С О Д Е Р Ж А Н И Е

Выпуск 4(511) **2011**

Электровакуумные приборы

Востров М.С., Закурдаев А.Д., Полевич Г.А. – Многолучевой малогабаритный клистрон 8-мм диапазона длин волн 3

Твердотельная электроника

Воробьева Е.В., Пашковский А.Б. – Оценка влияния диффузионной составляющей на динамику электронов при моделировании полевых транзисторов 11

Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. – Амплитудно-частотные характеристики автодинных СВЧ-генераторов 17

Титов А.А., Жданов Д.А., Костылёва О.В. – Методика проектирования устройств защиты полосовых усилителей мощности от перегрузок 32

Иовдальский В.А. – Система конструкторско-технологических направлений развития техники ГИС СВЧ-диапазона 41

Иовдальский В.А., Манченко Л.В., Моргунов В.Г., Герасименко С.В. – Оптимизация геометрии плоских балочных выводов компонентов ГИС СВЧ-диапазона 49

Лапин В.Г., Петров К.И., Темнов А.М., Лукашин В.М. – Полевые транзисторы со смещенным затвором 59

Кяргинский Б.Е. – Исследование многоканальной передачи информации через эфир с помощью широкополосного шумоподобного сигнала 72

Тематический указатель 79

Алфавитный указатель 82

ELEKTRONNAYA TEKHNIKA

(Electronic Engineering)

SERIES 1

SVCH-TEKHNIKA

(Microwave Engineering)

COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES

Published by Federal State Unitary Enterprise "RPC "Istok"

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

Radioelectronic Industry Department

C O N T E N T S

Issue 4(511) **2011** **Founded in 1950**

Electrovacuum devices

Vostrov M.S., Zakurdaev A.D., Polevich G.A. – 8-mm wavelength multiple-beam small-size klystron 3

Solid-state electronics

Vorobyova E.V., Pashkovsky A.B. – An assessment of the influence of diffusion component on electron dynamics at modeling FETs 11

Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Smolsky S.M. – Amplitude-frequency characteristics of autodyne microwave oscillators 17

Titov A.A., Zhdanov D.A., Kostyleva O.V. – Methodology of designing protection devices of strip power amplifiers from overloads 32

Iovdalsky V.A. – A system of designing-technological directions of microwave HIC process development 41

Iovdalsky V.A., Manchenko L.V., Morgunov V.G., Gerasimenko S.V. – Optimization of flat beam leads geometry of microwave HIC components 49

Lapin V.G., Petrov K.I., Temnov A.M., Lukashin V.M. – Offset gate FETs 59

Kyarginsky B.E. – Investigation of information multiple-channel air transfer using a wideband noise-like signal 72

Subject index 79

Alphabetical index 82

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

УДК 621.385.624

МНОГОЛУЧЕВОЙ МАЛОГАБАРИТНЫЙ КЛИСТРОН 8-ММ ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

М. С. Востров, А. Д. Закурдаев, Г. А. Полевич

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Дано краткое описание конструкции мощного (150 Вт) малогабаритного (1,0 кг) восемнадцатилучевого шестирезонаторного клистрона с двухзазорными резонаторами, работающими на основном виде колебаний, питающим напряжением 4…5 кВ для малогабаритных передатчиков.

КС: многолучевой малогабаритный клистрон, 8-мм диапазон, конструкция, малогабаритный передатчик

A short description of power (150 W) small-size (1,0 kg) eighteen-beam six-resonator klystron with two-gap resonators working on fundamental mode of oscillation with 4…5 kV supplying voltage is presented for small-size transmitters.

Keywords: multiple-beam small-size klystron, 8-mm range, design, small-size transmitter

1. ВВЕДЕНИЕ

Многолучевые клистроны благодаря своим низким питающим напряжениям и малой массе нашли широкое применение в выходных каскадах РЛС различного назначения.

На научно-производственном предприятии «Исток» в 80-е годы для первых образцов малогабаритных бортовых передатчиков головок самонаведения были созданы миниатюрные (400 г) восемнадцатилучевые клистроны [1], работающие в 2-см диапазоне длин волн с выходной импульсной мощностью около 60...100 Вт. Коэффициент полезного действия этих клистронов составлял 25...27 % при пониженном потенциале коллектора. Развитие этого направления в последующие годы шло по пути увеличения выходной мощности, полосы рабочих частот и уменьшения времени готовности [2-4].

В 2000 – 2005 гг. на «Истоке» были созданы восемнадцатилучевые клистроны 8-мм диапазона длин волн с выходной импульсной мощностью 150...250 Вт, рабочим напряжением 3,8...4,5 кВ и массой 1,0 кг. Для сравнения: однолучевые клистроны 8-мм диапазона с таким же уровнем выходной мощности имеют питающие напряжения 11...12 кВ и массу около 4,0 кг.

2. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ

Мощный малогабаритный клистрон работает в аппаратуре без охлаждения, циклами по несколько десятков (30...90) секунд. С течением рабочего времени происходит нагрев прибора, что ведет к существенному снижению добротностей резонаторов и смещению их частоты. Значения допустимых тепловых нагрузок на резонатор в 8-мм диапазоне существенно меньше, чем в 2-см (почти в 1,5 раза). Эти факторы приводят к уменьшению выходной мощности. Устройство оптимизации входной мощности поддерживает выходную мощность на максимальном уровне для каждого момента времени. Малогабаритный клистрон обеспечивает максимальную выходную мощность 150...250 Вт в первые 10...20 с, по мере увеличения длительности работы она уменьшается и в конце рабочего цикла находится в пределах 100...130 Вт. За время активной работы коллектор и резонаторный блок клистрона нагреваются до 180...200 °С. Для повышения устойчивости коллектора к воздействию тепловых нагрузок в его конструкции используются тугоплавкие материалы, а для снижения рассеиваемой мощности на поверхности коллектора – режим рекуперации. Между рабочими циклами включения при кондуктивном охлаждении предусмотрена пауза 20...30 мин. В процессе производства клистрона на испытательном стенде необходима длительная работа (несколько минут) с полным рабочим режимом питания. Для этого режима работы используется специальное съемное устройство охлаждения коллектора, в котором выполнены каналы для циркуляции охлаждающей жидкости (около 1,5 л/мин).

3. ВОЗМОЖНОСТЬ ПОЛУЧЕНИЯ БОЛЬШОГО УРОВНЯ МОЩНОСТИ И ПОЛОСЫ В РАМКАХ ОГРАНИЧЕНИЙ ГАБАРИТОВ И МАССЫ КЛИСТРОНА

Выходная ВЧ-мощность клистрона при заданном КПД определяется известным выражением [5]

$$P_{\text{вых}} = U_{\text{кат}} I_{\text{кат}} \eta \qquad (1)$$

где $P_{\text{вых}}$ – выходная ВЧ-мощность; $U_{\text{кат}}$ – напряжение на катоде; $I_{\text{кат}}$ – ток катода; η – коэффициент полезного действия. Исходя из выходной мощности 200 Вт, был определен рабочий ток и по известным соотношениям найдены параметры конструкции: диаметры пролетных каналов, длина пролетов между резонаторами, число резонаторов, рабочее магнитное поле, геометрические размеры электронной пушки. Эти данные были использованы в качестве первого приближения для более точных расчетов.

Оптимизация шестирезонаторной конструкции клистрона и применение рекуперации позволили получить полный КПД около 10 % в полосе 100 МГц и несколько снизить тепловые нагрузки на элементы конструкции клистрона (прежде всего, на коллектор и выходной резонатор).

Полоса рабочих частот клистрона определяется соотношением

$$\Delta f/f = 1/Q_{\text{н}} = \rho/R_{\text{экв}} \approx \rho I_{\text{кат}}/U_{\text{кат}} = \rho G_{\text{эл}}, \qquad (2)$$

где $\Delta f/f$ – относительная полоса выходного резонатора; $Q_{\text{н}}$ – нагруженная добротность выходного резонатора; ρ – характеристическое сопротивление выходного резонатора; $R_{\text{экв}} = \rho Q_{\text{н}}$ – сопротивление резонатора; $G_{\text{эл}} = I_{\text{к}}/U_{\text{к}}$ – электронная нагрузка.

Возможности группирующей части клистрона с точки зрения полосы пропускания в основном ограничены коэффициентом усиления этой части клистрона. Для малогабаритных мощных многолучевых клистронов, имеющих качественную систему формирования, которая обеспечивает прохождение тока приблизительно 92...95 % через резонаторную систему в статическом режиме, коэффициент усиления можно оценить по эмпирической формуле

$$K_{ус} = 10n, \tag{3}$$

где $K_{ус}$ – коэффициент усиления, дБ; n – число резонаторов.

Величина модулирующего (запирающего) напряжения в клистроне на управляющем электроде также увеличивается с ростом тока катода и может быть оценена по известной формуле

$$U_{зап} = U_{кат} / 2\sqrt{I_0 / U_0^{3/2} 10^6}, \tag{4}$$

где $U_{зап}$ – напряжение на управляющем электроде в паузе между импульсами (минимальное запирающее напряжение); P_0 – микропервеанс на луч.

Таким образом, в рамках заданных (определенных) ограничений по габаритам и массе существуют объективные пределы уровня выходной мощности и коэффициента усиления малогабаритного клистрона. «Мощностные» возможности конструкции клистрона определяются в значительной степени его массой, временем непрерывной работы и потенциалом рекуперации.

4. КОНСТРУКЦИЯ КЛИСТРОНА

На рис. 1 показан внешний вид разработанного клистрона, который представляет собой шестирезонаторную конструкцию, пакетированную в постоянные магниты. Масса клистрона – 1,0 кг.

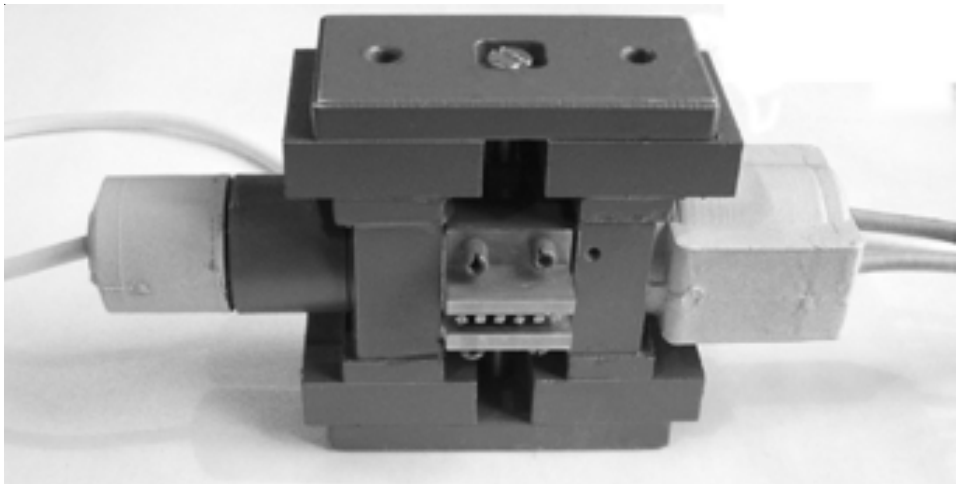


Рис. 1. Малогабаритный клистрон 8-мм диапазона с магнитной системой

В многолучевом малогабаритном клистроне для обеспечения стабильности рабочих частот резонаторов при тепловых нагрузках использованы двухзазорные резонаторы с элементами из разнородных материалов (стенки резонаторов, пролетные трубы). Резонаторный блок выполнен из мельхиора. 2-й...4-й резонаторы группирователя клистрона имеют собственную добротность 200...300, что обеспечивает работу прибора без режима генерации, а собственные добротности входного и выходного резонаторов доведены до 500...600 с помощью специальных покрытий.

В малогабаритных клистронах 8-мм диапазона длин волн плотности тока катода достигают 40...50 А/см^2, что в 1,5...2 раза выше, чем в клистронах 2-см диапазона. Для обеспечения устойчивой работы клистрона был использован специальный катод с запасом активного вещества в нерабочей части. Катод, диаметр которого 6 мм, имеет 18 эмиттеров («выступов») диаметром 0,4 мм каждый, расположенных в его центральной части на диаметре 3 мм. Соотношение площадей рабочей и нерабочей областей – приблизительно 1:4. Рабочая температура катода – около 1200 °С.

Резонаторный блок (рис. 2) состоит из шести двухзазорных резонаторов размерами 4×4×2 мм, зазоры взаимодействия – 0,2...0,25 мм, расстояние между центрами резонаторов – около 3 мм.

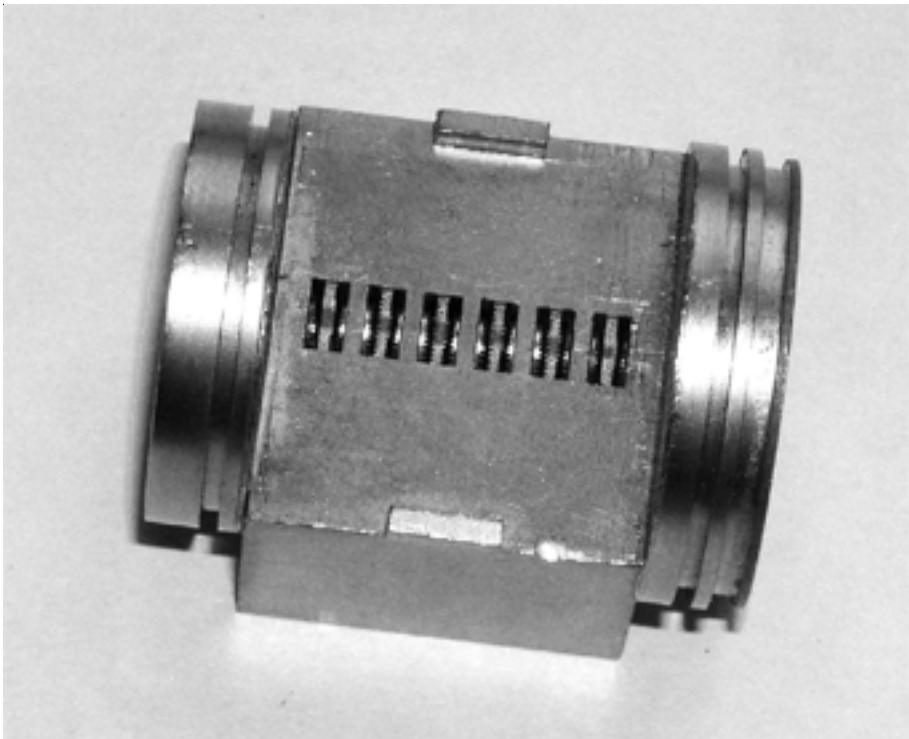


Рис. 2. Резонаторный блок

Собственные добротности резонаторов – 550, нагруженная добротность входного резонатора – 250...300, промежуточных 2-го и 3-го резонаторов – соответственно 250, 300. Выходной (6-й) резонатор связан с дополнительным (пассивным), 7-м резонатором, выполненным в волноводе вывода энергии. Окна связи между резонаторами и выходной нагрузкой подобраны так, что амплитудно-частотная характеристика выходного устройства имеет наименьшие пульсации, а полоса пропускания выходной системы составляет

200...300 МГц. Одной из важнейших задач является увеличение собственной добротности выходного резонатора. Это напрямую связано с увеличением КПД и соответственно с уровнем выходной мощности. Для увеличения собственной добротности выходного резонатора на его поверхность после нарезки на электроискровых станках рабочих зазоров и канавок на трубках (для подавления вторично-электронного резонанса) наносится гальваническим способом покрытие из меди и золота.

Магнитная система (см. рис. 1) состоит из двух секций. Каждая секция содержит две стандартные пластины размером 30× 30× 10 мм, две пластины меньшего размера из КС-25 и магнитопровод из стали. Магнитные системы такой конструкции в рабочем зазоре размером 21...23 мм обеспечивают продольное магнитное поле не менее 2800 Гс.

Электронная пушка (рис. 3) имеет изолятор, рассчитанный на рабочее напряжение около 5...6 кВ, и катод с восемнадцатью эмитирующими участками диаметром 0,4 мм каждый.

Рис. 3. Электронная пушка

Система формирования электронных потоков получена по результатам расчетов и экспериментальной доводки на действующих макетах и приборах. Электронно-оптическая система (ЭОС) имеет парциальные катоды диаметром 0,4 мм, диаметр отверстия в аноде – 0,5 мм. Система формирования электронных потоков с такой ЭОС в магнитном поле приблизительно 2800 Гс формирует слабопульсирующий электронный поток с коэффициентом заполнения около 0,5. Вдоль резонаторного блока клистрона на длине 23 мм проходят параллельно восемнадцать электронных потоков. Потери тока на резонаторной системе (блоке) составляют около 5 % в статическом режиме работы.

Ввод и вывод энергии прибора (рис. 4) выполнены из волноводов с толщиной стенок не более 1 мм, в которые для вакуумной плотности впаяны керамические пластины. Волноводы присоединены пайкой к общему фланцу, в котором выполнены окна связи с входным и выходным резонаторами для ввода и вывода энергии. В выводе энергии организован «пассивный» резонатор, который можно настраивать на холодных измерениях специальным настроечным винтом.

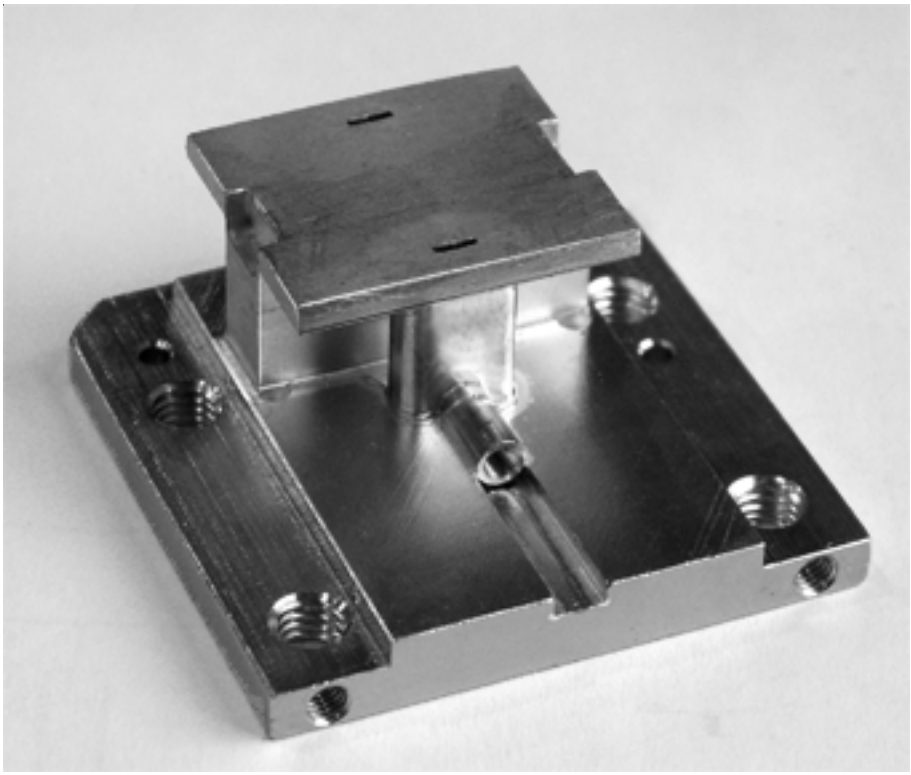


Рис. 4. Устройство ввода и вывода энергии

Коллектор клистрона (рис. 5) содержит центральный (приемник электронов) и внешний (соединенный с резонаторной системой прибора) цилиндры. Между цилиндрами помещены керамические стержни, выполняющие роль электрического изолятора токоприемной части коллектора от резонаторной системы. Стержни выполнены из теплопроводящей керамики на основе окиси алюминия. При длительной работе клистрона в режиме настройки и проверки параметров осуществляется жидкостное охлаждение коллектора. С этой целью на коллектор устанавливают специальный теплосъемник с каналами охлаждения, подсоединенный к системе жидкостного охлаждения.

5. МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЙ. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК КЛИСТРОНОВ. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ КЛИСТРОНОВ

Исследования характеристик клистронов проводились типовыми методами на стендовом оборудовании, обеспечивающем измерение всех необходимых параметров и режимов питания. Измерения осуществляли на центральной частоте $f_ц$, а также на двух крайних

Рис. 5. Коллектор

частотах и двух произвольных. Коллектор охлаждали с помощью навесного теплосъемника, в котором выполнены каналы для прокачки воды (около 1...1,5 л/мин под давлением 0,5...1 атм).

В табл. 1 представлены измеренные выходные параметры и параметры режима питания.

Таблица 1

Выходные параметры и параметры режима питания

$U_{кат}$, кВ	$U_{см}$, В (пауза)	$I_{кат.имп}$, мА	Q	τ, мкс	$P_{вых.имп}$, Вт, на частоте, МГц		
					-75	$f_ц$	+75
4	650	850	3,5	1	220	290	230

После измерения параметров в режиме проверки выполняли измерение выходной мощности в рабочем режиме (без охлаждения прибора). Перед включением прибора в рабочий режим насадку жидкостного охлаждения с коллектора прибора снимали. На коллекторном полюсе и резонаторном блоке устанавливали термопары для измерения температуры во время работы. Затем включали на 1 мин 55 с накал. После прогрева накала (1 мин 55 с) рывком включали все питающие напряжения, в т. ч. входную мощ-

ность. Через 20, 45, 60 с после включения всех питающих напряжений фиксировали значения выходной мощности, температуры коллектора и корпуса (табл. 2).

Таблица 2

Изменение выходной мощности при работе клистрона без охлаждения (режим питания в табл. 1)

$P_{вых.имп}$, Вт	290	280	170	130
$T_{кол}$, °С	20	45	120	175
Время, с	5	20	45	60

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В 8-мм диапазоне длин волн разработан мощный (150...300 Вт) малогабаритный (1,0 кг) широкополосный усилительный клистрон, предназначенный для бортовой РЛС. Клистрон работает циклами по 30...90 с и имеет следующие выходные параметры:

Выходная импульсная мощность в течение 25 с после включения из дежурного режима	150 – 300 Вт
Выходная импульсная мощность с 25 по 45 с после включения из дежурного режима	≥ 100 Вт
Полоса рабочих частот	≥ 150 МГц
Скважность	≥ 3,5
Длительность импульса	около 1 – 10 мкс
Напряжение катода	3,8 – 4,5 кВ
КПД	около 10 %
Напряжение на управляющем электроде	600 В
Входная мощность (оптимальное значение)	40 – 200 мВт
Масса	≤1 кг
Время работы в рабочем режиме (без охлаждения)	≤90 с

ЛИТЕРАТУРА

1. *Королев С.В.* Об одной возможности уменьшения массы и габаритов пролетных клистронов // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1968. – Вып. 9. – С. 176–178.

2. *Закурдаев А.Д., Котов А.С.* Комбинированные радиопередающие устройства двухсантиметрового диапазона длин волн с малым временем готовности // Радиотехника. – 2000. – № 2. – С. 40–42.

3. *Закурдаев А.Д.* Мощные малогабаритные и миниатюрные многолучевые клистроны для бортовых РЛС // Радиотехника. – 2006. – № 3. – С. 31–33.

4. Катодные узлы для мощных многолучевых клистронов с малым временем готовности / *Н.М. Галина, Б.Ч. Дюбуа, И.С. Литвинюк, А.П. Макаров, О.В. Поливникова, О.В. Сухорукова, Г.И. Чистова, М.С. Востров, А.Д. Закурдаев, В.М. Ипполитов* // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2011. – Вып. 1 (508). – С. 54–63.

5. Мощные электровакуумные приборы СВЧ / Под ред. *Л. Клэмпитта*; пер. с англ. – М., 1974.

Статья поступила 28 апреля 2011 г.

УДК 621.382.323

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ДИФФУЗИОННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ НА ДИНАМИКУ ЭЛЕКТРОНОВ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Е. В. Воробьева, А. Б. Пашковский

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Проведено сравнение точности различных вариантов гидродинамических моделей, отличающихся способом учета диффузии электронов, при расчете современных полевых транзисторов. Предложено физическое объяснение полученных результатов.

КС: численное моделирование, гидродинамическая модель, метод эффективной подвижности

The accuracy of different versions of hydrodynamic models differing by method of electron diffusion accounting when calculating up-to-date FETs was compared. Physical explanation of the obtained results is given.

Keywords: numerical simulation, hydrodynamic model, effective mobility method

1. ВВЕДЕНИЕ

Моделирование электронных процессов для новых структур транзисторов – важный этап в их разработке и оптимизации. Наиболее точно динамика электронов в транзисторных структурах описывается кинетическим уравнением (методом Монте-Карло) [1,2]. Однако даже на современных компьютерах такой метод занимает достаточно большое счетное время и неудобен для оптимизационных расчетов. Наиболее оптимально (с точки зрения затрат времени и описания характерных физических процессов) использовать для этого физические модели, относящиеся к группе гидродинамических или температурных (квазигидродинамических) моделей [3, 4]. Однако при использовании различных вариантов гидродинамических или квазигидродинамических моделей возникает ряд вопросов по их точности и области применимости [5-7]. Ранее [8, 9] было показано, что для транзисторов без встроенных неоднородностей в продольном направлении расчеты с учетом и без учета диффузии электронов дают примерно один и тот же результат. При этом пренебрежение диффузией сильно упрощает разностные схемы, используемые для решения систем дифференциальных уравнений в данных задачах, и позволяет увеличить скорость расчетов в несколько раз и избежать различных проблем

с устойчивостью. В то же время крайне заманчиво выглядит учитывать диффузию только в уравнении сохранения энергии электронов, что, во-первых, абсолютно не приводит ни к усложнению разностной схемы, ни к увеличению счетного времени, а во-вторых, на первый взгляд должно увеличивать точность расчетов. Например, в программе Silvaco TCAD используется модель с частичным учетом диффузии (только в уравнении сохранения энергии). В настоящей работе будет проведен анализ применимости данного подхода.

2. ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ

Из многочисленных исследований, проведенных ранее [10, 11], известно, что динамика электронов в транзисторах с субмикронным затвором в большинстве (хотя совсем не во всех) полупроводников группы A_3B_5 хорошо описывается системой гидродинамических уравнений в приближении одной эффективной долины [12] и временами релаксации электронов по импульсу и энергии, взятыми из статических расчетов, проведенных методом Монте-Карло (такое приближение очень удобно для инженерных расчетов):

$$\left.\begin{aligned}
&\frac{\partial n}{\partial t}+\nabla n\vec{\upsilon}=0,\\
&\frac{\partial m^*\vec{\upsilon}}{\partial t}+(\vec{\upsilon}\nabla)m^*\vec{\upsilon}=q\vec{E}-\frac{\vec{\upsilon}}{\tau_{\text{р}}(\varepsilon)}-\frac{1}{n}\nabla(nkT),\\
&\frac{\partial\varepsilon}{\partial t}+\vec{\upsilon}\nabla\varepsilon=q\vec{E}\vec{\upsilon}-\frac{\varepsilon-\varepsilon_0}{\tau_\varepsilon(\varepsilon)}-\frac{1}{n}\nabla(n\vec{\upsilon}kT),\\
&\tau_{\text{р}}(\varepsilon)=\frac{m^*(\varepsilon)\,v_s(\varepsilon)}{q\,E_s(\varepsilon)},\\
&\tau_\varepsilon(\varepsilon)=\frac{\varepsilon-\varepsilon_0}{q\,E_s(\varepsilon)\,v_s(\varepsilon)}.
\end{aligned}\right\}\qquad(1)$$

Здесь q, m^*, $\vec{\upsilon}$, ε, T, n – заряд, эффективная масса, скорость, энергия, температура и концентрация электронов; $\vec{E}$ – напряженность электрического поля; $\tau_{\text{р}}$, τ_ε – времена релаксации электронов по импульсу и энергии; $v_s(\varepsilon)$, $E_s(\varepsilon)$ – статические значения дрейфовой скорости электронов и напряженности электрического поля, соответствующие данной энергии ε.

