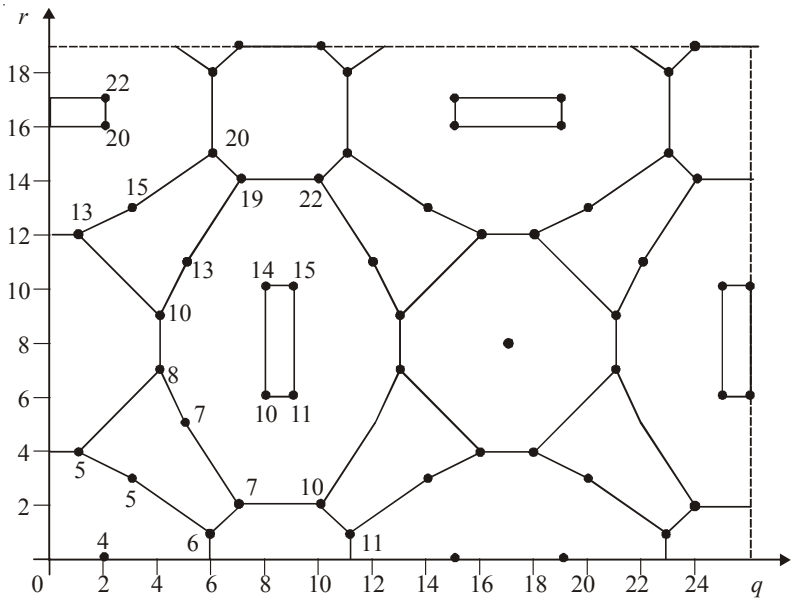


Рис. 5. Точки на координатной плоскости при $h = 17$

ЛИТЕРАТУРА

1. **Балько, А. К.** От уравнений механики – к уравнениям электродинамики / А. К. Балько, И. А. Балько // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2011. – Вып. 2. – С. 63–70.

2. Биографический словарь деятелей естествознания и техники. – М.: ГНИ «БЭС», 1958.

3. **Постников, М. М.** Введение в теорию алгебраических чисел / М. М. Постников. – М.: Наука, 1982.

4. **Серр, Ж.-П.** Курс арифметики / Ж.-П. Серр. – М.: Мир, 1972.

5. **Башмакова, И. Г.** История диофантова анализа / И. Г. Башмакова, Е. И. Славутин. – М.: Наука, 1984.

Статья поступила 12 марта 2013 г.

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

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

2. Статья должна содержать:

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

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

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

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

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

5. Иллюстрации к статье представляются в виде отдельных файлов.

Рисунки выполняются в соответствии со следующими требованиями:

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

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

На весь иллюстративный материал должны быть ссылки в тексте.

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

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

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

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

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

11. Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.

Федеральное государственное унитарное предприятие «НПП «Исток»

КАТАЛОГ
информационных изданий на 2013 г.

Проводится подписка на следующие виды изданий:

- **«Электронная техника»,** серия 1 **«СВЧ-техника»** (4 вып. в год). Стоимость подписки – 1200 руб.,

включая НДС (18 %).

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

- **«Новости СВЧ-техники»** – информационный сборник (12 вып. в год). Стоимость подписки –1200 руб., включая НДС (18 %).

Для оформления подписки необходимо произвести оплату по указанным ниже банковским реквизитам:

ФГУП «НПП «Исток», основной государственный регистрационный номер 1025007068932,
ИНН 5052002576, КПП 509950001, ОКВЭД 73.10, ОКПО 07622667,
р/с 40502810500000000211, ОАО «ФОНДСЕРВИСБАНК» г. Москва,
БИК 044525904, к/с 30101810200000000904,

и выслать копию платежного поручения и бланк-заказ по адресу: 141190, г. Фрязино, Московская обл., ул. Вокзальная, 2а, ФГУП «НПП «Исток», ОНТИ; тел./факс: (495)465-86-12.

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

З А К А З

Прошу принять подписку на «_____» на 2013 г. и направлять по адресу:

Куда

_____

(почтовый индекс, адрес)

_____

Кому

_____

(название организации)

_____

Заказ оплачен платежным поручением № _____ дата _____

на сумму _____ за _____ экз.