Для расчета полевых транзисторов в подавляющем большинстве случаев можно использовать стационарную систему уравнений без производных по времени во всех выражениях:

$$\left.\begin{aligned}
&\nabla n\vec{\upsilon}=0,\\
&(\vec{\upsilon}\nabla)m^*\vec{\upsilon}=q(\vec{E}-\frac{\vec{\upsilon}}{v_s(\varepsilon)}E_s(\varepsilon))-\frac{1}{n}\nabla(nkT),\\
&\vec{\upsilon}\nabla\varepsilon=q(\vec{E}\vec{\upsilon}-v_s(\varepsilon)E_s(\varepsilon))-\frac{1}{n}\nabla(n\vec{\upsilon}kT).
\end{aligned}\right\}\qquad(2)$$

Кроме того, в работах [8, 9] было показано, что в случае полевых транзисторов без встроенных неоднородностей в продольном направлении можно использовать упрощенную систему уравнений (2) без учета диффузионных составляющих в уравнениях сохранения импульса и энергии.

$$\left.\begin{aligned} &\nabla n\vec{\upsilon} = 0, \\ &(\vec{\upsilon}\nabla)m^*\vec{\upsilon} = q(\vec{E} - \frac{\vec{\upsilon}}{v_s(\varepsilon)}E_s(\varepsilon)), \\ &\vec{\upsilon}\nabla\varepsilon = q(\vec{E}\vec{\upsilon} - v_s(\varepsilon)E_s(\varepsilon)). \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

Этот результат был очень интересен тем, что грубая оценка погрешности в величине дрейфовой скорости, рассчитанная по формуле (4), учитывающей эффект диффузионного «выталкивания» горячих электронов из области сильного электрического поля, составляет около 30 %.

$$\Delta\upsilon = -\frac{1}{n}D\frac{\partial n}{\partial x}. \quad (4)$$

Вместе с тем во всех проведенных расчетах различия в распределении дрейфовой скорости и величине тока составляют менее 5 %. Сравнение измеренных вольт-амперных характеристик с расчетными, полученными с использованием гидродинамической модели (ГДМ) без учета диффузии, показало хорошее совпадение. Эти данные позволяют для расчета использовать упрощенные разностные схемы, избежать ряда вычислительных проблем и в несколько раз уменьшить время расчетов. В то же время представляется крайне заманчивым учесть диффузионную составляющую только в уравнении сохранения энергии, что в приближении параболического закона дисперсии и максвелловской функции распределения ($\varepsilon = 3kT/2$), по сути дела, просто приводит к появлению численного множителя 3/5 и никоим образом не сказывается на сложности разностных схем и времени расчетов.

$$\begin{aligned} &\nabla n\vec{\upsilon} = 0, \\ &(\vec{\upsilon}\nabla)m^*\vec{\upsilon} = q(\vec{E} - \frac{\vec{\upsilon}}{\upsilon_s(\varepsilon)}E_s(\varepsilon)), \\ &\vec{\upsilon}\nabla\varepsilon = \frac{3q}{5}(\vec{E}\vec{\upsilon} - \upsilon_s(\varepsilon)E_s(\varepsilon)). \end{aligned}$$

Однако оценка (4) показывает, что к данному, на первый взгляд совершенно очевидному улучшению надо подходить с большой осторожностью.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ

Для проверки данного допущения был проведен ряд оценочных расчетов по простой квазидвумерной модели.

Расчеты проводились для структуры FET на GaAs. Результаты получены для четырех различных значений длины L затвора: 0,1; 0,25; 0,5 и 0,75 мкм. Подвижность μ составляла 2500 см^2/(В·с). Концентрация доноров N_D в активном слое – $3 \cdot 10^{17}$ см$^{-3}$.

На первый взгляд может показаться, что учет диффузии в уравнении сохранения энергии должен привести к увеличению точности модели. Однако результаты показали (рис. 1, 2), что различия в рассматриваемых моделях по величине тока составляют до 25 %, а по величине дрейфовой скорости в максимуме – до 55 %.

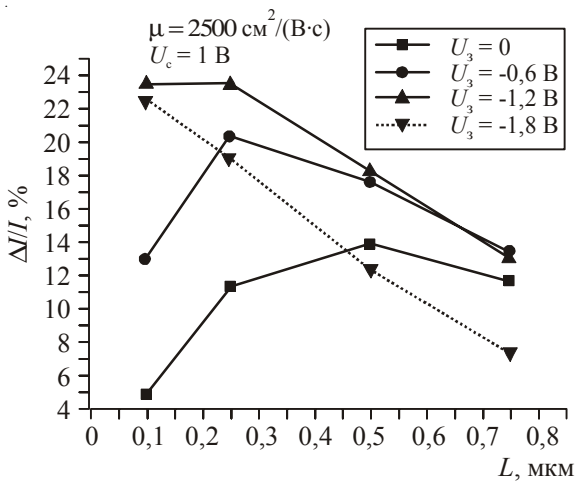


Рис. 1. Относительное увеличение тока в ГДМ с диффузией

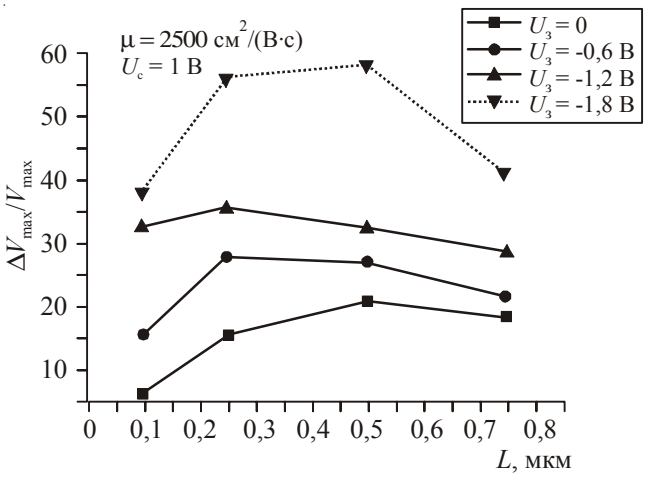


Рис. 2. Относительное увеличение дрейфовой скорости в модели с диффузией

Получается, что учет диффузии в уравнении сохранения энергии не только не увеличивает точность расчетов по сравнению с моделью без диффузии, но и обнаруживает значительное расхождение с результатами полной ГДМ. Это можно объяснить, если предположить, что учет диффузии в уравнении сохранения энергии позволяет включить некий физический механизм, который дает сильно завышенные значения дрейфовой скорости электронов; при этом совместный учет диффузии в обоих уравнениях сохранения (для

импульса и энергии) включает два конкурирующих эффекта, почти полностью компенсирующих друг друга.

Один из этих эффектов, как было отмечено выше, – это диффузионное «выталкивание» горячих электронов из области сильного электрического поля при влете их под затвор транзистора. Этот эффект дает отрицательную поправку к скорости. Другой эффект, дающий положительную поправку к скорости, связан с зависимостью дрейфовой скорости от энергии электронов. При влете электронов в область сильного электрического поля диффузия «выталкивает» самые горячие электроны из этой области, понижая температуру электронов в ней. Охлажденные электроны меньше рассеиваются на фононах, а значит, их дрейфовая скорость также повышается (увеличивается так называемый «всплеск дрейфовой скорости электронов»). Как раз эти эффекты и компенсируют друг друга в случае, когда диффузию включают в уравнения сохранения энергии и импульса в полной гидродинамической модели. Когда диффузию включают только в уравнение сохранения энергии, имеет место второй эффект, наличие которого и объясняет такое существенное различие в результатах для скорости и тока, полученных при использовании двух рассмотренных моделей.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведено моделирование электронных процессов в транзисторе с помощью одномерных программ для различных моделей: без учета диффузии в уравнении сохранения импульса и без учета диффузии в уравнениях сохранения энергии и импульса.

Сопоставление результатов, полученных с помощью моделей без учета и с частичным учетом диффузии, привело к неожиданному выводу. Модель с учетом диффузии только в уравнении сохранения энергии менее точна, чем модель вообще без учета диффузии. Дело в том, что учет диффузии в уравнении сохранения энергии позволяет включить один физический механизм – эффект охлаждения электронов, который дает сильно завышенные величины дрейфовой скорости электронов; при этом совместный учет диффузии в обоих уравнениях сохранения (для импульса и энергии) включает два конкурирующих механизма – эффект охлаждения электронов и эффект диффузионного торможения электронов, почти полностью компенсирующих друг друга.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Hockney R.W., Warriner R.A., Riser M.* Two dimensional particle models in semiconductor devices analysis // Electronics Letters. – 1974. – Vol. 10, No 23. – P. 484–486.

2. *Банов Н.А., Рыжий В.И.* Численное моделирование нестационарных кинетических процессов в субмикронных полевых транзисторах с затвором Шотки // Микроэлектроника. – 1986. – Т. 15, Вып. 6. – С. 490–501.

3. *Blotekjar K.* Transport equations for electros in two-valley semiconductors // IEEE Trans. Electron. Dev. – 1970. – Vol. 17, No 1. – P. 38–47.

4. *Бонч-Бруевич В.Л., Звягин И.П., Миронов А.Г.* Доменная электрическая неустойчивость в многодолинных полупроводниках. – М.: Наука, 1972. – С. 66.

5. Сравнение результатов расчетов субмикронного полевого транзистора с затвором Шотки на основе квазигидродинамической и кинетической моделей / *В.А. Николаева, В.Д. Пищалко, В.И. Рыжий, Г.Ю. Хренов, Б.Н. Четверушкин* // Микроэлектроника. – 1988. – Т. 17, Вып. 6. – С. 504–510.

6. *Пашковский А.Б.* Влияние инерционности изменения импульса на нелокальный разогрев электронов в полупроводниковых СВЧ-приборах // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1987. – Вып. 5 (399). – С. 22–26.

7. *Климова А.В., Лукашин В.М., Пашковский А.Б.* Поперечный пространственный перенос в полевых транзисторах на гетероструктурах с селективным легированием и границы применимости квазигидродинамических моделей // Физика и техника полупроводников. – 2009. – Т. 43, Вып. 1. – С. 113–118.

8. *Кальфа А.А., Пашковский А.Б., Тагер А.С.* Нелокальные и диффузионные эффекты в полевых транзисторах с субмикронным затвором // Радиофизика. – 1985. – Т. 28, № 12. – С. 1583–1589.

9. *Пашковский А.Б., Тагер А.С.* Влияние близких к затвору n^+-областей на характеристики полевых СВЧ-транзисторов // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1987. – Вып. 7 (401). – С. 29–32.

10. Modeling of a sub-micrometer gate field-effect transistor including effects of nonstatlonary electron dynamics / *B. Carnez, A. Cappy, A. Kaszynskl et al.* // J. Appl. Pnys. – 1980. – Vol. 51. JM . – P. 784–790.

11. *Горфинкель В.Б., Шофман С.Г.* Феноменологическая модель динамики разогрева электронов в многодолинных полупроводниках // ФТП. – 1985. – Т. 19, № 1. – С. 83–87.

12. *Shur M.* Influence of nonuniform field distribution on frequency limits of GaAs field-effect transistors // Electronics Letters. – 1976. – Vol. 12, No 23. – P. 615–616.

Статья поступила 26 мая 2011 г.

УДК 621.373.122: 621.396.962.23

АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АВТОДИННЫХ СВЧ-ГЕНЕРАТОРОВ

В. Я. Носков, К. А. Игнатков

Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург

С. М. Смольский

Московский энергетический институт (Технический университет)

На основе разработанной обобщённой модели одноконтурного автодинного неизохронного и неизодромного генератора получены основные выражения для расчёта его амплитудно-частотных и автодетекторно-частотных характеристик. Представлены результаты анализа влияния на эти характеристики внутренних параметров автодинных СВЧ-генераторов, а также (через параметр искажений автодинного отклика) уровня отражённого излучения и расстояния до отражающего объекта. Показана возможность решения обратной задачи: определения внутренних свойств СВЧ-генераторов по их автодинным характеристикам.

КС: *автодин, автодинный генератор, автодинный отклик, амплитудно-частотная характеристика, автодетекторно-частотная характеристика, СВЧ-генератор, параметр искажений, неизохронный генератор, неизодромный генератор, система ближней радиолокации*

On the basis of the developed generalized model of the single-tune autodyne non-isochronous and non-isodrome oscillator, the key equations for calculation of its amplitude-frequency and auto-detecting-frequency characteristics are obtained. Results of the influence analysis on these characteristics of the inherent parameters of UHF autodyne oscillators as well as (via the distortion parameter of the autodyne response) the reflected radiation level and the distance to the reflecting object are given. The possibility of the inverse problem solution for determination of internal properties of the UHF oscillator is proved on the basis of its autodyne characteristics.

Keywords: *autodyne, autodyne oscillator, autodyne response, amplitude-frequency charactristic, auto-detecting-frequency characteristics, UHF oscillator, distortion parameter, non-isochronous oscillator, non-isodrome oscillator, short-range radar*

1. ВВЕДЕНИЕ

В различных системах ближней радиолокации, в аппаратуре для проведения траекторных измерений при аэробаллистических испытаниях, в приборах для контроля параметров движения на транспорте и технологических процессов на производстве, а также в научных исследованиях находят широкое применение автодинные приёмопередающие устройства (автодины) [1-5]. Простота конструкции и сравнительно низкая стоимость, малогабаритность и высокая чувствительность – это одни из основных положительных качеств, которыми обладают данные устройства. Принцип действия их основан на автодинном эффекте, который заключается в изменениях амплитуды и частоты автоколебаний,

а также параметров смещения активного элемента генератора под воздействием отражённого электромагнитного излучения. Возникающий при этом автодинный отклик регистрируется в качестве полезного сигнала либо в цепи питания генератора, либо с внешнего детектора, на который ответвляется часть мощности генерируемого излучения.

Автодинный эффект наблюдается во всех известных типах генераторов, с различными видами модуляции и во всём диапазоне частот [6]. Несмотря на разнообразие типов генераторов, все они, как автодины, обладают рядом общих свойств и характеристик. К этим характеристикам относятся, например, амплитудная и частотная чувствительность генераторов к воздействию собственного отражённого излучения, зависимости формы автодинного отклика и разности фаз между сигналами, а также энергетического потенциала генераторов от режима работы, связи с нагрузкой и множество других. В последние годы для анализа работы автодинов стали использовать ещё одну характеристику, показывающую связь автодинных изменений амплитуды и частоты колебаний при изменении времени запаздывания отражённого излучения, – амплитудно-частотную характеристику [7, 8]. Подобные характеристики известны в теории СВЧ-генераторов и широко используются при анализе явлений синхронизации и затягивания режима работы генератора внешней нагрузкой [9, 10]. Однако в теории автодинов данная характеристика является сравнительно новым инструментом анализа и недостаточно изученным.

Исследованию влияния на эту характеристику внутренних свойств и параметров генераторов, а также параметров отражённого излучения посвящена настоящая работа. Данное направление исследований развито с позиций общего подхода к анализу и комплексного учёта одновременно неизохронности и неизодромности[1] автогенератора, а также явления «частотного детектирования» [11]. Для этого на основе разработанной обобщённой модели одноконтурного автодинного СВЧ-генератора выполнены расчёты основных параметров, таких, как коэффициенты автодетектирования и усиления, автодинная девиация частоты, параметр искажений автодинного сигнала, а также характеристик, представленных в виде нормированных графиков, отображающих взаимную связь компонентов автодинного отклика. Поскольку в автодинных генераторах широко используется регистрация сигнала в цепи его питания (сигнал автодетектирования), то в данной работе предложено рассматривать ещё одну важную в теории автодинов характеристику – автодетекторно-частотную характеристику. Рассмотрено также влияние величины модуля коэффициента отражения, расстояния до отражающего объекта и величин внутренних параметров генераторов на скорость движения изображающей точки по данным характеристикам при условии равномерного перемещения отражателя.

2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОДНОКОНТУРНОГО АВТОДИННОГО ГЕНЕРАТОРА

Функциональная схема простейшего радиолокатора, у которого автодинный генератор *АГ* непосредственно связан с антенной *А* без каких-либо развязывающих элементов, представлена на рис. 1, *а*. Рабочее смещение на активном элементе (АЭ) генератора пода-

[1] **Изодромный** [гр. isos одинаковый, равный + dromos бег] **генератор** – автогенератор, у которого амплитуда колебаний не зависит от изменений частоты генерации. Неизодромный генератор предполагает наличие данной зависимости.

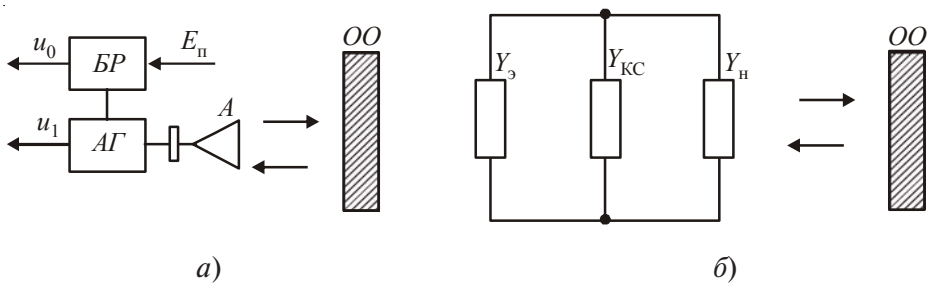


Рис. 1. Функциональная (*а*) и эквивалентная (*б*) схемы автодинного генератора

ётся от источника питания через блок регистрации *БР*. Электромагнитные колебания, вырабатываемые в СВЧ-генераторе *АГ*, излучаются через приёмопередающую антенну *А* в направлении отражающего объекта *ОО* (или просто отражателя). Отражённое излучение возвращается через антенну *А* в генератор *АГ*, вызывая в нём автодинный эффект.

Возникающие при этом автодинные изменения среднего значения тока или напряжения в цепи смещения АЭ генератора преобразуются с помощью простейшей цепи автосмещения или специальной схемы блока регистрации *БР* в напряжение выходного сигнала u_0 (сигнал «автодетектирования») [12]. В некоторых конструкциях автодинных радиолокаторов полезный сигнал выделяется с помощью дополнительной схемы, которая преобразует автодинные изменения амплитуды или частоты автоколебаний в напряжение выходного сигнала u_1 (сигнал «внешнего детектирования») [13].

Эквивалентная схема автодинного генератора, приведённая к плоскости АЭ, представлена на рис. 1, *б*. На этой схеме по высокой частоте средняя за период колебаний «электронная» проводимость АЭ $Y_э$ в общем случае зависит от напряжения смещения E, амплитуды A и частоты щ колебаний: $Y_э \equiv Y_э(E, A, щ)$. Такая зависимость характерна для СВЧ-генераторов, выполненных на АЭ с гистерезисом, обусловленным явлением запаздывания основных носителей в пространстве взаимодействия с полем резонатора. Колебательная система генератора на этой схеме представлена проводимостью $Y_{КС}$, выражение для которой в простейшем случае одноконтурной системы имеет вид

$$Y_{КС} \equiv Y_{КС}(щ) = G_{КС} + jB_{КС} = G_п(1 + j2Q_н v_с), \qquad (1)$$

где $v_с = (щ - щ_с)/щ_с$ – расстройка текущей частоты щ колебаний и собственной частоты $щ_с = 1/(LC)^{1/2}$ резонатора, имеющего добротность $Q_н = щ_с C/G_п$ и проводимость собственных потерь $G_п$. Действие отражённой волны на генератор (см. рис. 1, *б*) представлено проводимостью $Y_н$, выражение для которой для случая функционирования автодинной системы в условиях, когда амплитуда $U(t)$ собственных колебаний генератора в текущий момент времени t значительно превышает амплитуду $\Gamma U(t,ф)$ вернувшихся от объекта в резонатор колебаний, имеет вид

$$Y_н \equiv Y_н(t, ф) = G_н + \Delta Y_н(t, ф), \qquad (2)$$

где $\Delta Y_н(t, ф) = -\Delta G_н(t, ф) + j\Delta B_н(t, ф)$ – изменяющаяся часть комплексной проводимости нагрузки, обусловленная действием отражённой волны; $\Delta G_н(t, ф) = -2G_н\Gamma(t, ф)\cos\delta(t, ф)$ и $\Delta B_н(t, ф) = 2G_н\Gamma(t, ф)\sin\delta(t, ф)$ – её активная и реактивная составляющие; $U(t, ф)$ – амплитуда напряжения на нагрузке $Y_н$, создаваемая генератором в момент $t - ф$ из предыстории си-

стемы; Г – коэффициент затухания; ф= $2s/c$ – время распространения излучения до отражающего объекта и обратно; s – расстояние до отражателя; c – скорость распространения излучения.

В соответствии с общей теорией СВЧ-генераторов (с. 77, [14]) уравнения автоколебаний с учётом (1) и (2) для схемы (рис. 1, *б*) при произвольном времени запаздывания ф отражённого излучения имеют вид:

$$G_э + G - 2G_н\Gamma(t, ф)\cos\delta(t, ф) = 0, \tag{3}$$

$$B_э + 2GQ_н v_с + 2G_н\Gamma(t, ф)\sin\delta(t, ф) = 0, \tag{4}$$

где $G = G_{п1} + G_н$; $\Gamma(t, ф) = \Gamma[U(t, ф)/U(t)]$ – модуль и $\delta(t, ф) = \Psi(t) - \Psi(t, ф)$ – фаза мгновенного коэффициента отражения (с. 157, [15]); $\Psi(t)$, $\Psi(t, ф)$ – фазы напряжения на нагрузке $Y_н$, создаваемые генератором в текущий момент времени t и в момент t – ф соответственно. Здесь $\delta(t, ф)$ характеризует полный набег фазы отражённой волны за время ф распространения излучения до отражающего объекта и обратно.

Для нахождения аналитического решения нелинейной системы уравнений (3) и (4) заменим нелинейные члены электронных проводимостей $G_э$ и $B_э$ их квазилинейной аппроксимацией в окрестности режима стационарных колебаний автономного генератора, когда $\Gamma = 0$, $A = A_0$, щ = $щ_0$, $I_э = I_{э0}(A_0, щ_0)$, и будем рассматривать происходящие в генераторе процессы от воздействия отражённого излучения в относительных вариациях этого режима, полагая, что $A = A_0 + \Delta A$, щ = $щ_0 + \Delta щ$, $\Delta I_э = I_э - I_{э0}(A_0, щ_0)$. Здесь A_0, $щ_0$, $I_{э0}(A_0, щ_0)$ – амплитуда, частота и средний ток АЭ в режиме стационарных колебаний автономного генератора, а ΔA, $\Delta щ$, $\Delta I_э$ – их изменения, вызванные воздействием отражённого излучения. Кроме того, ограничим настоящие исследования случаем выделения автодинного отклика по изменению амплитуды колебаний с помощью внешнего детектирования при фиксированном напряжении смещения $E = E_0$ на АЭ, а сигнала автодетектирования – по изменению величины среднего значения тока АЭ $I_э = I_э(A, щ)$.

Допуская преобладающую линейность зависимостей $G_э(A, щ)$, $B_э(A, щ)$ и $I_э(A, щ)$ от амплитуды A и частоты щ колебаний в окрестности стационарного режима и ограничившись двумя первыми членами разложений этих функций в ряды Тейлора, получим систему линеаризованных уравнений для определения относительных изменений амплитуды $a_1 = \Delta A/A_0$ и частоты генерации $\chi = \Delta щ/щ_0$, а также выходного сигнала автодетектирования $a_0 = \Delta I_э/I_э$:

$$\begin{bmatrix} 0 & \alpha_{01} & \varepsilon_{01} \\ 0 & \alpha_{11} & \varepsilon_{11} \\ 0 & \beta_{11} & \xi_{11} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ a_1 \\ \chi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 \\ \Gamma(t, \tau)\eta\cos\delta(t, \tau) \\ -\Gamma(t, \tau)\eta\sin\delta(t, \tau) \end{bmatrix}, \tag{5}$$

где $\alpha_{01} = (A_0/I_{э0})(\partial I_э/\partial A)_0$ – безразмерный параметр, учитывающий явление автодетектирования изменений амплитуды колебаний; $\varepsilon_{01} = (щ_0/I_{э0})(\partial I_{э0}/\partial щ)_0$ – параметр «частотного детектирования», определяющий вклад изменений частоты генерации в изменение тока питания АЭ; $\alpha_{11} = (A_0/2G_{э0})(\partial G_э/\partial A)_0$ – приведенная крутизна инкремента генератора, обусловливающая степень регенерации и прочность его предельного цикла; $\varepsilon_{11} = \varepsilon_э + \varepsilon_{КС}$ – параметр, определяющий неизодромность генератора, иными словами, учитывающий влия-

ние изменений частоты на амплитуду колебаний через электронную проводимость АЭ $\varepsilon_э = (щ_0/2G_{э0})(\partial G_э/\partial щ)_0$ и колебательную систему $\varepsilon_{КС}$ (здесь для рассматриваемой одноконтурной модели генератора параметр $\varepsilon_{КС} = 0$); $\beta_{11} = (A_0/2B_{э0})(\partial B_э/\partial A)_0 \mathrm{tg}\Theta$ – параметр, определяющий неизохронность генератора; $\xi_{11} = \xi_э + \xi_{КС}$ – параметр стабилизации частоты генератора, учитывающий частотную крутизну реактивной проводимости АЭ $\xi_э = (щ_0/2B_{э0})(\partial B_э/\partial щ)_0 \mathrm{tg}\Theta$ и колебательной системы $\xi_{КС}$ (здесь для рассматриваемой одноконтурной модели генератора параметр $\xi_{КС} = Q_н$); $\eta = G_н/G = Q_н/Q_в$ – КПД колебательной системы генератора; $Q_в = щ_c C/G$ – его внешняя добротность. Индекс «0» при частных производных означает, что они получены в окрестности стационарного режима.

Дифференциальные параметры АЭ и колебательной системы в (5) могут быть рассчитаны для конкретной реализации генератора. Необходимо отметить при этом, что сложность определения этих параметров экспериментально состоит в трудности их раздельного измерения из-за их взаимной зависимости. Более продуктивно, как показано в [16], определение величин этих параметров с помощью анализа автодинных характеристик с применением внешней синхронизации.

В режиме непрерывного излучения генератора нас интересуют лишь установившиеся значения автодинного отклика. Поэтому для упрощения дальнейшего анализа системы (5) выполним разложение параметров запаздывающего воздействия $\Gamma(t, ф)$ и $\delta(t, ф)$ в ряды Тейлора по малому времени запаздывания $ф$ по сравнению с текущим временем t: $ф << t$ [8]. Поскольку дальность действия автодинных СБРЛ обычно ограничена несколькими десятками метров, а относительная скорость – несколькими тысячами метров в секунду, то в длинноволновой части диапазона миллиметровых волн в разложениях можем ограничиться двумя первыми членами разложений. В результате получим решения первого приближения для модуля и фазы коэффициента отражения в виде $\Gamma(t, ф) = \Gamma$, $\delta(t, ф) = щф$. Тогда выражение для изменений фазы $\delta(t, ф)$ в нормированном (безразмерном) времени $ф_н = щ_0 ф$ примет вид

$$\delta(t, ф) = \delta(\chi, ф_н) = 2\pi(1 + \chi)(N + ф_н), \qquad (6)$$

где $N = 2s/\lambda$ – целое число полуволн, укладывающихся между отражающим объектом и генератором; λ – длина волны излучения.

3. РАСЧЁТ И АНАЛИЗ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Основными автодинными параметрами генераторов являются коэффициенты автодетектирования, усиления и девиации частоты, а характеристиками – зависимость амплитуды и частоты колебаний от изменений времени запаздывания отражённого излучения [6–8]. Эти параметры и характеристики обеспечивают возможность анализа особенностей формирования автодинного отклика при его автодетектировании, а также при его выделении по изменению амплитуды a_1 и частоты χ колебаний при изменении $ф_н$ на отдельных фрагментах расстояния s до отражателя.

Для расчёта этих параметров и характеристик и выяснения влияния внутренних свойств генератора на формирование автодинного отклика из (5) с учётом (6) по формулам Крамера получим выражения, описывающие относительные изменения сигнала автодетектирования a_0, амплитуды a_1 и частоты χ колебаний в нормированном виде:

$$a_{н0}(ф_н) = a_0(ф_н)/a_{0m} = \cos[\delta(ф_н) - \psi_0], \quad (7)$$

$$a_{н1}(ф_н) = a_1(ф_н)/a_{1m} = \cos[\delta(ф_н) - \psi_1], \quad (8)$$

$$\chi_н(ф_н) = \chi(ф_н)/\chi_m = -\sin[\delta(ф_н) + \theta], \quad (9)$$

$$\delta(ф_н) = 2\pi ф_н - p_а \sin[\delta(ф_н) + \theta], \quad (10)$$

где $a_{н0}(ф_н)$ – характеристика автодетектирования автодина (ХАА); $a_{н1}(ф_н)$ – амплитудная характеристика автодина (АХА); $\chi_н(ф_н)$ – частотная характеристика автодина (ЧХА); $\delta(ф_н)$ – фазовая характеристика автодина (ФХА); $a_{0m} = \Gamma\eta K_0$; $a_{1m} = \Gamma\eta K_а$, $\chi_m = \Gamma\eta L_а$ – амплитудные значения соответствующих автодинных откликов; $K_0 = k_0 k_{н0}$, $K_а = k_а k_{н.а}$, $L_а = l_а l_{н.а}$ – коэффициенты автодетектирования, автодинного усиления и девиации частоты генерации; $k_0 = \alpha_{01}/\alpha_{11}$, $k_а = 1/\alpha_{11}$, $l_а = 1/\xi_{11}$ – коэффициенты автодетектирования, автодинного усиления и девиации частоты в предположении изохронности и изодромности генератора, полагая, что $\gamma = \rho = 0$; $k_{н0}$, $k_{н.а}$, $l_{н.а}$ – нормированные относительно k_0, $k_а$, $l_а$ коэффициенты автодетектирования, автодинного усиления и девиации частоты неизохронного и неизодромного генератора, у которого $\gamma \neq 0$, $\rho \neq 0$, а также имеет место частотное детектирование, когда $\varepsilon_{01} \neq 0$:

$$k_{н0} = \frac{1 - \kappa_{пр}\gamma}{1 - \gamma\rho}\sqrt{1 + \kappa_{ч.д}^2}, \quad (11)$$

$$k_{н.а} = \frac{\sqrt{1 + \rho^2}}{1 - \gamma\rho}, \quad (12)$$

$$l_{н.а} = \frac{\sqrt{1 + \gamma^2}}{1 - \gamma\rho}; \quad (13)$$

$p_а$ – параметр искажений[1] автодинного отклика [7, 8, 17], физический смысл его – индекс фазовой модуляции сигнала, обусловленный автодинными изменениями частоты автоколебаний,

$$p_а = \chi_m \omega_0 \tau = 2\pi N \Gamma L_а = \frac{2\pi\Gamma N}{Q_н}\frac{\sqrt{1 + \gamma^2}}{1 - \gamma\rho}; \quad (14)$$

ψ_0, ψ_1, θ – углы фазового смещения автодинных изменений сигнала автодетектирования, амплитуды и частоты автоколебаний соответственно,

$$\psi_0 = \mathrm{arctg}\,(\kappa_{ч.д}),\ \psi_1 = \mathrm{arctg}\,(\rho),\ \theta = \mathrm{arctg}\,(\gamma); \quad (15)$$

$\kappa_{ч.д}$ – коэффициент частотного детектирования,

$$\kappa_{ч.д} = \frac{\rho - \kappa_{пр}}{1 - \kappa_{пр}\gamma}; \quad (16)$$

[1] Исходя из сходства математических выражений, описывающих работу автодина и генератора на отражательном клистроне, в работе [17] данный параметр назван «параметром группировки».

$\kappa_{пр} = \varepsilon_{01} l_а / k_0 = \varepsilon_{01}\alpha_{11}/\alpha_{01}\xi_{11}$ – коэффициент частотного преобразования автодинных изменений частоты в изменения среднего значения тока АЭ; $\rho = \varepsilon_{11}/\xi_{11}$, $\gamma = \beta_{11}/\alpha_{11}$ – коэффициенты неизодромности и неизохронности генератора соответственно.

Для удобства представления свойств автодинных генераторов широко используется ещё одна характеристика, отражающая взаимную связь ЧХА и АХА [7, 8]. Таковой является амплитудно-частотная характеристика[1] (АЧХ), которая строится в декартовой системе координат $a_{н1}(ф_н)$, $\chi_н(ф_н)$ на основании параметрических уравнений (8), (9). Аналогичную характеристику можно построить исходя из уравнений (7), (9) в системе координат $a_{н0}(ф_н)$, $\chi_н(ф_н)$ как характеристику «автодетекторно-частотную» (ХАЧ). Форма этих характеристик – эллипс, проекции которого на оси $a_{н1}(ф_н)$ и $\chi_н(ф_н)$ в зависимости от нормированного времени $ф_н$ дают соответствующие ЧХА, АХА и ХАА. По сути своей, АЧХ и ХАЧ представляют собой фазовые портреты системы, поскольку любая (изображающая) точка на этих кривых отображает состояние автодинной системы «генератор – отражающий объект» на интервале $0 < ф_н < 1$.

При построении АЧХ и ХАЧ в декартовой системе координат параметром является текущая фаза $\delta(ф_н)$, которая описывается трансцендентным уравнением (10). Для решения этого уравнения используем метод последовательных приближений, суть которого состоит в последовательной подстановке в правую часть вместо фазы $\delta(ф_н)$ её приближённых значений $\delta(ф_н) = 2\pi ф_н$ до получения приемлемой точности вычислений [18]. В общем виде решение k-го приближения этим методом при условии $p_а < 1$ для уравнения (10) имеет вид

$$\delta(ф_н) = (2\pi ф_н)_{(0)} - p_а \sin[(2\pi ф_н)_{(1)} + \theta - p_а \sin[(2\pi ф_н)_{(2)} + \theta - \ldots \\ - p_а \sin[(2\pi ф_н)_{(k)} + \theta]\ldots], \qquad (17)$$

где индексами в круглых скобках около слагаемых $(2\pi ф_н)$ обозначен порядок приближения.

Нулевому приближению в (17) соответствует линейная фазовая характеристика, которая характерна для гомодинных СБРЛ. Последующие приближения вносят нелинейность в эту зависимость, что является атрибутом автодинных систем и обусловлено автодинными изменениями частоты. Данная нелинейность фазовой характеристики вызывает характерные искажения формы сигналов у автодинных генераторов, зависящих от величины параметра искажений $p_а$. Лишь в гипотетическом случае при условии отсутствия автодинных изменений частоты, когда $p_а = 0$, уравнения (7)...(10) становятся независимыми, а сигналы автодина – соответствующими сигналам гомодинного радиолокатора.

Беря производную от выражения (16) по нормированному времени $ф_н$, получим выражение k-го приближения для скорости перемещения изображающей точки по образующей эллипса при изменении положения отражателя:

$$d\delta(ф_н)/dф_н = \Omega_а(ф_н) = 2\pi - p_а\{\cos[(2\pi ф_н)_{(1)} + \theta - p_а \sin[(2\pi ф_н)_{(2)} + \theta - \ldots \\ - p_а \sin[(2\pi ф_н)_{(k)} + \theta]\ldots]\}\ \{\ 2\pi - p_а \cos[(2\pi ф_н)_{(2)} + \theta - \ldots - p_а \sin[(2\pi ф_н)_{(k)} + \theta]\ldots]\} \times \ldots \qquad (18) \\ \times \{2\pi - p_а\{\cos[(2\pi ф_н)_{(k)} + \theta]\ldots]\}.$$

[1] Данная характеристика известна в теории СВЧ-генераторов как «эллипс затягивания» [10].

Физический смысл величины $\Omega_а(ф_н)$ в выражении (18) – мгновенная разность частот между излучёнными и отражёнными колебаниями на внешней нагрузке автодинного генератора. Среднее значение за период этой частоты равно 2π – нормированной частоте автодинного сигнала, которая равна доплеровской частоте.

Выражения (7)...(9) с учётом (17) имеют вид:

$$a_{н0}(ф_н) = a_0(ф_н)/a_{0m} = \cos[(2\pi ф_н)_{(0)} - \psi_0 - p_а\sin[(2\pi ф_н)_{(1)} + \theta - p_а\sin[(2\pi ф_н)_{(2)} + \theta - ... - p_а\sin[(2\pi ф_н)_{(k)} + \theta]...], \quad (19)$$

$$a_{н1}(ф_н) = a_1(ф_н)/a_{1m} = \cos[(2\pi ф_н)_{(0)} - \psi_1 - p_а\sin[(2\pi ф_н)_{(1)} + \theta - p_а\sin[(2\pi ф_н)_{(2)} + \theta - ... - p_а\sin[(2\pi ф_н)_{(k)} + \theta]...], \quad (20)$$

$$\chi_н(ф_н) = \chi(ф_н)/\chi_m = -\sin[(2\pi ф_н)_{(0)} + \theta - p_а\sin[(2\pi ф_н)_{(1)} + \theta - p_а\sin[(2\pi ф_н)_{(2)} + \theta - ... - p_а\sin[(2\pi ф_н)_{(k)} + \theta]...]. \quad (21)$$

Параметрические выражения для радиус-векторов $R_{э0}(ф_н)$, $R_{э1}(ф_н)$ и текущих углов $\Phi_{э0}(ф_н)$, $\Phi_{э1}(ф_н)$, описывающих эллипсы ХАЧ и АЧХ в декартовой системе координат, легко получить, используя известные формулы перехода к полярной системе координат (с. 59, [19]):

$$R_{э0}(\tau_н) = \sqrt{a_{н0}^2(\tau_н) + \chi_н^2(\tau_н)}; \quad R_{э1}(\tau_н) = \sqrt{a_{н1}^2(\tau_н) + \chi_н^2(\tau_н)}; \quad (22)$$

$$\Phi_{э0}(\tau_н) = \operatorname{arctg}\frac{a_{н0}(\tau_н)}{\chi_н(\tau_н)}; \quad \Phi_{э1}(\tau_н) = \operatorname{arctg}\frac{a_{н1}(\tau_н)}{\chi_н(\tau_н)}. \quad (23)$$

Результаты расчётов АЧХ и ХАЧ в соответствии с выражениями (19)...(21) при различных значениях внутренних параметров генераторов представлены на рис. 2. На рис. 2, *а* приведены характеристики изохронного генератора, у которого $\gamma = \rho = \kappa_{пр} = 0$, а на остальных – для различных случаев неизохронного ($\gamma \neq 0$) и неизодромного ($\rho \neq 0$) генератора, имеющего различные значения коэффициента частотного преобразования ($\kappa_{пр} \neq 0$). Жирными точками на кривых АЧХ и ХАЧ отмечены положения изображающих точек при их перемещении в процессе изменения $ф_н$ через интервалы, равные одной десятой периода автодинного отклика.

Результаты расчётов в соответствии с выражениями (22), (23) величин $R_{э1}(ф_н)$ и $\Phi_{э1}(ф_н)$ для случаев изохронного генератора (кривые *1*), а также неизохронного и неизодромного генератора (кривые *2*) представлены на рис. 3 при $p_а$= 0,08 (см. рис. 3, *а*) и 0,8 (см. рис. 3, *б*). Кроме того, на этом же рисунке представлены графики производных $\Omega_{э1}(ф_н) = d[\Phi_{э1}(ф_н)]/dф_н$, которые характеризуют угловую скорость движения изображающих точек.

Из полученных характеристик рис. 2 видно, что в случае изохронного и изодромного генератора (см. рис. 2, *а*) АЧХ и ХАЧ имеют форму круга, а в случае неизохронного (неизодромного) – эллипс, с «левым» наклоном при $\gamma > 0$ ($\rho > 0$) (см. рис. 2, *б*) и с «правым» наклоном при $\gamma < 0$ ($\rho < 0$) (см. рис. 2, *в*). В случае разных знаков при коэффициентах γ и ρ ширина эллипса АЧХ $a_{н1}(\chi_н)$ увеличивается, а в случае одинаковых – уменьшается (см. рис. 2, *б...г*). Если коэффициент частотного преобразования $\kappa_{пр} = 0$, то ХАЧ $a_{н0}(\chi_н)$ повторяет вид АЧХ $a_{н1}(\chi_н)$ (см. рис. 2, *а*). В случае, когда $\kappa_{пр} \neq 0$, ширина эллипса ХАЧ $a_{н0}(\chi_н)$ может как увеличиваться, так и уменьшаться по сравнению с эллипсом АЧХ $a_{н1}(\chi_н)$ в зави-

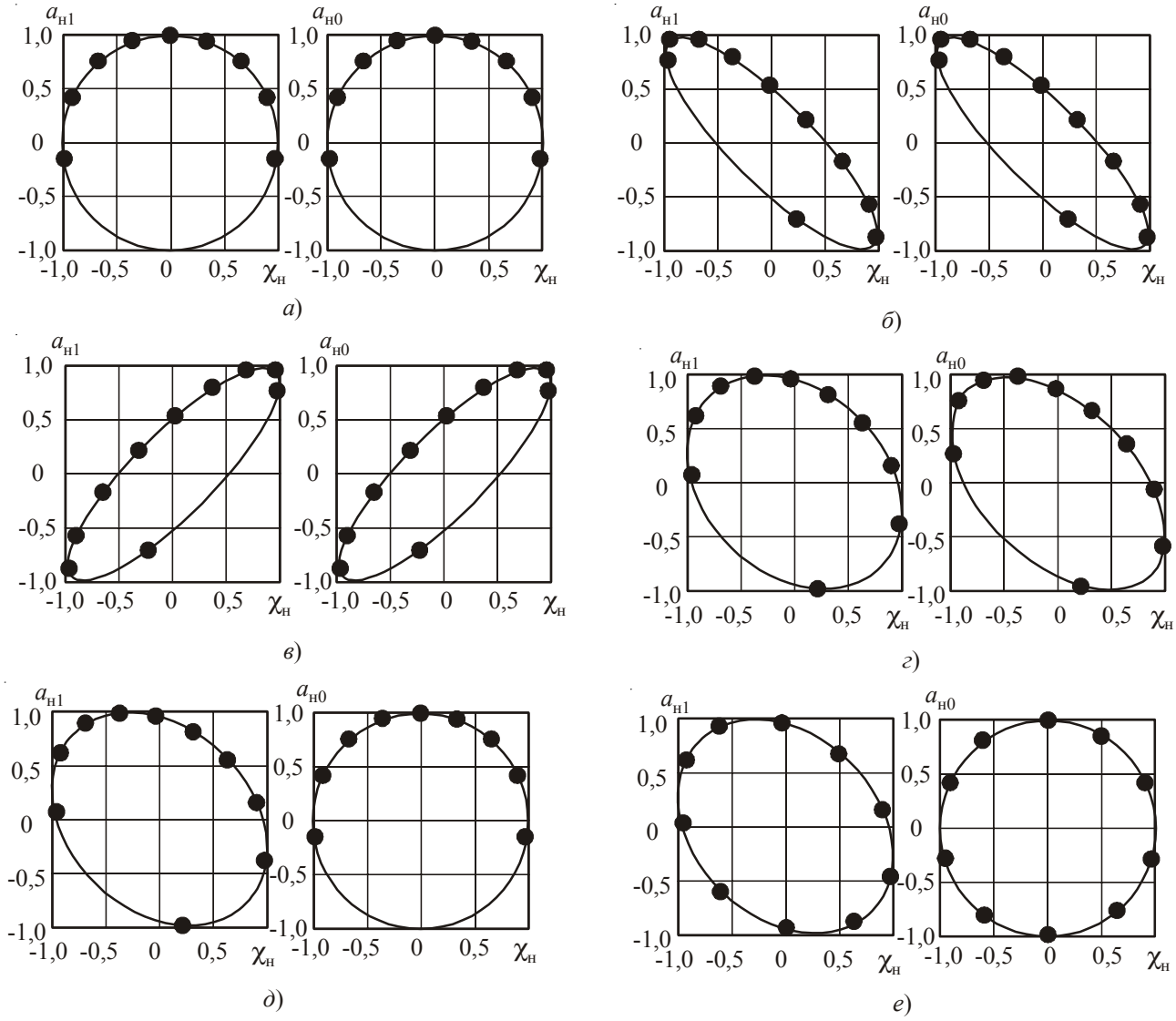


Рис. 2. Амплитудно-частотные $a_{н1}(\chi_н)$ и автодетекторно-частотные $a_{н0}(\chi_н)$ характеристики нормированного отклика автодинного генератора, рассчитанные при $p_а = 0{,}8$ (*а...д*) и 0,08 (*е*) и различных значениях параметров γ, ρ и $\kappa_{пр}$:

а – $\gamma = \rho = \kappa_{пр} = 0$; *б* – $\gamma = 0{,}8$, $\rho = 0{,}4$, $\kappa_{пр} = 0{,}2$; *в* – $\gamma = -0{,}8$, $\rho = -0{,}4$, $\kappa_{пр} = -0{,}2$;
г – $\gamma = 0{,}8$, $\rho = -0{,}4$, $\kappa_{пр} = -0{,}2$; *д* – $\gamma = 0{,}8$, $\rho = -0{,}4$, $\kappa_{пр} = 0{,}2$; *е* – $\gamma = 0{,}8$, $\rho = -0{,}4$, $\kappa_{пр} = 0{,}2$

симости от величины коэффициента $\kappa_{пр}$ и соотношения знаков при коэффициентах γ, ρ и $\kappa_{пр}$ (см. рис. 2, *б...д*). При этом в гипотетическом случае изохронного и изодромного генератора, у которого параметры $\gamma = \rho = 0$, но обладающего частотным детектированием, ХАЧ $a_{н0}(\chi_н)$ также имеет «левый» наклон при $\kappa_{ч.д} > 0$ и «правый» – при $\kappa_{ч.д} < 0$.

С увеличением $\phi_н$ (отражатель движется от генератора) изображающая точка перемещается по эллипсу против часовой стрелки. В случае сильного отражённого сигнала, когда величина параметра искажений $p_а$ соизмерима с единицей, скорость перемещения этой точки неравномерная, что хорошо видно по интервалам между точками на образующих

эллипсов (см. рис. 2, *а...д*), а также из графиков $\Phi_{э1}(ф_н)$ и $\Omega_{э1}(ф_н)$ на рис. 3, *б*. С увеличением параметра $p_а$ эта скорость возрастает на нижней стороне эллипса и уменьшается – на верхней (см. кривую *2* на рис. 3, *б*). В случае малого сигнала, когда величина параметра искажений $p_а << 1$, движение изображающей точки становится более равномерным (см. рис. 2, *е* и рис. 3, *а*). При этом необходимо отметить, что форма эллипса не зависит от величины параметра искажений $p_а$, а определяется лишь внутренними параметрами генератора, т. е. величинами коэффициентов γ, ρ и $\kappa_{пр}$ (см. рис. 2, *а...е*). Проведенные исследования показали также, что направление движения изображающей точки становится обратным при движении отражателя к генератору.

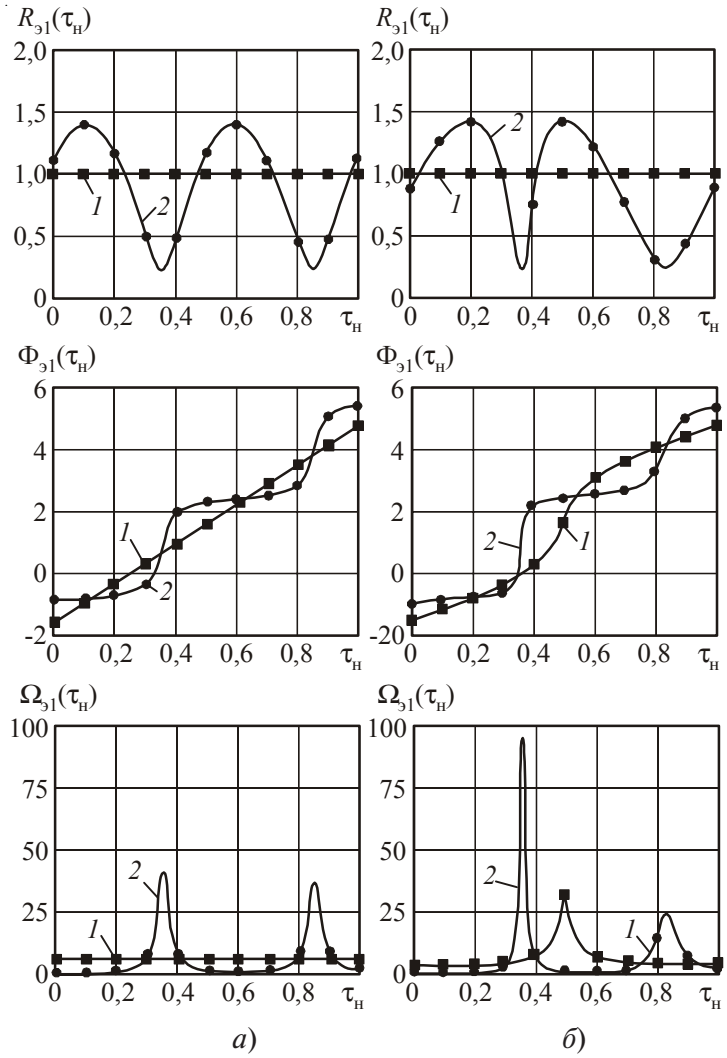


Рис. 3. Характеристики радиус-векторов $R_{э1}(ф_н)$, текущих углов $\Phi_{э1}(ф_н)$ и производной $\Omega_{э1}(ф_н)$, рассчитанные при $\gamma = \rho = 0$ (кривые *1*), $\gamma = 1$, $\rho = 0{,}5$ (кривые *2*) для различных значений $p_а$: *а* – $p_а = 0{,}08$; *б* – $p_а = 0{,}8$

Радиус-вектор $R_{э1}(ф_н)$ для изохронного и изодромного генератора ($\gamma = \rho = 0$) имеет постоянную величину, равную единичному радиусу круга (см. кривые *1* на рис. 3). В случаях неизохронных ($\gamma \neq 0$) и неизодромных ($\rho \neq 0$) генераторов длина радиус-вектора является

переменной за период автодинного отклика (см. кривые *2* на рис. 3). Из анализа этих кривых на нахождение точек экстремума из (22) с учётом (23) получим выражения для размеров больших $a_{э1}$, $a_{э0}$ и малых $b_{э1}$, $b_{э0}$ полуосей эллипсов АЧХ и ХАЧ соответственно:

$$a_{э0} = \sqrt{1+\sin(\theta+\psi_0)} = \sqrt{1+\frac{\gamma+\kappa_{ч.д}}{\sqrt{(1+\kappa_{ч.д}^2)(1+\gamma^2)}}},$$

$$b_{э0} = \sqrt{1-\sin(\theta+\psi_0)} = \sqrt{1-\frac{\gamma+\kappa_{ч.д}}{\sqrt{(1+\kappa_{ч.д}^2)(1+\gamma^2)}}}, \tag{24}$$

$$a_{э1} = \sqrt{1+\sin(\theta+\psi_1)} = \sqrt{1+\frac{\gamma+\rho}{\sqrt{(1+\rho^2)(1+\gamma^2)}}},$$

$$b_{э1} = \sqrt{1-\sin(\theta+\psi_1)} = \sqrt{1-\frac{\gamma+\rho}{\sqrt{(1+\rho^2)(1+\gamma^2)}}}. \tag{25}$$

Используя (24), (25) и известные канонические уравнения для кривых второго порядка (с. 72, [19]), находим выражения для расчёта площадей эллипсов ХАЧ $S_{э0}$ и АЧХ $S_{э1}$, их эксцентриситетов $\varepsilon_{э0}$ и $\varepsilon_{э1}$, а также уравнения эллипсов в полярных координатах $R_{э0}(\Phi_{э0})$ и $R_{э1}(\Phi_{э1})$:

$$S_{э0} = \pi a_{э0} b_{э0} = \pi\cos(\theta+\psi_0) = \frac{\pi(1-\gamma\kappa_{ч.д})}{\sqrt{(1+\gamma^2)(1+\kappa_{ч.д}^2)}}; \tag{26}$$

$$S_{э1} = \pi a_{э1} b_{э1} = \pi\cos(\theta+\psi_1) = \frac{\pi(1-\gamma\rho)}{\sqrt{(1+\gamma^2)(1+\rho^2)}}; \tag{27}$$

$$\varepsilon_{э0} = \sqrt{1-\left(\frac{b_{э0}}{a_{э0}}\right)^2} = \sqrt{1-\frac{1-\sin(\theta+\psi_0)}{1+\sin(\theta+\psi_0)}} = \left(1-\frac{\sqrt{(1+\gamma^2)(1+\kappa_{ч.д}^2)}-\gamma-\kappa_{ч.д}}{\sqrt{(1+\gamma^2)(1+\kappa_{ч.д}^2)}+\gamma+\kappa_{ч.д}}\right)^{1/2}; \tag{28}$$

$$\varepsilon_{э1} = \sqrt{1-\left(\frac{b_{э1}}{a_{э1}}\right)^2} = \sqrt{1-\frac{1-\sin(\theta+\psi_1)}{1+\sin(\theta+\psi_1)}} = \left(1-\frac{\sqrt{(1+\gamma^2)(1+\rho^2)}-\gamma-\rho}{\sqrt{(1+\gamma^2)(1+\rho^2)}+\gamma+\rho}\right)^{1/2}; \tag{29}$$

$$R_{э0} = \sqrt{\frac{b_{э0}^2}{1-\varepsilon_{э0}^2\cos^2\Phi_{э0}}}; \quad R_{э1} = \sqrt{\frac{b_{э1}^2}{1-\varepsilon_{э1}^2\cos^2\Phi_{э1}}}. \tag{30}$$

Результаты расчёта по формулам (25) зависимостей длин большой $a_{э1}$ и малой $b_{э1}$ полуосей эллипсов АЧХ от величины параметров неизохронности γ и неизодромности ρ генератора в виде объёмных диаграмм представлены на рис. 4. Результаты аналогичных вы-

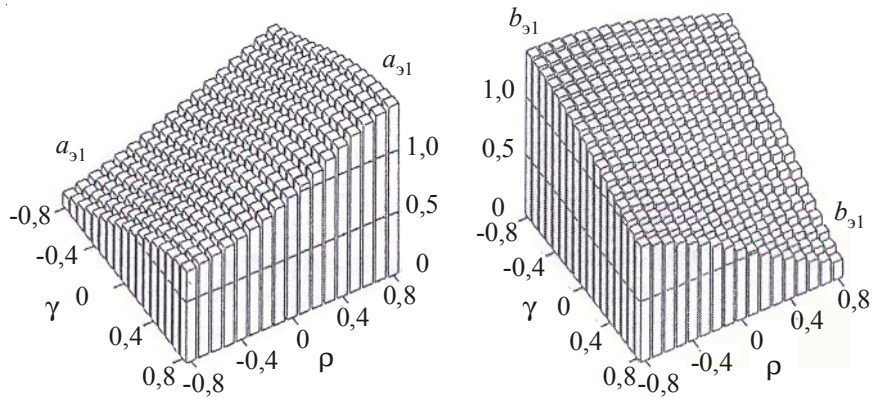


Рис. 4. Объёмные диаграммы
зависимостей длин большой $a_{э1}$ и малой $b_{э1}$ полуосей эллипсов АЧХ
от величины параметров неизохронности γ и
неизодромности ρ генератора

числений по формулам (24) для $a_{э0}$ и $b_{э0}$, но при различных значениях коэффициента частотного преобразования $\kappa_{пр}$ приведены на рис. 5. Отметим, что диаграммы для $a_{э0}$ и $b_{э0}$ в случае $\kappa_{пр} = 0$ полностью совпадают с диаграммами для $a_{э1}$ и $b_{э1}$, представленными на рис. 4.

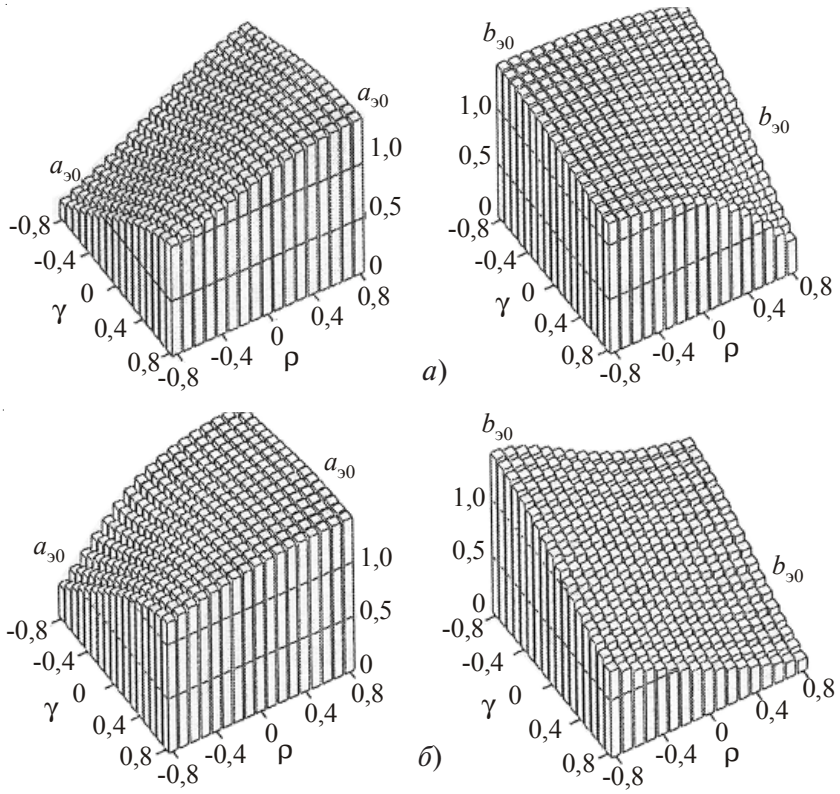


Рис. 5. Объёмные диаграммы зависимостей длин большой $a_{э0}$ и малой $b_{э0}$ полуосей эллипсов ХАЧ от величины параметров неизохронности γ и неизодромности ρ генератора, рассчитанные при различных величинах коэффициента частотного преобразования $\kappa_{пр}$:
а – $\kappa_{пр} = 0{,}5$; *б* – $\kappa_{пр} = -0{,}5$

Полученные диаграммы (рис. 4 и 5) подтверждают приведённые выше результаты расчётов, что форма эллипсов может изменяться в пределах от круга радиусами $R_{э0} = R_{э1} = 1$ до отрезков прямых, имеющих полудлину $R_{э0} = R_{э1} = 2^{1/2}$. Из анализа (26) и (27) следует, что в первом случае должны выполняться условия: $\theta = -\psi_0$, $\theta = -\psi_1$ или $\gamma = -\kappa_{ч.д}$, $\gamma = -\rho$, а во втором, когда эллипсы сливаются в линию: $\theta + \psi_0 = \pm\pi/2$, $\theta + \psi_1 = \pm\pi/2$ или $\gamma = 1/\kappa_{ч.д}$, $\gamma = 1/\rho$. Первый случай, как показано выше, реален для изохронных генераторов, у которых $\gamma = \rho = 0$. Для неизохронных генераторов АЧХ и ХАЧ имеют форму круга в случае, когда коэффициенты γ, ρ или γ, $\kappa_{ч.д}$ равны между собой, но противоположны по знаку. Во втором случае параметры γ, ρ или γ, $\kappa_{ч.д}$ должны иметь одинаковые знаки, но произведение их величин $\gamma\rho$ или $\gamma\kappa_{ч.д}$ равно 1. При этом большая и малая оси эллипсов могут меняться местами в зависимости от величины и знака параметров γ, ρ или γ, $\kappa_{ч.д}$.

Результаты вычислений эллипсов в полярной системе координат на примере АЧХ $R_{э1}(\Phi_{э1})$ по формулам (30) с учётом (25) и (29) при различных значениях коэффициентов неизохронности γ и неизодромности ρ СВЧ-генераторов представлены на рис. 6. Из этих характеристик с учётом диаграмм рис. 4 видна динамика изменения размеров эллипса в зависимости от величин коэффициентов γ и ρ.

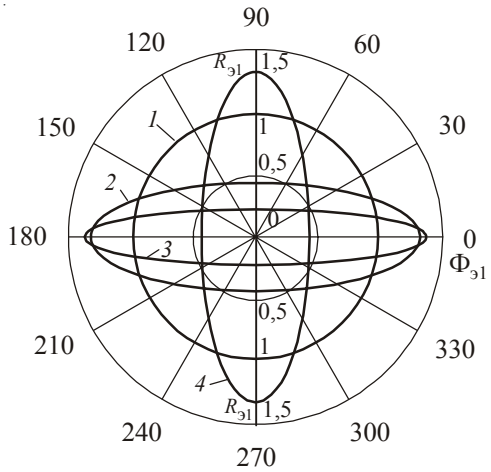
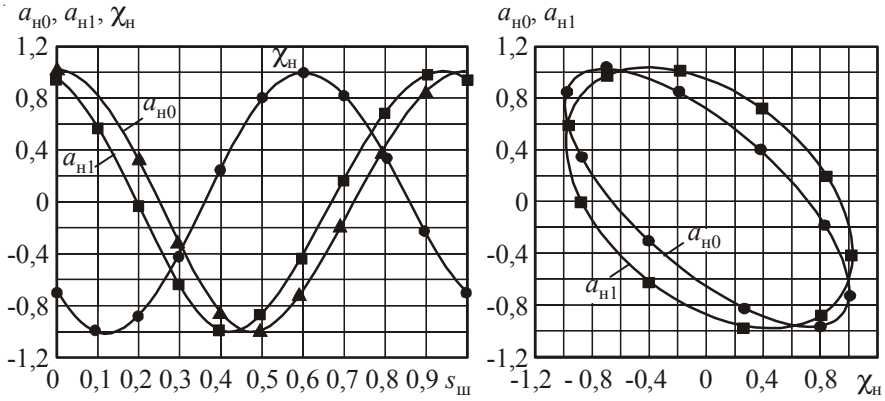
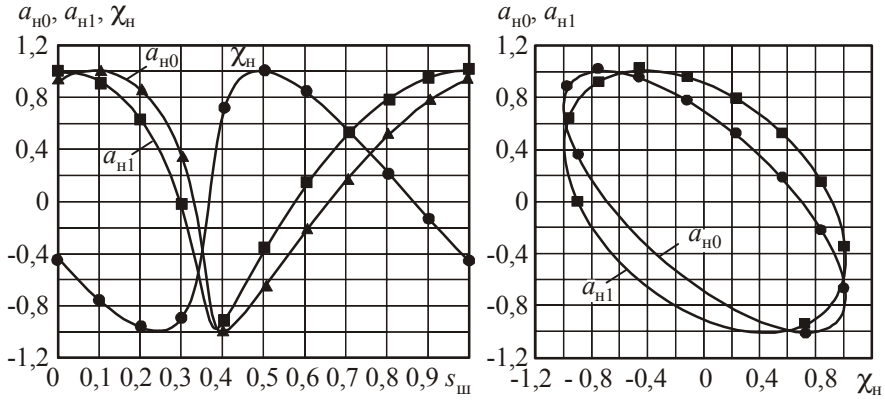


Рис. 6. Амплитудно-частотные характеристики автодинного СВЧ-генератора, построенные в полярных координатах $R_{э1}(\Phi_{э1})$ при различных величинах коэффициентов γ и ρ: *1* – $\gamma = \rho = 0$; *2* – $\gamma = 0{,}5$, $\rho = 0{,}5$; *3* – $\gamma = 0{,}5$, $\rho = 1$; *4* – $\gamma = -0{,}5$, $\rho = -0{,}5$

Результаты выполненного анализа позволяют решать обратную задачу: определять внутренние свойства СВЧ-генератора по снятым экспериментально автодинным характеристикам. Для демонстрации этого метода на рис. 7 представлены АХА, ЧХА и ХАА, а также соответствующие им АЧХ и ХАЧ, полученные на экспериментальной установке, описанной в [8,11], для гибридно-интегрального генератора 8-мм диапазона «Тигель-08» [20] при различных величинах параметров искажений $p_а$. Вычисления относительных размеров и параметров эллипсов по приведённым выше формулам (24)...(29) с учётом (14)...(16) дали следующие значения: $\varepsilon_{э0} = 0{,}91$; $\varepsilon_{э1} = 0{,}77$; $a_{э0} = 1{,}31$; $b_{э0} = 0{,}53$; $a_{э1} = 1{,}19$; $b_{э1} = 0{,}76$. С учётом полученных данных были рассчитаны углы фазового смещения: $\theta = 0{,}85$; $\psi_0 = -0{,}05$; $\psi_0 = -0{,}42$ – и значения коэффициентов γ, ρ и $\kappa_{пр}$: $\gamma = 1{,}15$; $\rho = -0{,}44$; $\kappa_{пр} = -0{,}36$.



а)



б)

Рис. 7. Нормированные характеристики автодинных изменений сигнала автодетектирования $a_{н0}(s_ш)$, амплитуды $a_{н1}(s_ш)$ и частоты $\chi_н(s_ш)$ колебаний, характеристики автодетекторно-частотные $a_{н0}(\chi_н)$ и амплитудно-частотные $a_{н1}(\chi_н)$, полученные экспериментально при $p_а = 0{,}08$ (*а*), 0,8 (*б*) и изменении положения отражателя с шагом $s_ш$ через 1/10 половины длины волны Λ в волноводе ($s_ш = s/(\Lambda/2)$)

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате выполненных исследований показана зависимость амплитудно-частотных и автодетекторно-частотных характеристик автодинов от внутренних свойств СВЧ-генераторов. Установлено также, что в результате анализа особенностей формирования автодинных характеристик при различных уровнях отражённого излучения (параметрах искажений) есть возможность оценки внутренних свойств и параметров генераторов, таких, как их коэффициенты неизохронности и неизодромности, а также частотного детектирования.

Результаты работы представляются полезными при интерпретации результатов экспериментальных исследований автодинных генераторов, при анализе особенностей формирования сигналов автодинов, а также при оптимизации параметров СВЧ-генераторов, предназначенных для автодинных систем ближней радиолокации.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Huntoon R.D., Miller B.J.* Generator-powered proximity fuze // Electronics. – 1945. – December. – P. 98–103.

2. *Коган И.М.* Теоретические основы радиолокации на малых расстояниях // Радиотехника (Итоги науки и техники). – 1976. – Т. 13. – 274 с.

3. *Бузыкин В.Т., Носков В.Я.* Автодины. Области применения и перспективы развития // Радиотехнические системы миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн. – Харьков: Институт радиофизики и электроники АН Украины, 1991. – С. 38–47.

4. *Усанов Д.А., Скрипаль Ал.В., Скрипаль Ан.В.* Физика полупроводниковых радиочастотных и оптических автодинов. – Саратов: изд-во. Сарат. ун-та, 2003. – 312 с.

5. *Комаров И.В., Смольский С.М.* Основы теории радиолокационных систем с непрерывным излучением частотно-модулированных колебаний. – М.: Горячая линия. Телеком, 2010. – 302 с.

6. Общие характеристики и особенности автодинного эффекта в автогенераторах / *Е.М. Гершензон, Б.Н. Туманов, В.Т. Бузыкин* и др. // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, № 1. – С. 104–112.

7. *Воторопин С.Д., Закарлюк Н.М., Носков В.Я., Смольский С.М.* О принципиальной невозможности самосинхронизации автодина излучением, отражённым от движущегося объекта // Известия вузов. Физика. – 2007. – Т. 50, № 9. – С. 53–59.

8. *Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М.* Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 2. Теоретические и экспериментальные исследования // Успехи современной радиоэлектроники. – 2007. – № 7. – С. 3–33.

9. Радиотехнические устройства СВЧ на синхронизированных генераторах / *Н.Н. Фомин, В.С. Андреев, Э.С. Воробейчиков* и др.; под ред. Н.Н. Фомина. – М.: Радио и связь, 1991. – 192 с.

10. *Малышев В.А., Роздобудько В.В.* Использование затягивания частоты и мощности автогенератора СВЧ внешней нагрузкой для измерения параметров нелинейности его электронной проводимости // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1977. – Т. 20, № 1. – С. 45–51.

11. *Бузыкин В.Т., Носков В.Я.* Исследование автодинных характеристик СВЧ-генераторов на полупроводниковых диодах // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 1992. – № 7. – С. 9–14.

12. *Носков В.Я., Смольский С.М.* Регистрация автодинного сигнала в цепи питания генераторов на полупроводниковых диодах СВЧ (Обзор) // Техника и приборы СВЧ. – 2009. – № 1. – С. 14–26.

13. *Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М.* Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 3. Функциональные особенности автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2007. – № 11. – С. 25–49.

14. *Лебедев И.В.* Техника и приборы СВЧ. – М.: Высшая школа, 1972. – Т. 2. – 376 с.

15. *Бычков С.И.* Вопросы теории и практического применения приборов магнетронного типа. – М.: Сов. радио, 1967. – 216 с.

16. *Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М.* Применение внешней синхронизации для исследования внутренних свойств СВЧ генераторов по их автодинным характеристикам // Известия вузов. Физика. – 2008. – Т. 51, № 9/2. – С. 159–163.

17. *Туманов Б.Н., Закарлюк Н.М.* Фазовые портреты и особенности автоколебаний автодина на диоде Ганна // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – I985. – № 10. – С. 6–13.

18. *Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М.* Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 5. Исследования автодинов с частотной модуляцией // Успехи современной радиоэлектроники. – 2009. – № 3. – С. 3–50.

19. *Корн Г., Корн Т.* Справочник по математике для научных работников и инженеров. Определения, теоремы, формулы. – М.: Наука, 1974. – 832 с.

20. *Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М.* Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 1. Конструкторско-технологические достижения // Успехи современной радиоэлектроники. – 2006. – № 12. – С. 3–30.

Статья поступила 26 мая 2011 г.

УДК 621.316.91

МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ ЗАЩИТЫ ПОЛОСОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ ОТ ПЕРЕГРУЗОК

А. А. Титов, Д. А. Жданов, О. В. Костылёва

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

Предложена методика проектирования устройств для защиты полосовых усилителей мощности от перегрузки по входу и от рассогласования по выходу, позволяющая по требованиям, предъявляемым к усилителю, обеспечить его работоспособность при работе в условиях максимальной выходной мощности, одновременном внезапном отключении или коротком замыкании нагрузки и многократных перегрузках по входу.

КС: проектирование, методика, устройство защиты, полосовой усилитель мощности, перегрузка

Methodology of designing devices for protection strip power amplifiers from input overload and output mismatching allowing, according to requirements towards amplifiers, to provide its functionality when working in the conditions of maximum output power, simultaneous abrupt cut-off or load short circuit and multiple input overloads is proposed.

Keywords: designing, methodology, protection device, strip power amplifier, overload

1. ВВЕДЕНИЕ

Полосовые усилители мощности (ПУМ) являются необходимыми элементами многих радиотехнических и измерительных комплексов и систем, к которым предъявляются требования сохранения работоспособности при работе на несогласованную нагрузку и одновременной перегрузке по входному воздействию. Такие усилители используются, например, в системах ближней нелинейной радиолокации, сопротивление нагрузки которых изменяется во времени [1].

2. МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ УСТРОЙСТВ ЗАЩИТЫ ПУМ

Для повышения надежности рассматриваемых усилителей в [2–4] предложены различные модификации устройств их защиты от перегрузки по входу, содержащих цепь обратной связи по огибающей. В состав такой цепи входят (рис. 1) направленный ответвитель (НО) падающей волны, детектор и блок управления, осуществляющий регулировку уровня сигнала в маломощных цепях передатчиков (МЦП).

В [5] описано устройство защиты ПУМ от перегрузки по входу и рассогласования по выходу, содержащее (рис. 2) направленные ответвители падающей и отраженной волн, два детектора и блок управления, который регулирует уровень сигнала в МЦП.

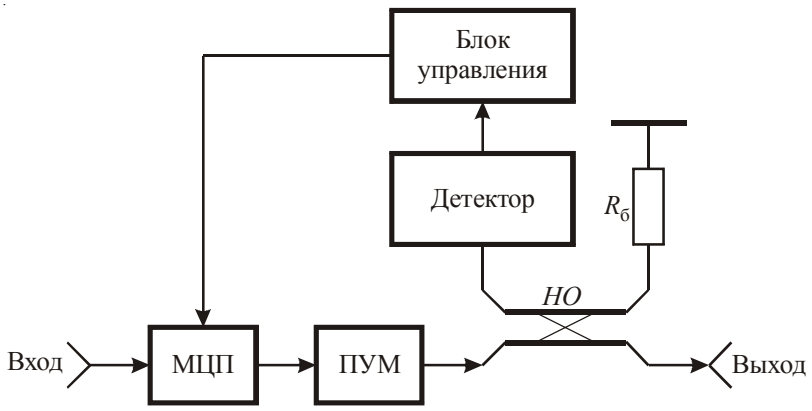


Рис. 1. Схема защиты ПУМ от перегрузки по входу

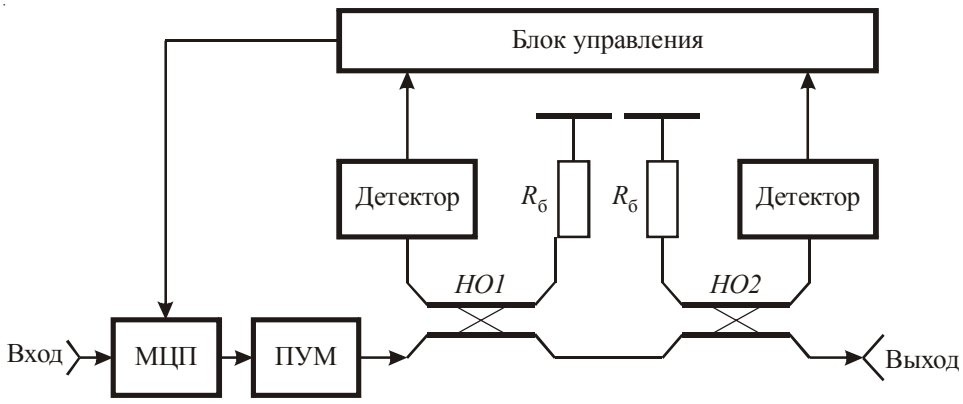


Рис. 2. Схема защиты ПУМ от перегрузки по входу
и от рассогласования по выходу

Устройства защиты позволяют стабилизировать уровень выходной мощности, уменьшать уровень входного воздействия, вплоть до его полного отключения при превышении коэффициента отражения ПУМ по выходу определенного значения.

Недостатком указанных устройств защиты является большая постоянная времени цепи обратной связи, намного превышающая допустимое значение времени перегрузки по току современных мощных транзисторов, используемых при построении ПУМ, которое составляет 5...20 мкс [6]. Большая постоянная времени цепи обратной связи обусловлена ее относительно большой длиной, так как входы цепи обратной связи расположены на выходе ПУМ, а ее выход – в МЦП. ПУМ и МЦП выполняются, как правило, в виде отдельных блоков и пространственно разнесены между собой [2, 3, 5]. Поэтому рассматриваемые устройства не в состоянии защитить ПУМ от внезапного отключения или короткого замыкания нагрузки либо от внезапного воздействия мощных входных сигналов, попадание которых на вход ПУМ возможно при проведении, например, профилактических работ.

При выходной мощности ПУМ в системах радиосвязи, УКВ ЧМ и ТВ-вещания от сотен ватт до единиц киловатт номинальные уровни их входных мощностей составляют от единиц до нескольких десятков ватт [2, 7, 8].

Необходимость подачи сигналов управления в МЦП обусловлена отсутствием простых и эффективных схемных решений построения устройств управления амплитудой мощных сигналов.

Указанный недостаток может быть устранен благодаря замене блока МЦП в схеме, приведенной на рис. 1, устройством, описанным в [9]. В результате получим устройство защиты ПУМ от перегрузки по входу и от рассогласования по выходу, функциональная схема которого приведена на рис. 3.

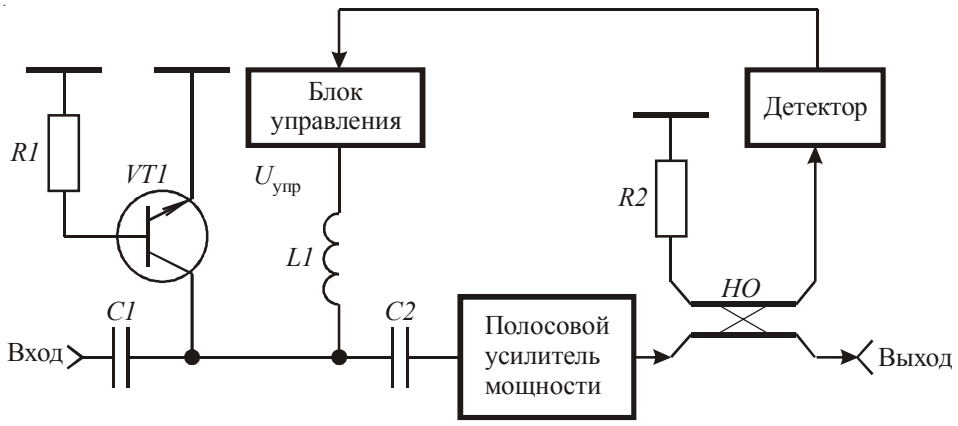


Рис. 3. Схема устройства защиты ПУМ от перегрузки по входу и от рассогласования по выходу

Устройство защиты ПУМ от перегрузки по входу и от рассогласования по выходу содержит направленный ответвитель отраженной волны, детектор, блок управления и биполярный транзистор *VT1*, служащий одновременно устройством управления амплитудой мощных гармонических сигналов и самоуправляемым ограничителем.

С увеличением рассогласования нагрузки ПУМ с выходным сопротивлением направленного ответвителя (крайние степени рассогласования – короткое замыкание нагрузки и ее обрыв) напряжение, снимаемое с выхода отраженной волны *НО1*, увеличивается, то есть на вход детектора подается напряжение, которое пропорционально напряжению, отраженному от нагрузки усилителя. При номинальной величине выходной мощности и при КСВН со стороны нагрузки, превышающем максимально допустимое значение, напряжение управления $U_{упр}$, подаваемое на коллектор транзистора *VT1* с блока управления, начинает уменьшаться, уменьшая тем самым амплитуду входного воздействия, поступающего на вход ПУМ (уменьшается порог ограничения входного сигнала). Поэтому мощность сигнала на выходе ПУМ падает пропорционально росту КСВН нагрузки.

Недостатком устройства защиты (рис. 3) является искажение усиливаемого сигнала в процессе его работы, что связано с рассогласованием входного сопротивления ПУМ с применяемым устройством защиты и выходного сопротивления источника усиливаемого сигнала.

Для устранения указанного недостатка предлагается использовать устройство защиты ПУМ с согласованным входом (рис. 4) [10].

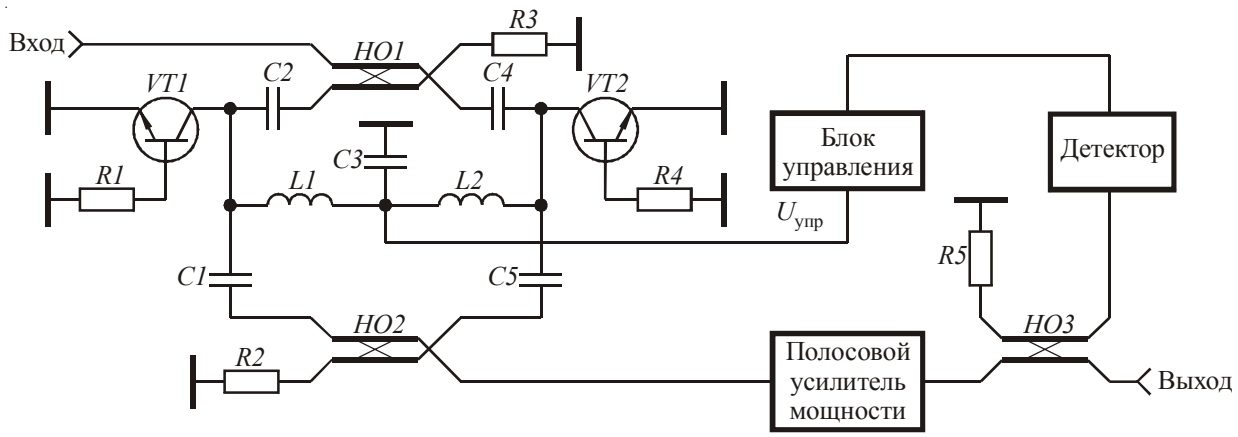


Рис. 4. Схема устройства защиты ПУМ с согласованным входом

Устройство защиты ПУМ с согласованным входом работает следующим образом. На коллекторы транзисторов *VT1* и *VT2* с блока управления подается постоянное, запирающее оба перехода транзисторов *VT1* и *VT2* напряжение управления $U_{упр}$. В случае использования *n–p–n*-транзисторов, как показано на рис. 4, это напряжение положительное. Переменное высокочастотное напряжение усиливаемого сигнала, поступающее от источника усиливаемого сигнала на вход первой линии первого направленного ответвителя *HO1*, делится на две части, которые проходят на вход его второй линии и выход первой линии. Далее эти сигналы поступают на вход первой линии и выход второй линии *HO2*. Складываясь в фазе на выходе первой линии *HO2*, высокочастотное напряжение усиливаемого сигнала поступает на вход ПУМ.

При подаче на вход ПУМ с устройством защиты мощного гармонического сигнала, имеющего амплитуду, меньшую, чем значение постоянного напряжения управления, транзисторы *VT1* и *VT2* остаются закрытыми, входной сигнал беспрепятственно проходит на вход ПУМ, усиливается и поступает в нагрузку, подключаемую к выходу. При подаче на вход мощного гармонического сигнала с амплитудой, превышающей значение постоянного напряжения управления, в определенный момент времени напряжение на коллекторах транзисторов *VT1* и *VT2* становится меньше, чем напряжение на их эмиттерах. Транзисторы открываются и входят в режим насыщения, глубина которого определяется номинальными значениями резисторов *R1* и *R4* (транзисторы *VT1* и *VT2* оказываются в режиме инверсного включения [11]). В этом случае происходит отсечка части мощного гармонического сигнала и мгновенное напряжение становится равным значению постоянного напряжения управления. Изменение значения постоянного напряжения управления $U_{упр}$ приводит к изменению угла отсечки мощного гармонического сигнала. При уменьшении постоянного напряжения управления до нуля амплитуда напряжения мощного гармонического сигнала на входе ПУМ оказывается равной напряжению насыщения биполярных транзисторов *VT1* и *VT2* при их инверсном включении.

В моменты, когда переходы эмиттер–коллектор транзисторов *VT1* и *VT2* открыты, вход второй линии и выход первой линии *НО1* оказываются рассогласованными. Отраженные от мест рассогласования сигналы складываются в фазе в балластной нагрузке *R3*. В этом случае в процессе работы устройства защиты не возникает переотражений между входом ПУМ с устройством защиты и выходом источника усиливаемого сигнала. Отсутствуют и искажения сигнала на выходе ПУМ, обусловленные указанными переотражениями.

Результаты экспериментальных исследований зависимости КСВН по входу схем, приведенных на рис. 3 и рис. 4, от напряжения управления показали следующее. При изменении $U_{упр}$ от 20 В до 0 в схеме, что на рис. 3, КСВН изменялся в диапазоне от 1,1 до 9,5, в схеме, что на рис. 4, значение КСВН не превышало 1,2. Измерения проводились на частоте 110 МГц с использованием в качестве *VT1* и *VT2* транзисторов типа КТ814А.

3. РАСЧЕТ УЗЛОВ УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ ПО ТРЕБОВАНИЯМ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫМ К ПУМ

Функциональная схема устройства защиты ПУМ с согласованным входом (см. рис. 4) может быть реализована с использованием различных схемотехнических решений, от которых зависит и методика проектирования отдельных узлов устройства защиты.

В качестве основы построения узлов устройства защиты воспользуемся описанием усилителя мощности для оптического модулятора, опубликованным в [12]. В результате принципиальную схему устройства защиты ПУМ с согласованным входом можно представить в виде, приведенном на рис. 5.

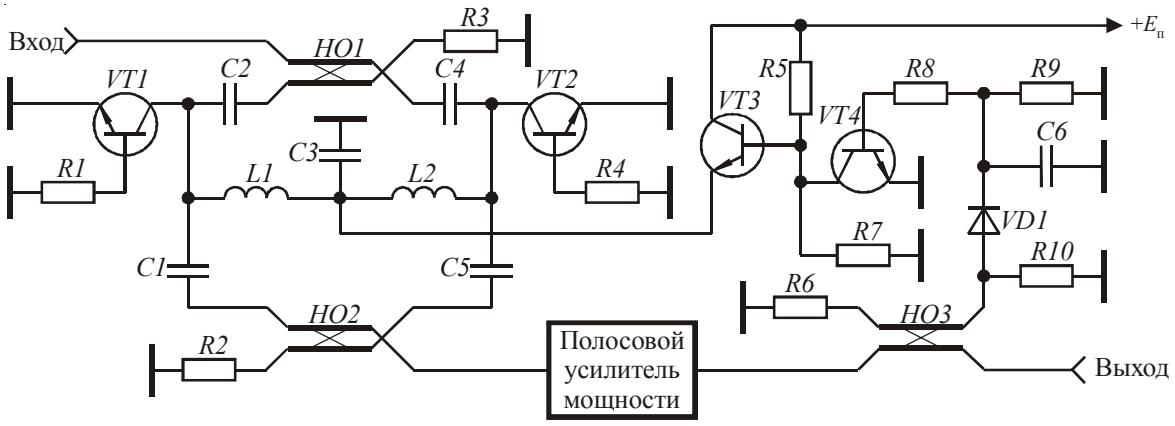


Рис. 5. Принципиальная схема устройства защиты ПУМ с согласованным входом

Элементы *VT1*, *VT2*, *R1...R4*, *C1...C5*, *L1*, *L2*, *НО1*, *НО2* образуют устройство управления амплитудой мощных гармонических сигналов и одновременно самоуправляемый ограничитель. Блок управления состоит из элементов *VT3*, *VT4*, *R5*, *R7*, *R8*. Детектор формируют элементы *VD1*, *R9*, *C6*.

Стабилизация напряжения управления, подаваемого на вход устройства управления, достигается благодаря использованию на выходе блока управления эмиттерного повтори-

теля на транзисторе *VT3*. Требуемое начальное значение напряжения управления $U_{упр\,0}$ устанавливается с помощью подбора резисторов *R5*, *R7*.

Напряжение $U_{упр\,0}$ ограничивает максимальную амплитуду сигнала, подаваемого на вход ПУМ, и определяется экспериментально по следующей методике. Вместо резистора *R5* устанавливается потенциометр и на вход усилителя подается сигнал, превышающий номинальное значение входного напряжения в 1,5...2 раза. Вращением движка потенциометра устанавливается сигнал на выходе усилителя, равный требуемой максимальной мощности. После измерения сопротивления потенциометра на его место устанавливается резистор *R5* с сопротивлением, равным измеренному значению сопротивления потенциометра.

Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования ПУМ по выходу устанавливается выбором резистора *R8*. Для этого при максимальной выходной мощности усилителя к его выходу подключают резистор с сопротивлением, равным сопротивлению нагрузки. Изменяя сопротивление *R8*, находят такое его значение, при котором напряжение $U_{упр\,0}$ уменьшается на 5...10 %.

Выбор транзисторов *VT1* и *VT2* осуществляется исходя из следующих соображений.

Зная выходное сопротивление генератора усиливаемых сигналов $R_г$ и максимальное значение амплитуды сигнала $U_{вх\,max}$, подаваемого на вход схемы (рис. 5) с этого генератора, получим, что максимальная амплитуда тока, протекающего через транзисторы *VT1* и *VT2,* рассчитывается по формуле

$$I_{max} = \frac{\sqrt{2}U_{вх\,max}}{R_г}. \qquad (1)$$

В процессе управления амплитудой сигнала, подаваемого на вход ПУМ, на транзисторах *VT1* и *VT2* рассеивается мощность, максимальная величина которой при условии равенства входного сопротивления $R_{вх}$ ПУМ сопротивлению $R_г$ определяется из выражения

$$P_{max} = \frac{U^2_{вх\,max}}{16R_г}. \qquad (2)$$

Частота, до которой заданный транзистор может работать в качестве элемента управления амплитудой мощных гармонических сигналов, при условии $R_г = R_{вх}$ составляет [9]

$$f_в = \frac{1}{\pi C_к R_г}, \qquad (3)$$

где $C_к$ – емкость коллекторного перехода транзистора, определенная при напряжении коллектор–эмиттер $U_{КЭ}$, равном значению $U_{вх\,max}$.

Зная верхнюю граничную частоту полосы пропускания ПУМ $f_{в.ПУМ}$, $R_г$ и $U_{вх\,max}$, получим условия выбора транзисторов *VT1* и *VT2*:

$$\left.\begin{aligned} I_{к.\,доп} &\geq I_{max}, \\ P_{к.\,доп} &\geq P_{max}, \\ f_в &\geq f_{в.ПУМ}, \end{aligned}\right\} \qquad (4)$$

где $I_{к.доп}$ – максимально допустимый ток коллектора; $P_{к.доп}$ – максимально допустимая рассеиваемая мощность коллектора.

Направленные ответвители *НО1*, *НО2*, *НО3* могут быть реализованы различными методами. Однако наименьшими размерами обладают ответвители, изготовленные по методике, описанной в [13]. Направленные ответвители *НО1* и *НО2* выполняются из двух проводов марки МГТФ (1×0,35), намотанных вплотную друг к другу на цилиндрический изолятор. Длина *d*, см, каждого провода рассчитана по эмпирической формуле [14]

$$d = 7000/f_{ср}, \tag{5}$$

где $f_{ср}$ – средняя частота полосы пропускания полосового усилителя мощности, МГц.

Длина проводов *НО3* выбирается из условия

$$d = 700/f_{ср}. \tag{6}$$

где d – длина провода, см; $f_{ср}$ – средняя частота, МГц.

Цилиндрический изолятор НО с намотанными вплотную друг к другу проводами помещается затем в заземленный металлический цилиндрический экран.

В рабочем диапазоне частот ПУМ переходное затухание *НО1* и *НО2* в этом случае составляет 3 дБ, а для *НО3* – около 20 дБ.

Как было сказано выше, допустимое значение времени перегрузки $t_{пер}$ по току современных мощных транзисторов, используемых при построении усилителей мощности, составляет 5...20 мкс [6].

Время срабатывания устройства защиты $t_{УЗ}$ ПУМ (рис. 5) не должно превышать допустимое значение $t_{пер}$ транзисторов, используемых в защищаемом ПУМ.

Анализ работы рассматриваемого устройства защиты показывает, что время срабатывания устройства защиты в целом определяется детектором, состоящим из элементов *VD1*, *R9*, *C6*.

Как показано в [3], в системах с отрицательной обратной связью по огибающей, к которым относится и ПУМ (рис. 5), возможны два вида самовозбуждения:

– самовозбуждение, при котором в цепи тракта усиления присутствует амплитудно-модулированный высокочастотный сигнал, а в цепи обратной связи – сигнал с частотой модуляции;

– самовозбуждение, при котором в цепи тракта усиления и в цепи обратной связи присутствует высокочастотный сигнал.

Повышение устойчивости работы таких систем, согласно [3], достигается выбором максимально допустимого значения постоянной времени детектора цепи обратной связи. В нашем случае увеличение постоянной времени детектора ограничено условием

$$t_{пер} > t_{УЗ}. \tag{7}$$

При детектировании сильных сигналов рекомендуется минимизировать угол отсечки, то есть выбор нагрузки детектора осуществлять из условия [15]

$$SR_{н.д} \geq 100, \tag{8}$$

где S – крутизна статической характеристики диода; $R_{н.д}$ – сопротивление нагрузки детектора.

В этом случае время срабатывания устройства защиты $t_{УЗ}$, равное времени установления сигнала на выходе детектора при подаче на его вход моногармонического колебания, определяется соотношением [15]

$$t_{УЗ} = 5,5C_{н.д}\left(R_{г.д} + 2R_i\right), \tag{9}$$

где $C_{н.д}$ – емкость конденсатора нагрузки детектора; $R_{г.д}$ – сопротивление генератора сигнала, подключаемого ко входу детектора; $R_i = 1/S$ – внутреннее сопротивление диода.

В схеме (рис. 5) волновое сопротивление длинных линий направленного ответвителя *НО3* выбирают равным сопротивлению нагрузки $R_н$ ПУМ, что необходимо для минимизации искажений сигнала, обусловленных его переотражениями. Балластные резисторы *R6* и *R10* также выбирают равными $R_н$. В этом случае для схемы (рис. 5) будет иметь место условие $R_{г.д} = R_н/2$.

Используя (7) и (9), получим соотношение для выбора величины емкости конденсатора $C_{н.д}$:

$$C_{н.д} \le \frac{0,36\,t_{пер}}{4 + SR_н}. \tag{10}$$

Из (8) и (10) получим выражения для расчета элементов детектора *R9*, *C6*:

$$R9 \ge 100/S, \quad C6 \le \frac{0,36\,t_{пер}}{4 + SR_н}. \tag{11}$$

Выбор транзистора *VT3* зависит от величины максимально допустимого тока коллектора $I_{к.доп}$ транзисторов *VT1* и *VT2* и значения напряжения $E_п$ устройства защиты (см. рис. 5). Максимальная мощность, рассеиваемая на транзисторе *VT3*, равна

$$P_{рас\ VT3} = 2I_{к.доп}E_п \tag{12}$$

и является определяющей при выборе транзистора *VT3*.

Напряжение питания устройства защиты, в свою очередь, выбирают исходя из условия

$$E_п \ge U_{упр\,0} + U_{нас}, \tag{13}$$

где $U_{нас}$ – напряжение насыщения коллектор-эмиттер транзистора *VT3*.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенное устройство защиты ПУМ от перегрузки по входу и от рассогласования по выходу (рис. 4) устраняет рассогласование входного сопротивления ПУМ с устройством защиты и выходного сопротивления источника усиливаемого сигнала.

Расчетные соотношения (1)...(13) позволяют осуществить проектирование устройств защиты ПУМ, обеспечивающих работоспособность указанных ПУМ при работе в условиях максимальной выходной мощности, одновременном внезапном отключении или коротком замыкании нагрузки и многократных перегрузках по входу.

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

ЛИТЕРАТУРА

1. *Кузнецов А.С., Кутин Г.И.* Методы исследования эффекта нелинейного рассеяния электромагнитных волн // Зарубежная радиоэлектроника. – 1985. – № 4. – С. 41–53.

2. Проектирование радиопередатчиков / *В.В. Шахгильдян, М.С. Шумилин, В.Б. Козырев и др.*; под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2000. – 656 с.

3. Широкополосные радиопередающие устройства / *О.В. Алексеев, А.А. Головков, В.В. Полевой, А.А. Соловьев*; под ред. О.В. Алексеева. – М.: Связь, 1978. – 304 с.

4. Пат. 2119249 Россия, H 03 L 5/02. Устройство автоматического регулирования мощности транзисторного радиопередатчика / *В.В. Тарасов, Д.Т. Сорокин.* – Опубл. 20.09.98.

5. *Иванов В.К.* Оборудование радиотелевизионных передающих станций. – М.: Радио и связь, 1989. – 336 с.

6. *Петухов В.М.* Полевые и высокочастотные биполярные транзисторы средней и большой мощности и их зарубежные аналоги: Справочник. В 4 т. – М.: КУбК-а, 1997.

7. *Гребенников А.В., Никифоров В.В., Рыжиков А.Б.* Мощные транзисторные усилительные модули для УКВ ЧМ и ТВ вещания // Электросвязь. – 1996. – № 3. – С. 28–31.

8. *Гребенников А.В., Никифоров В.В.* Транзисторные усилители мощности для систем подвижной радиосвязи метрового и дециметрового диапазонов волн // Радиотехника. – 2000. – № 5. – С. 83–86.

9. Устройства управления амплитудой мощных гармонических сигналов / *Ю.А. Воронина, Д.С. Добриков, Ю.С. Зеляков, А.А. Титов* // Научная сессия ТУСУР-2011: Материалы докладов Всероссийской научно-технической конференции, Томск, 4–7 мая 2011 г. – Томск: Изд-во «В-Спектр», 2011. – Ч. 2. – С. 317–320.

10. Заявка 2011113559 РФ. Устройство защиты полосового усилителя мощности от перегрузок / *А.А. Титов, А.В. Семёнов, Д.А. Жданов, О.В. Костылёва, А.А. Шибельгут* . – Приоритет от 07.04.11.

11. *Степаненко И.П.* Основы теории транзисторов и транзисторных схем. – М.: Энергия, 1977. – 672 с.

12. *Титов А.А.* Усилитель мощности для оптического модулятора // Приборы и техника эксперимента. – 2002. – № 5. – С. 88–90.

13. *Титов А.А.* Двухканальный усилитель мощности с диплексерным выходом // Приборы и техника эксперимента. – 2001. – №1.– С. 68–72.

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

15. *Чистяков Н.И., Сидоров М.В., Мельников В.С.* Радиоприемные устройства / Под ред. Н.И. Чистякова. – М.: Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1959. – 895 с.

Статья поступила 27 июня 2011 г.

УДК 621.3.049.77.029.64.002

СИСТЕМА КОНСТРУКТОРСКО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ НАПРАВЛЕНИЙ РАЗВИТИЯ ТЕХНИКИ ГИС СВЧ-ДИАПАЗОНА

В. А. Иовдальский

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

На основании изучения опыта разработок отечественных и зарубежных специалистов сформированы основные конструкторско-технологические направления совершенствования ГИС СВЧ-диапазона. Анализ этих направлений привёл к объединению их в группы (уровни) соответствия по сложности, значимости для улучшения характеристик, технологической близости, времени создания и логичности в последовательности разработки. Создана иерархическая система конструкторско-технологического развития техники ГИС СВЧ-диапазона.

КС: конструкторско-технологическое направление, совершенствование ГИС СВЧ-диапазона, иерархическая система, уровень сложности направлений развития, анализ мирового уровня знаний, улучшение электрических, тепловых, массогабаритных и надёжностных характеристик

On the basis of studying the experience of domestic and foreign specialists' developments the main designing-technological directions of microwave HIC process rationalization were defined. The analysis of these directions resulted in combining them into groups (levels) of correspondence in complexity and significance for improving characteristics, technological proximity, time of creation and consistency in the development sequence. Hierarchical system of designing-technological development of microwave HIC process was created.

Keywords: designing-technological direction, microwave HIC rationalization, hierarchical system, complexity level of the development directions, analysis of the knowledge world level, improvement of electrical, thermal, dimensional and reliability characteristics

1. ВВЕДЕНИЕ

В процессе развития конструкции и технологии изготовления ГИС СВЧ-диапазона появился ряд интересных технических решений, направленных на улучшение электрических, тепловых, массогабаритных и надёжностных характеристик этих схем, а также модулей и блоков РЭА на их основе.

Появление большого количества разновидностей конструкторско-технологических решений обуславливает стремление к их анализу, сравнению по эффективности достижения поставленных целей улучшения характеристик, выявлению общих закономерностей развития, прогнозированию путей дальнейшего развития. Это важно как с научной точки зрения, так и с позиций практического применения в различных устройствах.

2. АНАЛИЗ ТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ И ФОРМИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ НАПРАВЛЕНИЙ РАЗВИТИЯ ТЕХНИКИ ГИС СВЧ-ДИАПАЗОНА

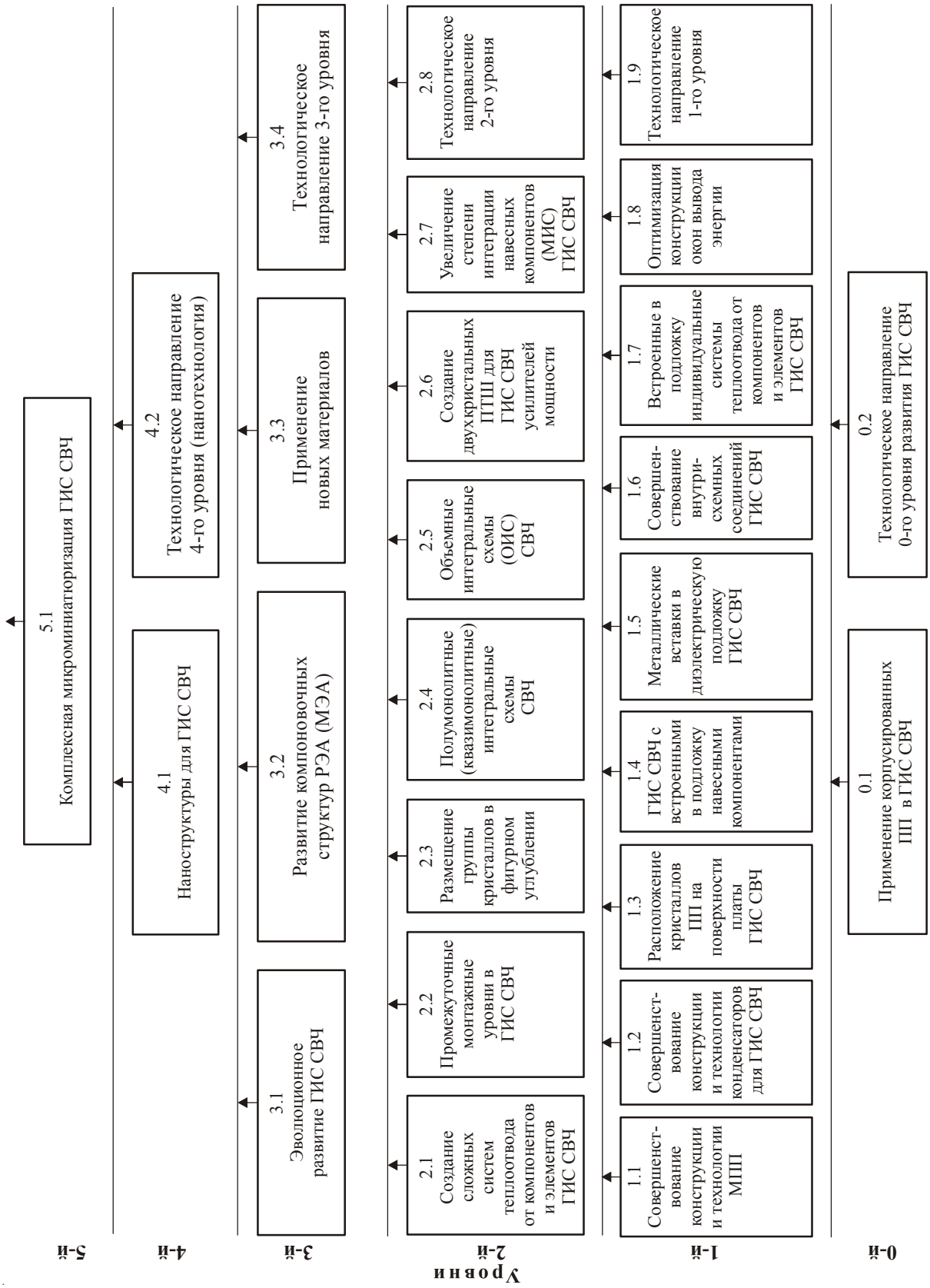
Анализ множества конструкторско-технологических решений ГИС СВЧ-диапазона, появившихся в последние 20 – 30 лет, позволяет выделить из них несколько групп или направлений, как правило, имеющих близкие цели (или технические результаты) и соответствующих строго определённой концепции развития. Вместе с этим они используют один или несколько близких физических конструктивных принципов, соответствующих состоянию развития техники на строго определённый момент времени. Выбор направлений не является случайным, обуславливается стремлением специалистов к улучшению характеристик вполне конкретных изделий и является результатом глубокого анализа мирового уровня знаний. На рисунке представлена структура системы направлений конструкторско-технологического развития техники ГИС СВЧ-диапазона.

Анализ структуры системы показывает, что на начальном этапе (0-й уровень), соответствующем уровню техники 80-х годов, превалировал конструктивный вариант 0.1 с использованием корпусированных полупроводниковых приборов и керамических конденсаторов (типа К-10-17), которые методом пайки устанавливались на поверхности платы или в специальные отверстия, созданные в подложке платы. Данному нулевому уровню развития соответствовал определённый уровень технологии (0.2). Для этого уровня (0.2) характерно изготовление микрополосковых плат (МПП) для ГИС по индивидуальной технологии на подложках из поликора (керамика ВК-100) различных размеров: 12×15; 15×24; 24×30; 30×48; 48×60 мм. Следствием чего были высокая трудоёмкость их изготовления, необходимость большого ассортимента оснастки, повышенный расход стеклозаготовок для изготовления фотошаблонов и химических реактивов. Структура металлизации МПП не была оптимизирована и не имела корреляции с применяемыми температурными режимами сборки. Выводы корпусированных полупроводниковых приборов и конденсаторов припаивались к проводникам платы пайкой микропаяльником.

В конце 80-х годов на смену пришёл вариант конструкции ГИС с использованием бескорпусных кристаллов полупроводниковых приборов (1.3), устанавливаемых на поверхности платы, с последующим размещением ГИС в герметичном металлическом корпусе, заполненном осушенным аргоном. Появление этого конструктивного варианта имело огромное значение, поскольку исключение из схемы паразитных параметров корпусов полупроводниковых приборов позволило существенно улучшить электрические и массогабаритные характеристики.

Однако реализация этого варианта потребовала изменения технологии монтажа активных компонентов на плату, повышения температуры сборочных процессов, модернизации конструкции металлизации МПП и конденсаторов, а также технологии их изготовления. Ситуация на предприятиях страны сложилась так, что на долгие годы этот вариант (1.3) стал основным. Он и сейчас широко используется в серийном производстве изделий на базе ГИС СВЧ-диапазона. Именно поэтому этот конструктивно-технологический вариант ГИС выбран в качестве базы для сравнения при последующей модернизации.

Переход на следующий, более высокий (1-й) уровень развития обусловлен резким увеличением потребности в твёрдотельных изделиях на базе ГИС СВЧ-диапазона во второй половине 80-х годов. Использование бескорпусных кристаллов полупроводниковых



Система основных конструкторско-технологических направлений развития техники ГИС СВЧ-диапазона

приборов потребовало применения более высокотемпературных процессов микросварки, а это, в свою очередь, привело к изменению структуры металлизации МПП. Поэтому логически правильным было начинать работу по модернизации ГИС и переходу на новый (1-й) уровень развития именно с модернизации конструкции и технологии МПП (направление 1.1). Результаты этих работ изложены в [1, 2], внедрены в серийное производство МПП на ФГУП «НПП «Исток» и рекомендованы для применения в серийном производстве предприятий отрасли [3].

Вторым направлением развития 1-го уровня стало совершенствование конструкции и технологии конденсаторов для ГИС (1.2). Развитие этого направления затянулось на десятилетия, поскольку появление новых конструктивных возможностей приводило к появлению новых конструкций конденсаторов. Сначала появились чип-конденсаторы в виде отдельных кремниевых или керамических кристаллов размерами 0,5×0,5×0,3....1×2×0,3 мм, которые устанавливались на металлизированные посадочные площадки на поверхности платы. После начали изготавливать плёночные конденсаторы в составе топологического рисунка МПП. А затем появились конденсаторы, встроенные в объём платы, в которых в качестве диэлектрика использовался материал подложки платы, а также и другие варианты [4]. Это стало возможным только с появлением соответствующих новых технологических методов их изготовления. Развитие этого (1.2) направления также способствовало дальнейшему развитию техники ГИС и реализации направления 1.3 и следующих за ним.

Крайне важным направлением явилось встраивание в подложку навесных компонентов или расположение кристаллов полупроводниковых приборов в углублениях, выполненных в поверхности подложки МПП (1.4) [5,6]. В результате реализации этого конструктивного направления в серийном производстве на отечественных и зарубежных предприятиях [7,8] удалось одновременно улучшить электрические, тепловые и массогабаритные характеристики ГИС по сравнению с предшествующим (1.3) вариантом.

Стремление улучшить теплоотвод от компонентов ГИС привело к появлению металлических вставок в подложке МПП (направление 1.5) [9]. Использование этого конструктивно-технологического варианта позволило получить дополнительные возможности улучшения характеристик ГИС.

Применение плоских внутрисхемных соединений из гальванически осаждаемого золота и внедрение их в серийное производство ряда изделий (направление 1.6) дало возможность улучшить их электрические характеристики и повысить их надёжность [10,11].

Продолжением развития 1-го уровня стало создание индивидуальных систем теплоотвода от тепловыделяющих компонентов и элементов ГИС (1.7). Это направление также нашло применение в производстве изделий [12,13].

Оптимизация конструкции окон вывода энергии (направление 1.8) предполагает использование МПП на диэлектрической подложке и её герметичное закрепление с улучшенными электрическими характеристиками за счёт оптимизации геометрии и свойств применяемых материалов [14–16].

Возможность реализации и использования направлений 1-го уровня обеспечивается технологическим направлением 1.9, которое соответствует и включает определённые технологические процессы.

Формирование направлений 2-го уровня вызвано необходимостью и возможностью усложнения разрабатываемых и выпускаемых изделий.

Поэтому возникновение направления 2.1 – создание сложных систем теплоотвода от компонентов и элементов ГИС, которое предполагает совмещение нескольких способов отвода тепла за счёт конвекционного, воздушного и водяного охлаждений [17], является логичным и закономерным.

Появление следующих направлений развития: создание промежуточных монтажных уровней в ГИС (2.2) и размещение группы кристаллов в фигурном углублении в подложке МПП (2.3) – также логически вытекает из достижений, полученных на 1-м уровне развития техники ГИС СВЧ-диапазона. Иногда можно видеть их совместное использование [18–20].

Достижения, полученные на предыдущих направлениях, позволили сформировать направление 2.4 – создание полумонолитных (или квазимонолитных) интегральных схем (ПМИС). Появление это направления позволило обобщить наработки предыдущих направлений, определить общие для них отличительные характерные черты и определить промежуточное положение ПМИС на пути перехода от ГИС к МИС.

Направление 2.5 – создание объёмных (многослойных) интегральных схем (ОИС) СВЧ-диапазона – появилось ещё в 80-е годы[21], но только сейчас приобретает массовый характер использования. Толчком к этому послужило развитие технологии создания многослойных толстоплёночных плат на основе низкотемпературной керамики (LTCC). В настоящее время ряд отечественных и зарубежных предприятий и фирм используют это направление для создания РЭА систем радиолокации с активными фазированными антенными решётками [22, 23].

Перспективным направлением является создание двух кристальных полупроводниковых приборов, например ПТШ, для сложения мощности в усилителях мощности (2.6) [24,25].

Набирает силу направление 2.7 – увеличение степени интеграции навесных компонентов ГИС СВЧ-диапазона. Успехи зарубежных специалистов в этом направлении впечатляют [26], однако отечественные предприятия также развиваю это направление [27].

Завершает второй уровень развития технологическое направление 2.8, обеспечивающее реализацию направлений уровня и соответствующее требованиям настоящего времени.

Накопление опыта формирования направлений развития 1-го и 2-го уровней позволило перейти к формированию 3-го уровня конструкторско-технологического развития техники ГИС СВЧ-диапазона.

Направления 3-го уровня развития существенно отличаются от предыдущих прежде всего тем, что носят характер более обобщающих направлений.

Так первое из них – эволюционное развитие ГИС СВЧ-диапазона (3.1) – показывает, как постепенно, шаг за шагом, в строгой зависимости от появления новых конструктивных и новых технологических возможностей, меняются конструкция и технология изготовления типовых фрагментов ГИС [28,29]. Движущей силой этого процесса является стремление к улучшению характеристик ГИС и изделий на их основе.

Вторым направлением (3.2) стало развитие компоновочных структур РЭА, которое базируется на достижениях в развитии техники ГИС [30].

Третьим таким обобщающим направлением (3.3) является применение новых материалов в конструкции ГИС. Свойства новых материалов, разумно используемые для достижения улучшения характеристик, позволяют получать уникальные параметры при изготовлении как комплектующих полупроводниковых приборов [31], так и проводников МПП[32], а также их подложек и систем теплоотвода от тепловыделяющих компонентов.

Естественным завершением 3-го уровня является формирование технологического направления 3.4, которое обеспечивает реализацию направлений по аналогии с предыдущими уровнями.

Появление 4-го уровня развития ГИС носит пока характер прогнозирования. Формирование направлений 4.1 и 4.2 основано на понимании важности их развития. Однако создание нанотранзисторов с рабочей частотой в террагерцовом диапазоне в лабораториях зарубежных и отечественных компаний [33] позволяет надеяться на дальнейшие успехи в этом направлении.

Пятый уровень развития ГИС СВЧ-диапазона является ещё более всеобъемлющим и повторяет формулировку генерального направления развития РЭА [34]. Тем не менее, анализ опыта развития и формирования направлений предыдущих уровней показывает полное его соответствие принципу комплексной микроминиатюризации ГИС и РЭА на их основе.

Появление такой иерархической системы позволяет проследить этапы общего направления развития ГИС СВЧ-диапазона, а также логическую последовательность развития от формирования отдельных простых направлений к созданию сначала уровней из них, а затем технологического направления, обеспечивающего их воспроизведение. Соединение отдельных, сравнительно простых технических решений в более сложные способствует появлению эффективных, достаточно сложных конструкторско-технологических направлений, обеспечивающих значительное улучшение электрических, тепловых, массогабаритных и надёжностных характеристик, а также повышение технологичности ГИС.

Очевидно, что перечень направлений как первого, так и последующих уровней не является полным и окончательным. Он может быть дополнен другими направлениями, например таким, как создание диэлектрических интегральных схем.

Такая систематизация позволяет проследить не только общий путь развития техники ГИС СВЧ-диапазона, но и проследить эволюционный путь модернизации отдельных фрагментов ГИС.

Анализ структуры, представленной на рисунке, позволяет выделить отдельные уровни развития конструкции ГИС, обеспечивающиеся соответствующими уровнями развития технологии. И наоборот, проследить, как развитие технологии способствует совершенствованию конструкции ГИС. Кроме того, из разработанной системы также следует, что успехи в изучении свойств и использовании новых материалов для модернизации конструкции отдельных частей оказывают заметное влияние на развитие ГИС.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате анализа отдельных технических решений и формирования из них основных конструкторско-технологических направлений развития техники ГИС СВЧ-диапазона и на их основе уровней развития ГИС, соответствующих определённому уровню технологии, создана иерархическая шестиуровневая система. Она предполагает последовательное эволюционное развитие ГИС по пути комплексной микроминиатюризации. Такая направленность соответствует общей тенденции развития РЭА. Наличие в разработанной системе на третьем уровне направления 3.1 – развитие компоновочных структур РЭА на базе новых конструкций ГИС – показывает эту связь. Существование в системе четвёртого прогнозируемого уровня базируется на успехах, достигнутых в области нанотехнологии.

Практической ценностью разработанной системы является упрощение оценки технического уровня современных разработок, а также ориентация разработчиков на перспективные конструкторско-технологические направления развития ГИС СВЧ-диапазона.

ЛИТЕРАТУРА

1. Разработка серийной технологии группового изготовления микрополосковых плат с целью снижения трудоёмкости, сокращения расхода материалов и химических реактивов: научно-техн. отчет / НПО «Исток», з-д «Рений»; *В.А. Иовдальский, О.Х. Павельева, Н.С. Золотарева, И.М. Гладченко, А.А. Лесницкий*. – Фрязино, 1985. –125 с. – № 334.

2. СТП ТСО.010.013-86. Модули СВЧ интегральные. Требования к конструированию микрополосковых плат / НПО «Исток»; *А.Ф. Мурсков, А.Ф. Савцова, В.А. Иовдальский, Н.С. Золотарёва*. – Введ. 86–01–01. – Фрязино.

3. РД110751-90. Модули СВЧ интегральные. Требования к конструированию микрополосковых плат / *А.Ф. Мурсков, А.Ф. Савцова, И.И. Климачёв, В.А. Иовдальский, Л.И. Северюхина*. – Введ. 91–01–01. –М.:1ГУ МЭП СССР.

4. *Иовдальский В.А.* Конструкция и технология конденсаторов для ГИС СВЧ // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2005. – Вып. 1(485). – С. 34–44.

5. А. с. 1667571 СССР. Гибридная интегральная схема СВЧ / *В.А. Иовдальский, А.М. Темнов*. – Приоритет 02.06.89.

6. *Иовдальский В.А.* Разработка и исследование перспективных СВЧ-микросборок с заглубленными компонентами: диссертация на соискание учёной степени канд. техн. наук. – Фрязино: ГНПП «Исток», 1998.

7. Пат. 2148874 РФ, МКИ[7] Н 01 L 27/02, 25/16. Многослойная гибридная интегральная схема СВЧ- и КВЧ-диапазонов / *В.А. Иовдальский, В.Н. Буданов, А.А. Яшин, В.В. Кандлин*. – Приоритет 10.10.96.

8. Встроенные активные компоненты // Технологии в электронной промышленности. – 2009. – № 7.

9. *Иовдальский В.А* Концепция применения металлических вставок в диэлектрической подложке ГИС СВЧ // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2007. – Вып. 1(489). – С. 58–69.

10. Применение выводных рамок полупроводниковых приборов в технологии ГИС СВЧ / *В.А. Иовдальский, В.А. Пчелин, В.Г. Моргунов, В.И. Васильев* // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2002. – Вып.1(479). – С. 57–61.

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

12. А. с. 1694021 СССР. Гибридная интегральная схема СВЧ / *В.А. Иовдальский, Ю.И. Молдованов, А.Н. Ануфриев*. – Приоритет 28.07.89.

13. Объёмные приёмопередающие СВЧ-модули // Новости СВЧ-техники: информационный сб. – Фрязино: ФГУП «НПП «Исток», 2006. – № 4. – С. 3–8.

14. Пат. 2260881 РФ. Окно вывода энергии СВЧ и КВЧ электронных приборов / *В.И. Криворучко, В.А. Иовдальский, И.П. Чепурных, Р.А. Силин*. – Приоритет 12.08.03.

15. Пат. 2285313 РФ. Способ изготовления окна вывода энергии СВЧ и КВЧ электронных приборов / *В.И. Криворучко, В.А. Иовдальский, Л.П. Тараскина, И.А. Щеглова, Е.Н. Савон, Н.П. Литвиненко*. – Приоритет 26.04.04.

16. *Криворучко В.И., Иовдальский В.А.* Окно вывода энергии электронных СВЧ-приборов // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: 13-я Международная Крымская конференция «Крымико 2003», 8–12 сентября 2003, Севастополь. – С. 564–565.

17. Пат. 2185687 РФ, МКИ^7 H 01 L 27/02, 25/16. Мощная гибридная интегральная схема СВЧ-диапазона / *В.А. Иовдальский*. – Приоритет 10.10.96.

18. *Климачёв И.И., Иовдальский В.А.* СВЧ ГИС. Основы технологии и конструирования / Под ред. А.Н. Королёва. – М.: Техносфера, 2006. – С. 223–229.

19. Пат. 2025822 РФ, МКИ^5 H 01 L 21/00. Гибридная интегральная схема / *В.А. Иовдальский, Э.И. Рыжик, Б.А. Тархов*. – Опубл. 30.12.94, Бюл. № 24.

20. *Иовдальский В.А.* Перспективы развития гибридных интегральных схем СВЧ-диапазона // 100 лекций по повышению квалификации ИТР. Том. 2. Твердотельные приборы и гибридно-монолитные устройства на их основе. – Фрязино: ФГУП «НПП «Исток», 2004. – С. 126–160.

21. *Гвоздев В.И., Нефёдов Е.И.* Объёмные интегральные схемы СВЧ. – М.: Наука, 1985.

22. *Щербаков С.В.* Проблемы унификации электронных СВЧ-компонентов твердотельных АФАР // Материалы 16-го координационного научно–технического семинара по СВЧ-технике. – Нижний Новгород, 2009. – С. 156.

23. Бортовые АФАР // Новости СВЧ-техники: информационный сб. – Фрязино: ФГУП «НПП «Исток», 2006. – № 6. – С. 1–4.

24. Пат. 22982550 РФ. Мощная гибридная интегральная схема СВЧ-диапазона / *В.А. Иовдальский, В.А. Пчелин, В.Г. Лапин, В.Г. Моргунов*. – Приоритет 12.08.05.

25. *Иовдальский В.А., Пчелин В.А., Лапин В.Г.* Составной двухъярусный транзистор для усилителей мощности СВЧ-диапазона // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2010. – Вып. 4(507). – С. 65–71.

26. Новый подход к проектированию недорогих приёмопередающих модулей АФАР // Новости СВЧ-техники: информационный сб. – Фрязино: ФГУП «НПП «Исток», 2010. – № 8. – С. 15–23.

27. Комплект широкополосных СВЧ-микросхем на гетероструктурах A^3B^5 для ППМ АФАР *X*-диапазона / *А.М. Темнов, К.В. Дудинов, В.А. Красник, Ю.М. Богданов, А.В. Крутов, В.Г. Лапин, С.В. Щербаков* // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2010. – Вып. 2(505). – С. 30–49.

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

29. *Иовдальский В.А.* Совершенствование конструкции типового фрагмента ГИС СВЧ-диапазона // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2010. – Вып. 3(506). – С. 25–30.

30. *Иовдальский В.А.* Концепция конструктивно-технологического синтеза новых компоновочных моделей микроэлектронной аппаратуры на основе ГИС СВЧ// Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2006. – Вып. 1(487). – С. 77–86.

31. Алмаз – перспективный материал СВЧ-электроники // Новости СВЧ-техники: информационный сб. – Фрязино: ФГУП «НПП «Исток», 2005. – № 5. – С. 26–29.

32. Теоретическое и экспериментальное исследование фильтров СВЧ на основе высокотемпературных сверхпроводящих материалов / *А.С. Тагер, А.В. Азизов, А.К. Балыко, Н.А. Гусельников, В.А. Иовдальский, В.Е. Земляков* и др. // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 1996. – Вып. 2(468). – С.19–25.

33. Нанотранзисторы – новые источники терагерцового излучения // Новости СВЧ-техники: информационный сб. – Фрязино: ФГУП «НПП «Исток», 2004. – № 6. – С. 14–15.

34. Конструирование и расчёт БГИС, микросборок и аппаратуры на их основе/ Под ред. *Б.Ф. Высоцкого*. – М.: Радио и связь, 1981. – С. 5–7.

Статья поступила 27 июня 2011 г.

УДК 621.3.049.77.029.64

ОПТИМИЗАЦИЯ ГЕОМЕТРИИ ПЛОСКИХ БАЛОЧНЫХ ВЫВОДОВ КОМПОНЕНТОВ ГИС СВЧ-ДИАПАЗОНА

В. А. Иовдальский, Л. В. Манченко, В. Г. Моргунов, С. В. Герасименко

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

В результате аналитического исследования математических моделей фрагментов внутрисхемных соединений установлено, что электрические характеристики плоских балочных выводов можно описать П-образной эквивалентной схемой, содержащей индуктивность *L* на проход и две емкости *C* на землю. Замена плоских прямоугольных балочных внутрисхемных соединительных выводов компонентов ГИС на клиновидные позволяет уменьшить паразитные индуктивность и ёмкость примерно на 10 % по сравнению с прямоугольными. Для инженерных оценок параметров эквивалентной схемы *L* и *C* на основе физических размеров балочного вывода разработаны аналитические формулы.

КС: аналитическое исследование, математическая модель, внутрисхемное соединение, электрическая характеристика, плоский балочный вывод, паразитный параметр

As a result of analytical study of mathematical models of in-circuit connections fragments it was established that electrical characteristics of flat beam leads can be described as a Π-shaped equivalent circuit containing *L* to a passage and two capacities *C* to ground. The change of flat rectangular beam in-circuit connecting leads of HIC components for wedge-shaped ones allows to decrease spurious inductance and capacity by approximately 10% as compared to rectangular ones. For engineering evaluations of *L* and *C* parameters of the equivalent circuit analytic formulas were developed on the basis of beam lead physical dimensions.

Keywords: analytical study, mathematical model, in-circuit connection, electrical characteristics, flat beam lead, spurious parameter

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время большое внимание уделяется поиску новых конструкторско-технологических решений, позволяющих улучшить электрические характеристики радиоэлектронной аппаратуры СВЧ-диапазона. Одним из таких решений является использование рамок плоских балочных выводов, выполненных из гальванически осаждаемого золота и служащих для соединения контактных площадок кристаллов полупроводниковых приборов с пленочными элементами микрополосковых плат ГИС СВЧ [1]. Уже накоплен достаточно большой опыт серийного применения данной конструкции рамок в усилителях мощности [2]. Однако до настоящего времени открытым остается вопрос о численной оценке значений паразитных параметров, вносимых балочной конструкцией в электрическую схему СВЧ-прибора.

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЛОСКИХ БАЛОЧНЫХ ВЫВОДОВ

Рамка плоского балочного вывода, соединяющая два навесных элемента схемы (или два компонента), с электрической точки зрения представляет собой микрополосковую линию, расположенную на воздушной подложке, с металлическим экраном снизу. Такое представление позволяет провести компьютерное моделирование балочных выводов и оценить величину паразитных параметров, вносимых ими в схему прибора. Анализ был проведен с помощью программы двумерного электромагнитного моделирования [2]. Моделировались балочные выводы двух типов: в виде прямоугольной и клиновидной линий. Для обоих типов балок по программе двумерного электромагнитного моделирования рассчитывались *S*-параметры в широком диапазоне частот. На основе значений этих *S*-параметров можно сформировать эквивалентную схему балки и определить значения параметров выбранной эквивалентной схемы. Расчеты показали, что омические потери в балках пренебрежимо малы, поэтому эквивалентную схему балки можно представить в виде периодической структуры, показанной на рис. 1.

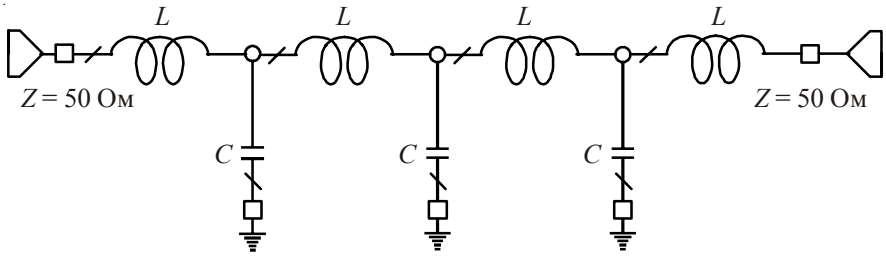


Рис. 1. Эквивалентная схема участка микрополосковой линии без потерь

Точность такой эквивалентной схемы возрастает с увеличением числа ее звеньев, однако применить такую эквивалентную схему для инженерных расчетов невозможно. Поэтому проведём оценку потери точности вычисления *S*-параметров при замене эквивалентной схемы (рис. 1) на упрощенную П-образную схему (рис. 2).

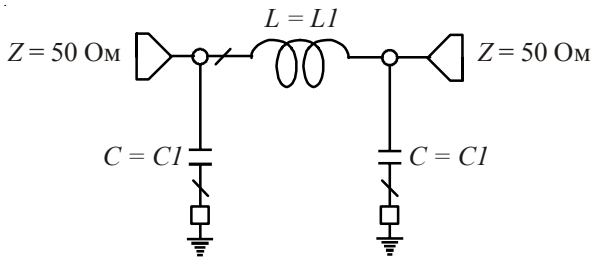


Рис. 2. Упрощенная П-образная эквивалентная схема балочного вывода

При проектировании прибора, содержащего балочные выводы, такая эквивалентная схема позволяет учесть паразитные индуктивность и емкость, вносимые этими выводами в схему прибора. Расчеты показали, что можно найти значения параметров *L1* и *C1* эквивалентной схемы (см. рис. 2), при которых *S*-параметры П-образной эквивалентной схемы в диапазоне частот 2...18 ГГц практически совпадают с *S*-параметрами, рассчитанными по программе двумерного электромагнитного моделирования. Отсюда следует вывод,

что эквивалентная схема (см. рис. 2) вполне пригодна для моделирования плоских балочных выводов. Однако заметим, что нельзя пренебрегать емкостями *C1* и сводить эквивалентную схему балки только к индуктивности *L1*. Для инженерных оценок значений *L1* и *C1* П-образной эквивалентной схемы важно знать зависимости этих параметров от физических размеров балочного вывода. Для выявления этих зависимостей по программе двумерного электромагнитного моделирования были рассчитаны массивы значений *L1* и *C1* для различных значений длины и ширины балочного вывода. Значения элементов *L1* и *C1* П-образной эквивалентной схемы рассчитывались по значениям элементов матрицы проводимостей [*Y*]. Известно, что [*Y*]-матрица П-образного четырехполюсника имеет вид

$$Y = \begin{vmatrix} (Y_1 + Y_2) & -Y_1 \\ -Y_1 & (Y_1 + Y_2) \end{vmatrix},$$

где Y_1 – проводимость на проход, а Y_2 – проводимость на землю. Следовательно, формулы для *L1* и *C1* с учетом знаков элементов [*Y*]-матрицы будут иметь вид

$$L1 = \frac{1}{2\pi f\ \mathrm{Im}(Y_{12})}, \quad C1 = \frac{\mathrm{Im}(Y_{11}) + \mathrm{Im}(Y_{12})}{2\pi f},$$

где $\mathrm{Im}(Y_{11})$, $\mathrm{Im}(Y_{12})$ – мнимые части элементов [*Y*]-матрицы; f – частота.

Полученные таким образом значения *L1* и *C1* теоретически являются частотно-зависимыми, однако расчеты показали, что на частотах 2 и 18 ГГц значения *L1* отличаются менее чем на 0,5 %, что для абсолютных значений дает различие в третьем знаке. Такое постоянство значений *L1* и *C1* является вполне приемлемым для инженерных оценок значений этих элементов. Расчеты *L1* и *C1* проводились для прямоугольного и клиновидного балочных выводов (рис. 3).

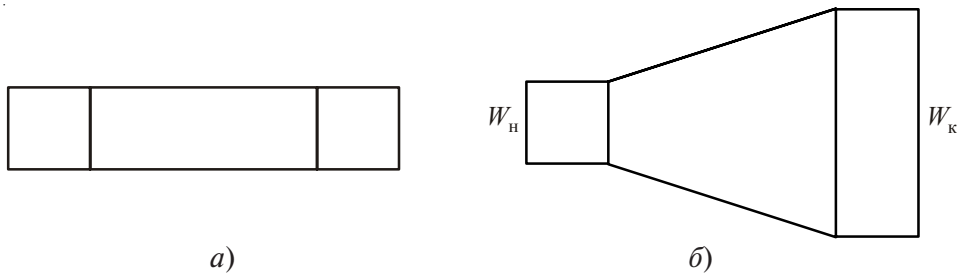


Рис. 3. Топологический рисунок прямоугольного (*а*) и клиновидного (*б*) балочных выводов

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ КЛИНОВИДНОГО БАЛОЧНОГО ВЫВОДА

Для этого случая проводилось двумерное электромагнитное моделирование микрополосковой линии с переменной шириной, расположенной на воздушной подложке. Ширина узкого конца балочного вывода $W_н$ оставалась постоянной, равной 50 мкм, а ширина широкого конца вывода $W_к$ варьировалась от 100 до 300 мкм с шагом 50 мкм. Длина линии *l* изменялась от 100 до 700 мкм с шагом 50 мкм. Расстояние от балочного вывода до зазем-

ляющей плоскости составляло 0,25 мм. Такая высота расположения балочного вывода наиболее соответствует разнице высот соединяемых элементов. Для выбранных вариаций физических размеров балки были рассчитаны массивы значений *L1* и *C1*.

В табл. 1, 2 приведены рассчитанные параметры *L1* и *C1* для П-образной эквивалентной схемы клиновидного балочного вывода при различных значениях длины балочного вывода *l* и ширины узкой $W_н$ и широкой $W_к$ сторон вывода.

Таблица 1

l, мкм	$W_к$ = 100 мкм		$W_к$ = 150 мкм	
	L1, нГн	*C1*, пФ	*L1*, нГн	*C1*, пФ
100	0,1156	0,001	0,111	0,0007
150	0,1396	0,001	0,132	0,0012
200	0,1655	0,00148	0,155	0,0017
250	0,1944	0,0018	0,18	0,0021
300	0,2227	0,0023	0,207	0,0025
350	0,2523	0,0027	0,234	0,0029
400	0,2822	0,0032	0,262	0,0033
450	0,3131	0,0036	0,29	0,0037
500	0,344	0,004	0,32	0,0042
550	0,375	0,0044	0,347	0,0046
600	0,4065	0,0048	0,376	0,005
650	0,4379	0,0052	0,405	0,0054
700	0,4694	0,0056	0,434	0,0058

Примечание. $W_н$ = 50 мкм.

Таблица 2

l, мкм	$W_к$ = 200 мкм		$W_к$ = 250 мкм		$W_к$ = 300 мкм	
	L1, нГн	*C1*, пФ	*L1*, нГн	*C1*, пФ	*L1*, нГн	*C1*, пФ
100	0,1077	0,001	0,104	0,0011	0,103	0,00126
150	0,1279	0,0012	0,122	0,0016	0,12	0,0017
200	0,1484	0,0018	0,142	0,002	0,138	0,0022
250	0,1714	0,0023	0,164	0,0025	0,158	0,00267
300	0,1956	0,0028	0,186	0,0029	0,179	0,0031
350	0,2197	0,00322	0,21	0,0033	0,201	0,0035
400	0,2462	0,00368	0,236	0,0038	0,224	0,004
450	0,2709	0,00419	0,258	0,0042	0,247	0,0044
500	0,2964	0,00474	0,283	0,0046	0,27	0,0048
550	0,3239	0,00514	0,308	0,0051	0,29	0,0053
600	0,3506	0,00576	0,333	0,0055	0,32	0,0057
650	0,3763	0,00598	0,359	0,0059	0,34	0,0062
700	0,4038	0,00643	0,384	0,0064	0,366	0,0066

Примечание. $W_н$ = 50 мкм.

Для выявления аналитических зависимостей на основе данных табл. 1, 2 были построены зависимости эквивалентных индуктивностей *L1* и емкостей *C1* от длины балочного вывода *l*. На рис. 4 приведены зависимости *L1*(*l*) для различных значений ширины широкой стороны вывода $W_к$ при постоянном значении ширины узкой стороны вывода $W_н$ = 50 мкм.

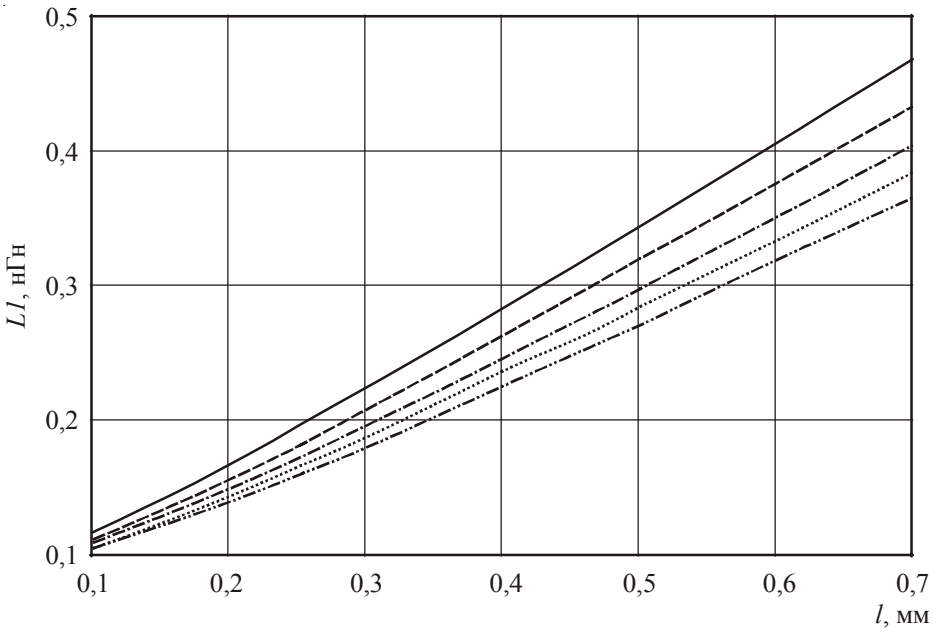


Рис. 4. Зависимости эквивалентных индуктивностей *L1* от длины балочного вывода *l* для различных значений ширины $W_к$ балочного вывода:
——— $W_к$ = 0,1 мм; - - - - $W_к$ = 0,15 мм; -·-·- $W_к$ = 0,2 мм;
····· $W_к$ = 0,25 мм; —··— $W_к$ = 0,3 мм

Видно, что зависимости *L1*(*l*) близки к линейным, но в то же время их можно аппроксимировать и квадратичной функцией. При аппроксимации квадратичной функцией были получены следующие результаты:

$L1 = 0{,}0614 + 0{,}508\,l + 0{,}11\,l^2$ при $W_к = 0{,}1$ мм,
$L1 = 0{,}0615 + 0{,}454\,l + 0{,}115\,l^2$ при $W_к = 0{,}15$ мм,
$L1 = 0{,}0618 + 0{,}407\,l + 0{,}115\,l^2$ при $W_к = 0{,}2$ мм,
$L1 = 0{,}062 + 0{,}387\,l + 0{,}118\,l^2$ при $W_к = 0{,}25$ мм,
$L1 = 0{,}064 + 0{,}363\,l + 0{,}12\,l^2$ при $W_к = 0{,}3$ мм.

Анализ этих зависимостей показал, что вклад члена формулы, содержащего l^2, не превышает одной сотой наногенри, поэтому аппроксимация линейной функцией будет более предпочтительной. При аппроксимации кривых с рис. 4 линейной функцией $L1 = L_0 + al$ были получены следующие зависимости:

$L1 = 0{,}0476 + 0{,}596\,l$ при $W_к = 0{,}1$ мм,
$L1 = 0{,}047 + 0{,}5462\,l$ при $W_к = 0{,}15$ мм,
$L1 = 0{,}0497 + 0{,}4986\,l$ при $W_к = 0{,}2$ мм,
$L1 = 0{,}0485 + 0{,}473\,l$ при $W_к = 0{,}25$ мм,
$L1 = 0{,}0502 + 0{,}443\,l$ при $W_к = 0{,}3$ мм.

Анализ этих зависимостей показал, что постоянная составляющая во всех случаях близка к 0,05 нГн, а коэффициент при длине l уменьшается с увеличением значения ширины $W_к$. Следует отметить, что наличие постоянной составляющей означает, что при уменьшении длины балочного вывода зависимость $L1(l)$ становится резко нелинейной и при $l = 0$ индуктивность будет равна нулю. В данном случае исследуем узкий конечный диапазон длин балочного вывода, реализуемый на практике, и аппроксимацию зависимости $L1(l)$ в рамках этого диапазона.

Поскольку коэффициент a в формуле $L1 = L_0 + al$ получился зависящим от $W_к$, построим зависимость $a(W_к/W_н)$ (рис. 5).

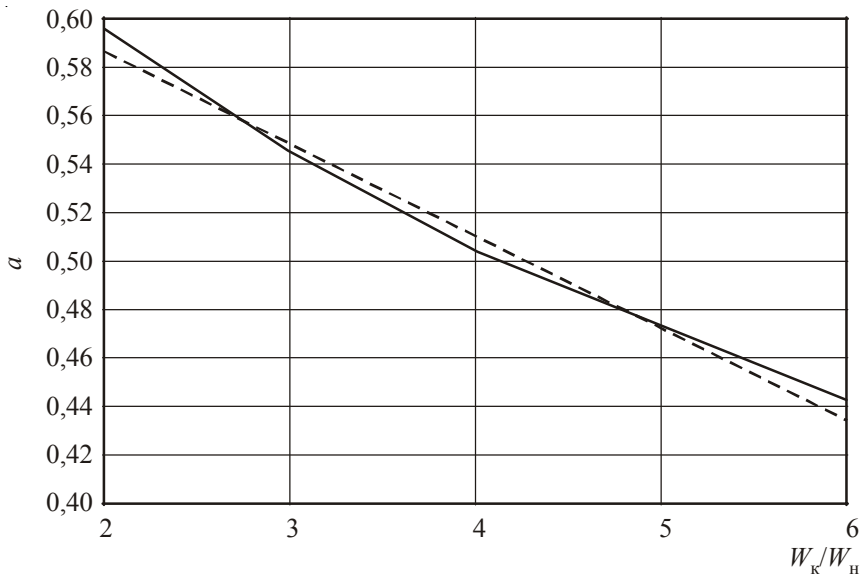


Рис. 5. Исходная (——) и аппроксимированная (- - -) зависимости коэффициента a от величины $W_к/W_н$

Исходную зависимость можно аппроксимировать либо линейной, либо квадратичной функцией. В случае линейной функции получаем $a = 0{,}663 - 0{,}038(W_к/W_н)$. Квадратичная функция дает зависимость $a = 0{,}725 - 0{,}073(W_к/W_н) + 0{,}004(W_к/W_н)^2$.

Квадратичная функция более точно аппроксимирует исходную зависимость, однако погрешность определения a, создаваемая линейной функцией, не превышает 2 %, что позволяет использовать эту аппроксимацию для инженерных оценок. На рис. 5 пунктиром показана кривая, линейно аппроксимирующая исходную зависимость $a(W_к/W_н)$.

Таким образом, для инженерных оценок паразитной индуктивности клиновидного балочного вывода можно использовать формулу

$$L = 0{,}05 + 0{,}66\,l - 0{,}04\frac{W_к l}{W_н},$$

где L – индуктивность, нГ; l – длина, мм; $W_к$, $W_н$ – ширины соответственно широкого и узкого концов вывода, мм.

Сравнение значений индуктивности, полученных по этой формуле, с данными, приведенными в табл. 1, 2, показало, что погрешность расчета индуктивности по формуле не превышает 6 %, что вполне приемлемо для инженерных оценок.

Такой же метод анализа был применен для оценки паразитной емкости балочного вывода. На рис. 6 приведены зависимости $C1(l)$, полученные на основе данных табл. 1, 2.

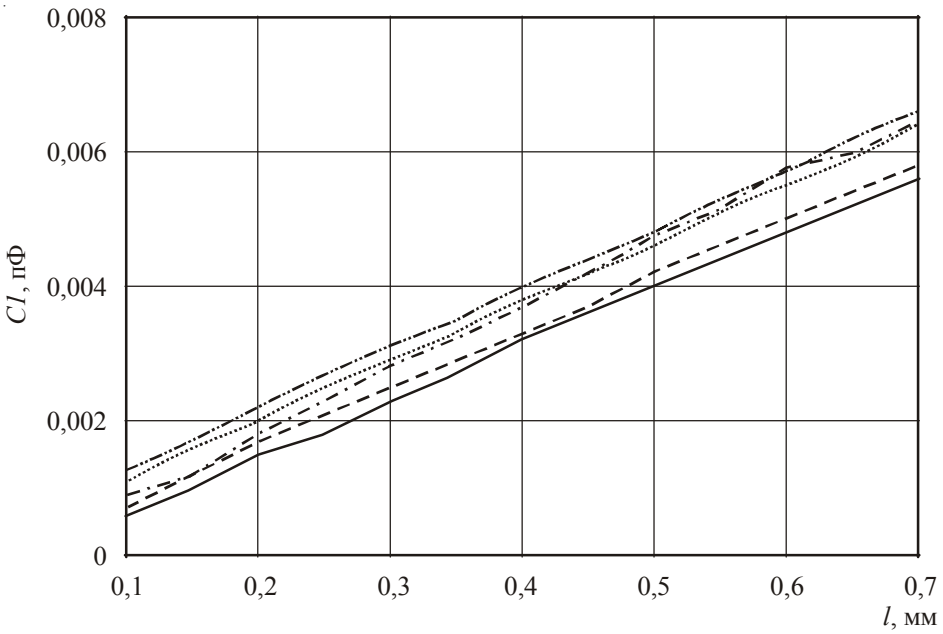


Рис. 6. Зависимости эквивалентных емкостей *C1* от длины балочного вывода *l* для различных значений ширины $W_к$ балочного вывода:
——— $W_к$ = 0,1 мм; - - - - $W_к$ = 0,15 мм; -·-·- $W_к$ = 0,2 мм;
····· $W_к$ = 0,25 мм; —··— $W_к$ = 0,3 мм

Аппроксимация этих зависимостей линейной функцией $C1 = C_0 + bL$ позволила получить следующие результаты:

$C1 = 0{,}00009 + 0{,}0081\,l$ при $W_к = 0{,}1$ мм,
$C1 = 0{,}00005 + 0{,}0084\,l$ при $W_к = 0{,}15$ мм,
$C1 = 0{,}0001 + 0{,}0094\,l$ при $W_к = 0{,}2$ мм,
$C1 = 0{,}0002 + 0{,}0087\,l$ при $W_к = 0{,}25$ мм,
$C1 = 0{,}0004 + 0{,}0088\,l$ при $W_к = 0{,}3$ мм,

где *C1* – эквивалентная емкость, пФ; *l* – длина балочного вывода, мм. Из анализа формул для *C1* видно, что постоянная составляющая C_0 здесь пренебрежимо мала, поэтому ею можно пренебречь. Если построить линейную зависимость коэффициента *b* от $W_к/W_н$ в формуле для *C1*, то получим: $b = 0{,}008 + 0{,}000187(W_к/W_н)$. Следовательно, для инженерных оценок паразитной емкости клиновидного балочного вывода можно использовать формулу: $C = (0{,}008 + 0{,}0002(W_к/W_н))\,l$, где *C* – емкость, пФ; *l* – длина, мм; $W_к$, $W_н$ – ширины соответственно широкого и узкого концов вывода, мм.

4. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЯМОУГОЛЬНОГО БАЛОЧНОГО ВЫВОДА

Для этого случая проводилось двумерное электромагнитное моделирование линии постоянной ширины $W = W_н$, расположенной на воздушной подложке, и рассчитывались массивы значений эквивалентных параметров *L1* и *C1*.

В табл. 3 приведены значения параметров *L1* и *C1* П-образной эквивалентной схемы прямоугольного балочного вывода при различных значениях ширины вывода *W*.

Таблица 3

l, мкм	*W* = 50 мкм		*W* = 100 мкм		*W* = 200 мкм		*W* = 300 мкм	
	L1, нГн	*C1*, пФ	*L1*, нГн	*C1*, пФ	*L1*, нГн	*C1*, пФ	*L1*, нГн	*C1*, пФ
100	0,123	0,0004	0,109	0,0004	0,093	0,0005	0,0846	0,0005
150	0,151	0,0008	0,13	0,001	0,108	0,0012	0,0963	0,0014
200	0,182	0,0013	0,153	0,0015	0,125	0,0019	0,11	0,0022
250	0,213	0,0017	0,178	0,002	0,143	0,0026	0,124	0,003
300	0,246	0,0021	0,204	0,0025	0,163	0,0033	0,14	0,0038
350	0,28	0,0025	0,231	0,003	0,182	0,0039	0,156	0,0046
400	0,314	0,0029	0,258	0,0035	0,203	0,0045	0,173	0,0054
450	0,35	0,0032	0,285	0,004	0,224	0,0052	0,19	0,0061
500	0,384	0,0036	0,314	0,0045	0,245	0,0058	0,207	0,0069
550	0,42	0,004	0,342	0,005	0,267	0,0064	0,225	0,0076
600	0,455	0,0044	0,37	0,0054	0,288	0,007	0,243	0,0084
650	0,491	0,0048	0,399	0,006	0,31	0,0076	0,261	0,0091
700	0,527	0,0052	0,428	0,0064	0,332	0,0083	0,279	0,0098

Аппроксимация зависимостей *L1*(*l*) линейной функцией $L1 = L_0 + al$ позволила получить следующие результаты:

$L1 = 0{,}0465 + 0{,}674\,l$ при $W = 0{,}05$ мм,
$L1 = 0{,}0465 + 0{,}538\,l$ при $W = 0{,}1$ мм,
$L1 = 0{,}0449 + 0{,}404\,l$ при $W = 0{,}2$ мм,
$L1 = 0{,}0445 + 0{,}329\,l$ при $W = 0{,}3$ мм,

где *L1* – индуктивность, нГ; *l* – длина, мм. Для упрощения вычислений при инженерных оценках свободный член в этих уравнениях можно принять равным 0,05 нГ. Набор коэффициентов *a* в этих уравнениях аппроксимируется линейной функцией $a = 0{,}63 - 0{,}02(W/0{,}02)$, где *W* – ширина вывода, мм. В этом уравнении ширина вывода нормируется на 20 мкм, поскольку для этой ширины (и для более узких линий) еще справедливо эмпирическое правило: индуктивность линии, нГ, приблизительно равна ее длине, мм. Сократив второй член в уравнении для *a* на 0,02, получим формулу для вычисления: $a = 0{,}63 - k$, где *k* – безразмерный коэффициент, численно равный длине вывода, мм.

Таким образом, для инженерных оценок паразитной индуктивности прямоугольного балочного вывода можно применить формулу

$$L = 0{,}05 + (0{,}63 - k)l,$$

где *L* – индуктивность, нГ; *l* – длина вывода, мм; *W* – ширина вывода, мм; коэффициент $k = W$.

Аппроксимируя зависимости $C1(l)$ линейной функцией $C1 = C_0 + bl$, получаем:

$C1 = 0{,}0003 + 0{,}01l$ при $W = 0{,}05$ мм,
$C1 = 0{,}0005 + 0{,}01l$ при $W = 0{,}1$ мм,
$C1 = 0{,}0006 + 0{,}013l$ при $W = 0{,}2$ мм,
$C1 = 0{,}0008 + 0{,}015l$ при $W = 0{,}3$ мм,

где $C1$ – индуктивность, пФ; l – длина, мм. Свободный член в этих уравнениях настолько мал, что его можно принять равным нулю. Набор коэффициентов b аппроксимируется линейной функцией $b = 0{,}0077 + 0{,}0005(W/0{,}02)$, где W – ширина вывода, мм, нормируется на 20 мкм. Упростив формулу, получим: $b = 0{,}008 + 0{,}025m$, где m – безразмерный коэффициент, численно равный ширине вывода, мм. Таким образом, для инженерных оценок паразитной емкости прямоугольного балочного вывода можно использовать формулу $C = (0{,}008 + 0{,}025m)l$.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Электрические характеристики плоских балочных выводов можно описать П-образной эквивалентной схемой, содержащей индуктивность L на проход и две емкости C на землю. Наиболее часто балочные выводы используются для соединения затворов и стоков транзисторов с пассивными элементами схемы. В этом случае ширина одного конца балочного вывода определяется размерами контактных площадок транзистора, ширина другого – может варьироваться, поскольку пассивные элементы согласования транзистора обычно шире, чем его контактные площадки. Анализ данных табл. 1...3 позволяет сделать вывод, что расширение одного из концов балочного вывода позволяет уменьшить его паразитную индуктивность L. Так, по данным табл. 3, прямоугольный балочный вывод длиной $l = 200$ мкм и шириной $W = 50$ мкм имеет индуктивность $L = 0{,}182$ нГ. Согласно табл. 1, клиновидный вывод с $W_н = 50$ мкм и $W_к = 100$ мкм имеет индуктивность $L = 0{,}1655$ нГ, а у такого же вывода с $W_н = 50$ мкм и $W_к = 150$ мкм $L = 0{,}155$ нГ. Таким образом, расширение второго конца вывода позволило уменьшить его индуктивность соответственно на 9 и 14,8 %.

Для инженерных оценок параметров эквивалентной схемы L и C на основе физических размеров балочного вывода разработаны аналитические формулы. Вывод формул базировался на результатах двумерного электромагнитного моделирования балочных выводов. На основе этого моделирования получены следующие результаты.

Индуктивность и емкость клиновидного балочного вывода можно оценить по формулам соответственно: $L = 0{,}05 + 0{,}66l - 0{,}04(W_к/W_н)l$, $C = (0{,}008 + 0{,}0002(W_к/W_н))l$, где L – индуктивность, нГ; l – длина вывода, мм; $W_к$, $W_н$ – ширины соответственно широкого и узкого концов вывода; C – емкость, пФ.

Индуктивность и емкость прямоугольного балочного вывода можно определить из выражений: $L = 0{,}05 + (0{,}63 - k)l$, $C = (0{,}008 + 0{,}025m)l$, где L – индуктивность, нГ; l – длина вывода, мм; k – безразмерный коэффициент, численно равный ширине вывода W, мм; C – индуктивность, пФ; m – безразмерный коэффициент, численно равный ширине вывода W, мм.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пат. 2191492 РФ. Выводная рамка для СВЧ и КВЧ полупроводникового прибора / *В.А. Иовдальский*, *В.А. Пчелин*. – Приоритет 17.04.00.

2. Улучшение электрических характеристик элементов приемопередающего модуля СВЧ-диапазона / *В.А. Иовдальский*, *В.Ф. Федоров*, *С.В. Григорьев*, *Т.В. Стренина*, *А.А. Лисицин*, *В.Г. Моргунов* // Электронная техники. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2007. – Вып. 2 (490). – С. 42–47.

3. Microwave Office/VSS/AO 2006, http://www.appwave.com.

Статья поступила 17 марта 2011 г.

НОВЫЕ КНИГИ

Неупорядоченные полупроводники: Учеб. пособие / А. А. Айвазов, Б. Г. Будагян, С. П. Вихров, А. И. Попов; Под ред. *А. А. Айвазова*. – М.: Издательство МЭИ, 2011. – 352 с., ил.

Приведены свойства неупорядоченных полупроводников и показаны способы их использования при создании приборов. Рассмотрение указанного класса веществ ведется как с общих термодинамических позиций, так и с позиций микроскопического анализа структур ближнего порядка и энергетического спектра электронной подсистемы.

Для студентов, аспирантов и научных работников, занятых изучением и разработкой электронной техники.

УДК 621.382.3

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ СО СМЕЩЕННЫМ ЗАТВОРОМ

В. Г. Лапин, К. И. Петров, А. М. Темнов

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

В. М. Лукашин

Научно-исследовательский институт «МЭИИТ МИЭМ», г. Москва

Представлены конструкция, технология изготовления и характеристики мощных СВЧ-транзисторов со смещенным затвором, разработанных на ФГУП «НПП «Исток». СВЧ-транзисторы имеют удельную выходную мощность не менее 0,5 Вт/мм, КПД по добавленной мощности 30…40 % и тепловое сопротивление 10…12 К/Вт при ширине затвора 4 мм.

КС: мощный полевой транзистор, смещенный затвор, пробивное напряжение, коэффициент усиления по мощности

Design, manufacturing technology and characteristics of power microwave offset gate FETs developed in FSUE "RPC "Istok" are presented. Microwave transistors have specific output power not less than 0.5 W/mm, power added efficiency 30…40 % and thermal resistance 10…12 K/W at 4 mm gate width.

Keywords: power field-effect transistor, offset gate, breakdown voltage, power gain

1. ВВЕДЕНИЕ

Одними из основных параметров СВЧ полевых транзисторов являются коэффициент усиления, коэффициент шума, выходная мощность, КПД.

При отработанной технологии изготовления транзистора эти параметры в основном определяются полупроводниковой структурой, длиной и шириной затвора, его сопротивлением, сопротивлением исток–затвор, пробивным напряжением.

Указанные параметры обеспечиваются конструкцией, способом изготовления, а также используемым технологическим оборудованием. Особое место в этом списке занимают особенности, связанные с конструкцией затвора и его расположением.

Коэффициент усиления и коэффициент шума в основном зависят от длины затвора и его сопротивления: чем короче затвор и меньше его сопротивление, тем, при прочих равных условиях, выше коэффициент усиления и меньше коэффициент шума.

Выходная мощность СВЧ полевых транзисторов с барьером Шотки зависит от ширины электрода затвора и пробивного напряжения.

При этом требования, предъявляемые к параметрам затвора транзистора, вступают в противоречие.

Так, при уменьшении длины затвора его омическое сопротивление растет обратно пропорционально. В связи с этим при длине затвора порядка четверти микрона, чтобы избежать резкого ухудшения характеристик прибора, используют так называемый Т-образный затвор [1-12]: над узким субмикронным затвором для снижения омического сопротивления дополнительно формируется широкая шляпка шириной порядка микрона.

Однако даже с Т-образным затвором при достаточно большой ширине единичного электрода затвора из-за роста его сопротивления и фазовых набегов эффективность работы ПТШ (удельная выходная мощность в расчете на единицу ширины электрода затвора) снижается, а коэффициент шума увеличивается. С целью устранения указанных выше недостатков, а именно снижения эффективности работы мощных СВЧ-транзисторов с увеличением общей ширины электрода затвора, их изготавливают в виде чередующейся структуры, так называемой гребенки электродов истока, затвора и стока, когда единичные электроды затвора расположены в канавках каналов, выполненных между электродами истока и стока [13]. Благодаря этому удается снизить сопротивление общего электрода затвора и тем самым увеличить коэффициент усиления по мощности и снизить коэффициент шума. Кроме того, этот способ обеспечивает компактность ПТШ.

Пробивное напряжение транзистора, в свою очередь, зависит от весьма большого числа факторов: структуры транзистора, длины затвора, расположения затворного электрода в канале транзистора, состояния поверхности и т. д. Есть предположение, что ряд западных фирм для улучшения пробивного напряжения и однородности затворов по ширине используют даже так называемое «вжигание» затвора.

Для увеличения пробивного напряжения и уменьшения сопротивления исток–затвор затвор транзистора в заглубленной канавке смещают к истоку. Один из способов смещения затвора в канале заключается в совмещении двух последовательных операций литографии. Это требует высокой точности. Если единичные «пальцы» затворов в гребенчатой структуре полевого транзистора расположены в каналах неодинаково, т. е. в разной степени смещены в сторону истока, то это приводит к неидентичности единичных структур в гребенчатой структуре транзистора и, следовательно, к снижению динамических параметров прибора [13].

Проблема точности совмещения и позиционирования затвора в канавке может быть решена путем использования способа самосовмещения [14-16], при котором углубление в канале и сам электрод затвора создаются с использованием одной и той же маски. Обычно для формирования элементов с субмикронными размерами используется электронная литография. Одной из характерных особенностей процесса экспонирования электронорезиста высокоэнергетическими электронами является так называемый эффект близости [13], который проявляется в том, что нижняя часть слоя электронорезиста получает большую дозу экспонирования за счет отраженных и рассеянных от поверхности полупроводника электронов. Поэтому при формировании субмикронных элементов в слое электронорезиста их размер в нижней части слоя будет больше, чем в верхней. Таким образом, создается профиль боковых стенок с отрицательным наклоном (рис. 1).

Такой профиль боковых стенок электронорезиста способствует процессу формирования металлических электродов методом «взрыва», в котором электроды реализуются путем напыления тонких металлических пленок на полупроводниковую пластину со сфор-

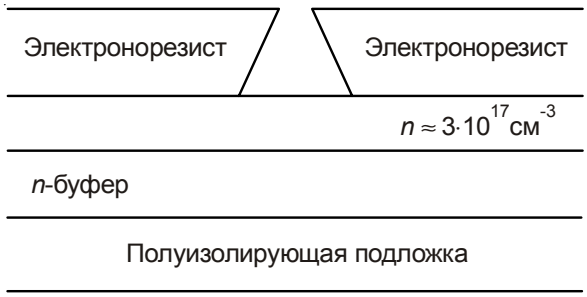


Рис. 1. Профиль боковых стенок резиста после электронной литографии

мированным рисунком в слое электронорезиста с последующим растворением слоя электронорезиста в растворителе. При этом часть пленки металла, напыленная на поверхность полупроводника, остается на нем, а другая часть пленки, напыленная на поверхность электронорезиста, удаляется при растворении электронорезиста в растворителе, отделяясь при этом от поверхности полупроводника (рис. 2).

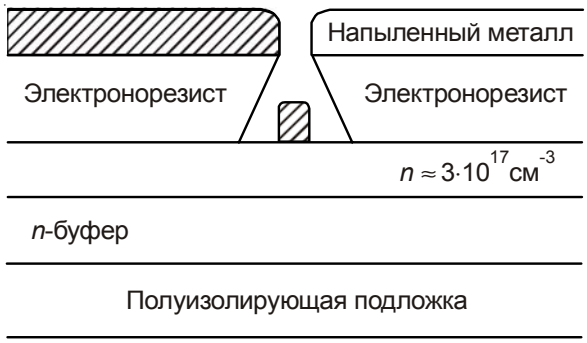


Рис. 2. Сформированные методом «взрыва» электроды истока, стока и затвора

Если использовать способ «взрыва», то при этом для формирования углубления и самого затворного электрода можно использовать одну и ту же маску из электронорезиста. Такой метод формирования элементов транзистора называется самосовмещением. Основным его достоинством является высокая точность совмещения затвора и углубления в канале (рис. 3).

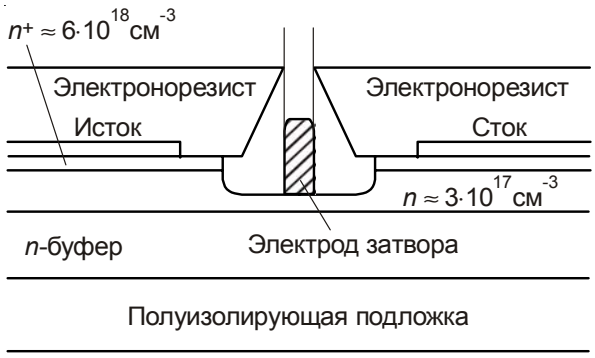


Рис. 3. Формирование элементов транзистора методом самосовмещения

При создании структуры мощного транзистора для улучшения динамических характеристик желательно располагать затвор в углублении так, чтобы он был смещен к истоку на некоторое определенное расстояние. При недостаточном смещении не будет существенно снижено сопротивление исток–затвор, при слишком большом смещении будет уменьшаться пробивное напряжение между затвором и истоком, и при некотором расстоянии напряжение пробоя может достичь неприемлемо низкой величины.

Осуществить необходимое смещение затвора на определенную величину можно, если при нанесении затворного металла проводить процесс напыления. Причем поток напыляемого металла должен быть направлен по отношению к плоскости полупроводниковой подложки под определенным углом, при этом затвор, формируемый в углублении, будет смещен в нужную сторону на расстояние, определяемое углом между плоскостью полупроводниковой пластины и потоком напыляемого затворного металла. Если взаимно расположить источник напыляемого металла и полупроводниковую подложку таким образом, чтобы между плоскостью подложки и потоком напыляемого металла был определенный и постоянно воспроизводимый угол, то смещение затвора в углублении будет постоянным и воспроизводимым (рис. 4).

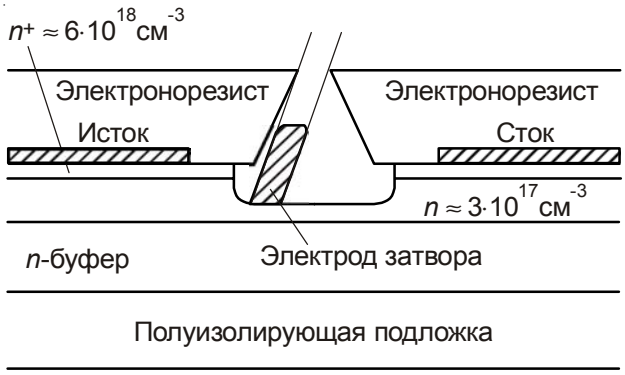


Рис. 4. Напыление затворного электрода под углом к плоскости полупроводниковой подложки

Однако такой способ напыления затворного металла «под углом» не применим для изготовления традиционной гребенчатой структуры полевых СВЧ-транзисторов, в которой чередуются электроды истока и стока, а между ними расположены полоски («пальцы») затворов, так как при смещении одного затвора в сторону истока другой, соседний затвор смещается в сторону стока.

При формировании смещенного Т-образного затвора также возникает ряд проблем. Так, например, при недостаточно высокой «ножке» могут возникать «закоротки» исток–затвор, а при слишком коротком затворе образовываться разрывы «ножки» и т. д. Разрыв «ножки», оказывается, крайне проблематично обнаружить, так как управляющее напряжение передается по «шляпке», а при общей ширине затвора транзистора в несколько миллиметров область разрыва порядка долей микрона совершенно не видна на ВАХ. Однако в процессе работы эта область служит горячей точкой, в которой канал транзистора не перекрывается и при малых напряжениях на стоке развивается лавинный пробой, ведущий к выходу прибора из строя.

Данная статья посвящена решению ряда приведенных выше проблем. В ней будет проведено экспериментальное исследование зависимости параметров транзистора от положения электродов в канавке, представлены оригинальная структура транзистора и способ изготовления, позволяющие с высокой точностью совмещать затворы транзистора и смещать их в сторону истока.

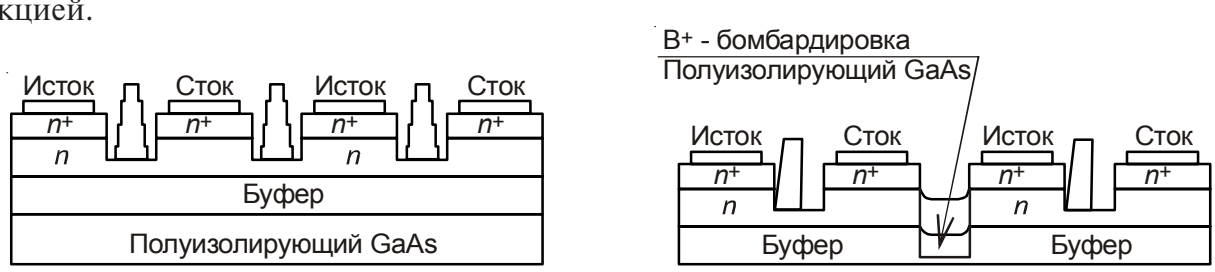
2. ЗАВИСИМОСТЬ ПАРАМЕТРОВ МОЩНОГО ТРАНЗИСТОРА ОТ ВЕЛИЧИНЫ СМЕЩЕНИЯ ЗАТВОРА К ИСТОКУ

Как указывалось выше, при попытке углового напыления затвора в традиционной гребенчатой структуре возникает проблема: один затворный электрод будет смещаться к истоку, а другой – к стоку. Для её решения был разработан и используется оригинальный конструктивно-технологический подход [17].

Ключевыми особенностями в нем являются:

1. Оригинальная конструкция широкозатворного транзистора, содержащая две и более секций и позволяющая формировать затворы в канале со сдвигом их в сторону истока.
2. Угловое (наклонное) напыление металлов для сдвига затворов в канале к истоку.

Разработанная структура мощного ПТШ отличается от традиционной. Суть данной структуры можно понять из рис. 5, где она приведена в сравнении с традиционной конструкцией.



а) *б*)

Рис. 5. Структура мощного ПТШ:
а – традиционная; *б* – предложенная в данной работе

Такая конструкция (рис. 5,*б*) позволяет размещать затвор в канале транзистора путем углового (наклонного) напыления таким образом, что он оказывается смещенным в канавке канала в сторону истока, это дает возможность снизить сопротивление истока, уменьшить напряжение насыщения, увеличить пробивное напряжение сток–затвор и тем самым увеличить коэффициент усиления и КПД транзистора.

Однако и данному СВЧ полевому транзистору с барьером Шотки присущ ряд недостатков.

Во-первых, при некоторых размерах области полуизолирующего арсенида галлия наблюдается повышение тока утечки между электродами исток–сток, что приводит к появлению неуправляемого электродом затвора тока стока, приводящего к снижению коэффициента усиления, выходной мощности и КПД.

Во-вторых, при некоторых размерах канавок, выполненных в парах электродов исток–сток, в которых расположены единичные электроды затвора, имеет место снижение пробивного напряжения, а значит, выходной мощности.

Решить эти проблемы можно, оптимизировав элементы конструкции, в частности размеры элементов. Оказывается, что ширина области полуизолирующего арсенида галлия должна составлять 4...6 мкм, канавки в парах электродов исток–сток должны быть выполнены шириной 0,9...1,3 мкм и глубиной 0,2...0,3 мкм, а единичные электроды затвора (длиной не более 0,7 мкм) необходимо расположить от края канавок со стороны электродов истока и стока на расстоянии 0,1...0,3 и 0,5...0,7 мкм соответственно [18].

Такой мощный СВЧ полевой транзистор с барьером Шотки может иметь контактный слой толщиной 0,1...0,3 мкм, выполненный на активном слое.

Предложенная оптимизация ширины области полуизолирующего арсенида галлия, ширины и глубины канавок, в которых расположены единичные электроды затвора, позволяет исключить указанные выше недостатки (повышенные токи утечки между электродами исток–сток, снижение пробивного напряжения) и, следовательно, обеспечить повышение выходной мощности, коэффициента усиления по мощности и КПД СВЧ полевого транзистора с барьером Шотки.

Оптимизация расположения единичных электродов затвора в совокупности с вышеуказанной оптимизацией ширины области полуизолирующего арсенида галлия, ширины и глубины канавки обеспечивают оптимизацию пробивных напряжений электродов исток–затвор и сток–затвор и паразитного сопротивления исток–затвор и тем самым создают необходимые условия для повышения выходной мощности, коэффициента усиления по мощности и КПД полевого транзистора.

Как показывают эксперименты, выполнение полуизолирующей области шириной менее 4 мкм нежелательно из-за значительного повышения токов утечки, а более 6 мкм приводит к повышению габаритных размеров СВЧ полевого транзистора.

Выполнение канавки шириной менее 0,9 мкм послужит причиной существенного снижения пробивных напряжений, а более 1,3 мкм – увеличения расстояния между единичными электродами затвора и краем канавок со стороны электродов стока, что влечет за собой снижение выходной мощности.

Выполнение канавки глубиной менее 0,2 мкм приводит к снижению пробивных напряжений, а более 0,3 мкм – к увеличению ширины канавки за указанные пределы (1,3 мкм) из-за возможного бокового травления канавки.

При расстоянии между краем канавок и единичными электродами затвора менее 0,1 мкм происходит снижение пробивного напряжения, а более 0,3 мкм – возрастание паразитного сопротивления электродов исток–затвор, что влечет за собой снижение коэффициента усиления по мощности.

Выполнение контактного слоя толщиной как менее 0,1 мкм, так и более 0,3 мкм нежелательно; в первом случае он не выполняет своей функции (снижение контактного сопротивления электродов истоков и стоков), а во втором – из-за возможного бокового травления канавки.

Мощный СВЧ полевой транзистор с барьером Шотки был выполнен на полуизолирующей подложке арсенида галлия с активным слоем *n*-типа проводимости толщиной не более 0,4 мкм и концентрацией легирующей примеси не более 3×10^{17} см^{3}.

На изготовленных образцах мощных СВЧ полевых транзисторов с барьером Шотки были измерены выходная мощность, коэффициент усиления по мощности и КПД.

Результаты измерений приведены в табл. 1.

Таблица 1

Номер образца	Конструкционные параметры					Результаты измерений СВЧ-параметров на частоте 15 ГГц		
	Ширина области полуизолирующего GaAs, мкм	Ширина единичной канавки, мкм	Глубина единичной канавки, мкм	Расстояние между единичными затворами и краем канавки, мкм		$K_у$, дБ	$P_{вых}$, мВт	КПД, %
				истока	стока			
1	5	1,1	0,25	0,2	0,6	10	750	40
2	4	0,9	0,2	0,1	0,5	9,8	750	38
3	6	1,3	0,3	0,3	0,7	9,9	740	38
4	3	0,8	0,1	0,05	0,4	8,0	400	25
5	7	1,4	0,4	0,4	0,8	8,0	600	33

Как видно из таблицы, образцы мощных СВЧ полевых транзисторов с барьером Шотки, изготовленные согласно приведенным конструкционным параметрам (примеры 1...3), обладают достаточно высокой выходной мощностью (около 750 мВт), высоким коэффициентом усиления по мощности (порядка 10 дБ) и высоким КПД, в отличие от образцов (примеры 4...5), изготовленных с конструкционными параметрами, выходящими за указанные пределы.

3. ЗАВИСИМОСТЬ ПАРАМЕТРОВ МОЩНОГО ТРАНЗИСТОРА С ЗАТВОРОМ, СМЕЩЕННЫМ К ИСТОКУ, ОТ УГЛА НАПЫЛЕНИЯ ЗАТВОРА

В предыдущем разделе была исследована зависимость параметров разработанного полевого транзистора от расположения затвора в канавке. Далее было проведено исследование зависимости характеристик ПТШ именно от конкретных параметров изготовления.

Оказалось [18], что в предложенном способе изготовления СВЧ полевого транзистора с барьером Шотки (который включает формирование на лицевой поверхности полуизолирующей подложки, выполненной из полупроводникового материала группы $A^{III}B^{V}$, с активным слоем, по крайней мере, одной пары электродов истока и стока, канала между

ними с канавкой под электрод затвора, электрода затвора посредством процессов литографии и напыления металла или системы металлов, образующих омические контакты в области истока и стока и барьер Шотки в области затвора) металл или систему металлов, образующих барьер Шотки в области затвора, необходимо напылять под углом 102...112 град к лицевой поверхности полуизолирующей подложки в сторону истока (рис. 6). При этом в каждой паре электродов исток–сток упомянутый угол в области затвора, примыкающей к электроду истока, превышает на 24...44 град аналогичный угол, примыкающий к электроду стока, и одновременно перпендикулярен ширине канала. Расстояние между лицевой поверхностью полуизолирующей подложки и источником напыляемого металла или системы металлов равно 400...700 мм.

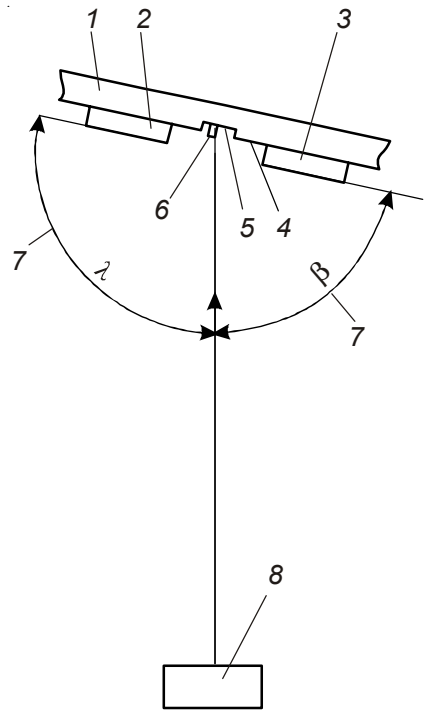


Рис. 6. Способ изготовления транзистора: *1* – полуизолирующая подложка арсенида галлия с активным слоем; *2* и *3* – электроды истока и стока; *4* и *5* – соответственно каналы между ними с канавкой под электрод затвора; *6* – единичные электроды затвора типа барьер Шотки; *7* – углы к лицевой поверхности полуизолирующей подложки арсенида галлия в сторону электрода истока (λ) и в области затвора (β), примыкающие к электродам истока и стока соответственно; *8* – источник напыляемого металла или группы металлов

Заданную величину угла к лицевой стороне полуизолирующей подложки в сторону электрода истока обеспечивают посредством взаимного и соответствующего расположения лицевой поверхности полуизолирующей подложки и источника напыляемого металла или системы металлов.

Напыление металла или системы металлов, образующих омические контакты в области истока и стока и барьер Шотки в области затвора, осуществляют электронно-лучевым испарением.

Предложенный способ изготовления ПТШ обеспечивает воспроизводимое расположение затвора в канавке канала, что, в свою очередь, в совокупности с тем, что затвор смещен в сторону истока, реализует, во-первых, низкое паразитное сопротивление исток–затвор, во-вторых, достаточно высокое и воспроизводимое пробивное напряжение сток–затвор. Это позволяет повысить коэффициент усиления, выходную мощность и соответственно КПД, а также снизить коэффициент шума.

Кроме того, данный способ обеспечивает воспроизводимость геометрических и электрических параметров ПТШ при их изготовлении.

Напыление металла или группы металлов, образующих барьер Шотки в области затвора, под углом к лицевой поверхности полуизолирующей подложки менее 102 град малоэффективно, а более 112 град не допустимо, так как приводит к сильному сдвигу затвора в канавке и, как следствие, к снижению пробивного напряжения затвор–исток, а значит, к потере работоспособности ПТШ.

Расстояние между лицевой поверхностью полуизолирующей подложки и источником напыляемого металла или группы металлов менее 400 мм не допустимо из-за увеличивающегося разброса угла напыления по ней, приводящего к ухудшению проводимых технологических процессов, а более 700 мм ограничено возможностями технологического оборудования.

Данным способом был изготовлен ряд транзисторов. ПТШ были выполнены (см. рис. 6) на лицевой поверхности полуизолирующей подложки из арсенида галлия с активным слоем *n*-типа проводимости *1* (толщина – 0,3 мкм, концентрация легирующей примеси – не более $4\cdot 10^{17}$ см^3) из двух чередующихся пар электродов истока *2*, стока *3*, канала *4* между ними с канавкой *5* под электрод затвора *6*.

Ширина канавок – 1,1 мкм, глубина – 0,15 мкм. В канавках *5* расположены единичные электроды затвора *6* длиной не более 0,7 мкм. При этом единичные электроды затвора *6* смещены в сторону электрода истока *2*.

При изготовлении транзисторов операции выполнялись в следующей последовательности:

– формирование на лицевой поверхности полуизолирующей подложки *1* топологии омических контактов посредством процессов литографии;

– изготовление электродов стока *2* и истока *3* вакуумным напылением системы металлов золото–германий–никель–золото и одновременно формирование каналов *4* между ними;

– формирование рисунка мезаструктур посредством литографии и мелкого травления полуизолирующей подложки арсенида галлия с последующей бомбардировкой ионами бора;

– формирование канавок *5* под электроды затворов путем создания рисунка затворов типа барьер Шотки в резисте электронно-лучевой литографией с последующим подтравливанием каналов *4*;

– формирование электродов затворов типа барьер Шотки *6*. Для чего лицевую поверхность полуизолирующей подложки арсенида галлия располагают указанным выше образом относительно источника напыляемого металла или системы металлов, обеспечивающим напыление системы металлов, образующих барьер Шотки, под углом 107 град к лицевой поверхности полуизолирующей подложки арсенида галлия в сторону истока. При этом превышение упомянутого угла в области затвора, примыкающей к электроду истока, составляет 34 град относительно аналогичного угла, примыкающего к электроду стока;

– напыление в области затвора системы металлов, образующих барьер Шотки, например титан–алюминий–титан;

– создание рисунка пассивирующего диэлектрика;

– изготовление «воздушных мостов» и контактных площадок посредством литографии и локального гальванического осаждения золота;

– шлифовка и полировка обратной поверхности полуизолирующей подложки арсенида галлия с последующим ее утонением до заданной толщины известными методами;

– выполнение на обратной поверхности полуизолирующей подложки арсенида галлия сквозных отверстий химическим травлением через маску из фоторезиста для подсоединения истоков ПТШ к контактным площадкам;

– металлизация обратной поверхности полуизолирующей подложки арсенида галлия посредством осаждения никеля химического и золота гальванического.

Кроме транзисторов, изготовленных при оптимальном угле напыления, были созданы ПТШ при значениях угла к лицевой поверхности полуизолирующей подложки арсенида галлия в сторону электрода истока 102 и 112 град соответственно. При этом превышение угла в области затвора, примыкающей к электроду истока, составляло (λ – 24) град и относительно аналогичного угла, примыкающего к электроду стока, (β – 44) град. Расстояние между лицевой поверхностью полуизолирующей подложки арсенида галлия и источником напыляемой системы металлов составляло 400 и 700 мм соответственно, а указанные технологические параметры выходили за указанные оптимальные пределы.

На изготовленных образцах ПТШ были измерены выходная мощность СВЧ, коэффициент шума, определены коэффициент усиления по мощности и КПД. Данные сведены в табл. 2.

Таблица 2

Номер образца	Параметры процесса формирования структуры ПТШ			Результаты измерений СВЧ-параметров			
	Величина угла к лицевой поверхности полуизолирующей подложки, под которым напыляют металл, образующий барьер Шотки	Превышение в паре электродов исток–затвор упомянутого угла в области затвора λ над β, примыкающих к электроду истока и стока соответственно	Расстояние между лицевой поверхностью полуизолирующей подложки и источником напыляемого металла, мм	$K_у$, дБ	$P_{вых}$, мВт	КПД, %	$K_ш$, дБ
1	107	34	550	9,8	750	38	2,1
2	102	24	400	10	750	40	2,0
3	99	22	350	8,0	500	27	2,6
Прототип	99	–	350	9,0	450	30	–

Примечание. $K_у$ – коэффициент усиления; $P_{вых}$ – выходная мощность СВЧ; $K_ш$ – коэффициент шума.

Как видно из таблицы, образцы ПТШ, изготовленные согласно предложенному способу, обладают достаточно высокой выходной мощностью (порядка 750 мВт), высоким коэффициентом усиления по мощности (около 10 дБ), высоким КПД, низким коэффициентом шума, в отличие от образцов ПТШ, изготовленных с технологическими параметрами, выходящими за оптимальные пределы.

Таким образом, предложенный способ изготовления СВЧ полевого транзистора с барьером Шотки позволяет повысить выходную мощность примерно на 25 %, коэффициент усиления по мощности примерно на 2...2,5 дБ, КПД примерно на 7...10 % и снизить коэффициент шума примерно на 0,3...0,5 дБ.

Следует особенно отметить, что предложенный способ позволяет успешно применять его для изготовления как малошумящих, так и мощных СВЧ полевых транзисторов с барьером Шотки.

По данной технологии был изготовлен ряд мощных транзисторов. Типичные ВАХ транзистора с затвором 0,5 × 1200 мкм показаны на рис. 7.

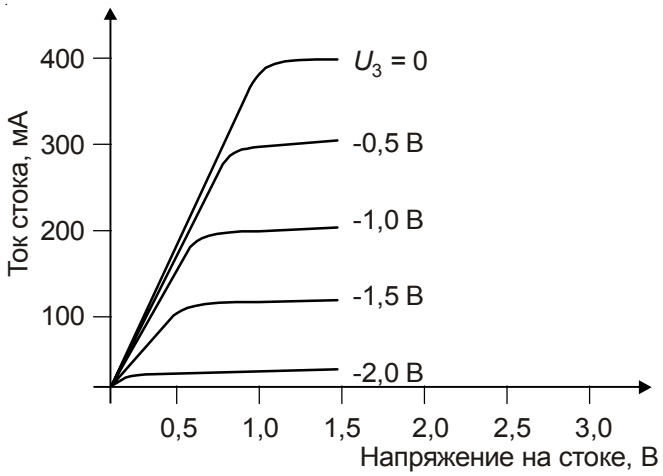


Рис. 7. Типичные ВАХ транзистора с затвором 0,5× 1200 мкм

Прибор имеет низкое напряжение насыщения (около 1 В) и максимальную внешнюю крутизну 170 мСм/мм. Пробивное напряжение сток–затвор составляет 16 В, исток–затвор 8 В.

СВЧ-параметры ПТШ с затвором 0,5 × 1200 мкм (f = 15 ГГц) представлены в табл. 3.

Таблица 3

$P_{вх}$, мВт	$P_{вых}$, мВт	$K_у$, дБ	$I_с$, мА	$U_с$, В	КПД, %
15,2	100	8,2	193	7,0	6,3
53,2	350		200		21,0
72,0	450	8,0	205		26,0
82,5	500	7,8	206		29,0
115,5	600	7,2	210		33,0

На рис. 8 показаны зависимости выходной мощности и КПД от мощности на входе.

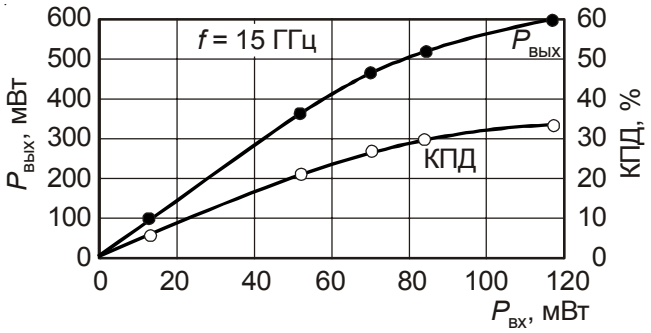


Рис. 8. Зависимости выходной мощности и КПД от мощности на входе

В табл. 4 приведены СВЧ-параметры мощных ПТШ, разработанных по данной технологии.

Таблица 4

Общая ширина затвора транзистора, мкм	$P_{1\,дБ}$, мВт	$K_{1\,дБ}$, дБ	$I_с \times U_с$, мА×В	f, ГГц	КПД, %
1200 (18×66)	600	7,0	200×7	15	30
2200 (18×120)	900	7,0	300×7	12	35
4000 (32×125)	2100	8,0	600×8	8	37

Испытания на долговечность, проведенные в составе усилителей мощности, показали, что средняя наработка до отказа составляет 10^7 ч.

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представлена оригинальная конструкция мощного полевого транзистора, которая позволяет использовать угловое (наклонное) напыление металлов для сдвига затворов в канале к истоку. Приведены результаты оптимизации этой конструкции как по ширине полуизолирующего слоя, так и по величине смещения затвора к истоку транзистора.

Представлены результаты оптимизации технологического процесса изготовления данной конструкции. Показано, что в предложенном способе при изготовлении электрода затвора металл или систему металлов, образующих барьер Шотки в области затвора, необходимо напылять под углом 102...112 град к лицевой поверхности полуизолирующей подложки в сторону истока. Напыление металла или группы металлов под углом менее 102 град малоэффективно, а более 112 град не допустимо, так как приводит к сильному сдвигу затвора в канавке и, как следствие, к снижению пробивного напряжения затвор-исток, потере работоспособности ПТШ.

Приведены характеристики серийных транзисторов, изготовленных по данной технологии. Показано, что данный способ изготовления позволяет повысить выходную мощность примерно на 25 %, коэффициент усиления по мощности примерно на 2...2,5 дБ, коэффициент полезного действия примерно на 7...10 % и снизить коэффициент шума примерно на 0,3...0,5 дБ.

Следует особенно отметить, что предложенный способ можно успешно применять для изготовления как малошумящих, так и мощных СВЧ полевых транзисторов с барьером Шотки.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России.

ЛИТЕРАТУРА

1. GaAs power field-effect transistors for *Ku*-band operation / *G. C. Taylor, Yun Yong-Hoon* et al. // RCA Review. – 1981. – Vol. 42, No 4. – P. 508–521.

2. A very high performance, high yield and high throughput millimeter wave power PHEMT process technology // GaAs MANTECH, Inc., 2001.

3. Fabrication and characteristics of 0,12 μm single and double-recessed gate AlGaAs/InGaAs/ *Jong-Won Lim, Ho-Kyun Ahn* et al. //GaAs PHEMT's Using a SiNx Pre-Passivation Layer: Sournal of the Korean Physical Society. – 2006. – Vol. 49, Dec., – P. 774–779.

4. Mm-wave performance of 50 nm T-gate AlGaAs/InGaAs PHEMTs with fT of 200 GHz. / *X.Cao* et al. // 11-th GaAs Symposium. Munich. – 2003. – P. 13–15.

5. Cost effective T-gate process for PHEMT-based MMIC with large gate periphery / *B. Hadad, I. Toledo, J. Kaplun* et al. // IEEE Electron Devices Lett. – 1999. – Vol. 20. – P. 551–553.

6. 30-nm gate InP-based lattice-matched high electron mobility transistors with 350 GHz cutoff frequency // Jpn. J. Appl. Phys. – 1999. – Part 2, vol 38. – P. 154–156.

7. An 11 W *Ku*-band heterostructure FET with WSi/Au T-shaped gate // IEEE MTT-S 1995 Intern. Microwave Symposium. – P. 339–342.

8. *Hirachi Y.* and *Kuroda S.* Status of millimeter-wave MMIC's and their application in Japan // GaAs 2000 Symposium. Paris. – 2000. – P. 369–372.

9. *Nguyen L.D., Larson L.E.* and *Mishra L.E.* Ultra-high-speed modulation doped field effect transistors // Proc. IEEE. – April 1992.– Vol. 60. – P. 494–518.

10. High fT 50-nm-gate lattice-matched InAlAs/InGaAs HEMT's / *A. Endoh, Y. Yamashita, M. Higashiwaki, K. Hikosaka, T. Mimura, S. Hiyamizu* and *T. Matsui* // Proc. Int. Conf. Indium Phosphide and Related Materials. – 2000. – P. 87–90.

11. *Ku*-band ultra low noise MMIC amplifier using pseudomorphic HEMTs / *S. Fujimoto* et al. // IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium. – 1997. – P. 169–172.

12. Полевые транзисторы на арсениде галлия. Принципы работы и технология изготовления / Под ред. *Д.В. Ди Лоренцо, Д.Д. Канделуола*; пер. с англ. под ред. *Г.В. Петрова*. – М.: Радио и связь, 1988. – С. 118.

13. *Jong-Lam Lee, Jae Kyoong Mun* and *Haecheon Kim*. A new self-aligned and T-shaped gate technology for GaAs power MESFETs // Solid-State Electronics. – 1998. – Vol. 42, No 11. – P. 2063–2068.

14. *Шур М.* Современные приборы на основе арсенида галлия. – М.: Мир, 1991.

15. *Huang C., Herbig A., Anderson R.* Sub-half-micron GaAs FET's for applications though *K*-band // IEEE Microwave Symp. Digest. – 1981. – P. 25–27.

16. 50-nm self-aligned-gate pheudomorphic AlInAs/GaInAs electron mobility transistors / *L.D. Nguyen, A.S. Brown, M.A. Thompson* and *L.M. Jelloian* // IEEE Trans. Electron Devices. – 1992. – Vol. 39. – P. 2007–2014.

17. Пат. 2307424 РФ. Мощный СВЧ полевой транзистор с барьером Шотки // *В.Г. Лапин, К.И. Петров, А.М. Темнов*. – Приоритет от 02.12.05.

18. Заявка 2008100928. Способ изготовления СВЧ полевого транзистора с барьером Шотки // *В.Г. Лапин, К.И. Петров, А.М. Темнов*. – Приоритет от 09.01.08. Положительное решение от 20.01.09.

Статья поступила 9 декабря 2010 г.

УДК 621.396.61

ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ЧЕРЕЗ ЭФИР С ПОМОЩЬЮ ШИРОКОПОЛОСНОГО ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА

Б. Е. Кяргинский

ФИРЭ им. В. А. Котельникова РАН

Рассматриваются экспериментальные данные по передаче информации через эфир при помощи широкополосного шумоподобного сигнала.

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

Experimental data on information air transfer using a wideband noise-like signal is being considered.

Keywords: *output power, frequency, transistor, pass band, generation, amplifier*

Динамический хаос можно применять в качестве носителя информации в системах связи [1, 2]. В частности, можно применять схемы с сигналами в виде хаотических радиоимпульсов. В данном эксперименте использовалась модуляция широкополосных шумоподобных сигналов в нескольких каналах с помощью *p–i–n*-диодов импульсами различной длительности: от сотен микросекунд до единиц миллисекунд.

Схема эксперимента (рис. 1) состояла из генератора шумоподобных сигналов *1*, усилителя *2*, разветвителя *3* на четыре канала, четырех полосно-пропускающих фильтров *4...7*, четырех модуляторов на *p–i–n*-диодах *8...11*, четырех усилителей *12...15*, сумматора *18*, усилителя *17* и антенны П6-23А под номером *16*. Это была передающая часть. В приемную часть вошли антенна П6-23А под номером *19*, разветвитель *20* на четыре канала, четыре полосно-пропускающих фильтра *21...24* и четыре регистрирующих элемента *25...28*.

Широкополосный генератор *1* сконструирован (рис. 2) на основе микрополосковых линий из материала ФАФ (диэлектрическая проницаемость ε равна 2,8) толщиной 1 мм. К двум полосно-пропускающим фильтрам подключены три транзистора типа 2Т647А-2. Фильтры трехзвенные с длиной звена 4,5 мм, рассчитаны по чебышевской характеристике [3, 4]. Отдельно измеренный фильтр имел полосу пропускания 1200 МГц при центральной полосе пропускания 10 ГГц. Топология одного из фильтров приведена на рис. 3, а размеры даны в табл. 1. В конструкции предусмотрены переменные емкости типа TZCO3, перестраиваемые в пределах от 5 до 20 пФ, которые позволяли изменять режимы работы генератора. Питание к транзисторам подводилось через сопротивления, подсоединенные к блокировочным конденсаторам типа К10-17 величиной 0,01 мкФ. К коллекторам подходило питание +5 В через сопротивление 5 Ом, к эмиттерам – минус 0,7 В через сопротивление 1 Ом. Базы транзисторов находились на земле. Потребляемый ток составлял 0,1 А. Мощность генерируемого сигнала – 2,8 мВт, вид сигнала представлен на рис. 4. Из рисунка видно, что сигнал значительно шире полос пропускания фильтров и основная полоса генерации лежит в нижней части спектра частот сигнала.

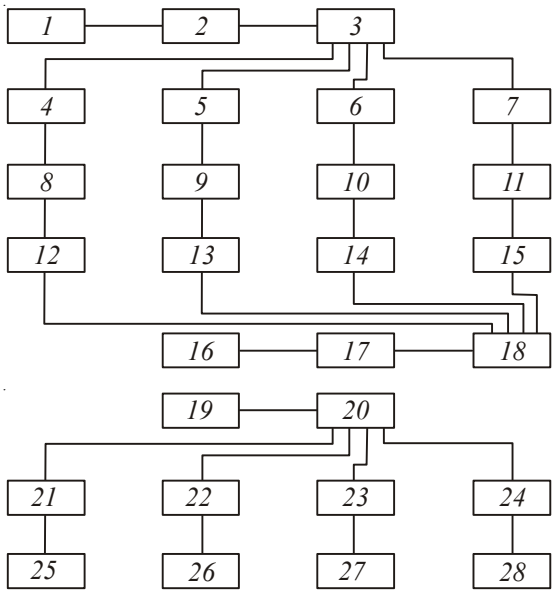


Рис. 1. Схема эксперимента:
1 – широкополосный генератор; *2*, *12...15* и *17* – усилители; *3* и *20* – разветвители; *4...7*, *21...24* – полосно-пропускающие фильтры; *8...11* – модуляторы; *18* – сумматор; *16* и *19* – антенны; *25...28* – регистрирующие приборы

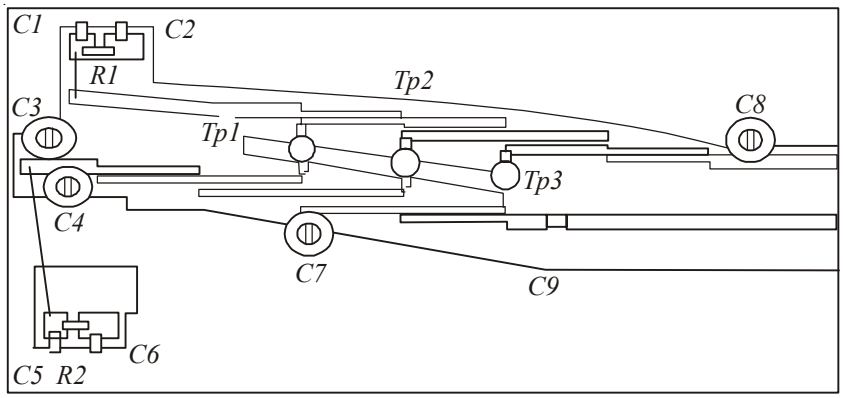


Рис. 2. Широкополосный генератор:
C1 = *C2* = *C5* = *C*6 = 0,01 мкФ; *C3* = *C4* = *C7* = *C8* = 4...20 пФ – переменные емкости; *C9* = 100 пФ; *R1* = 1 Ом; *R2* = 5 Ом; *Tp1. Tp2*, *Tp3* – транзисторы 2Т647А-2

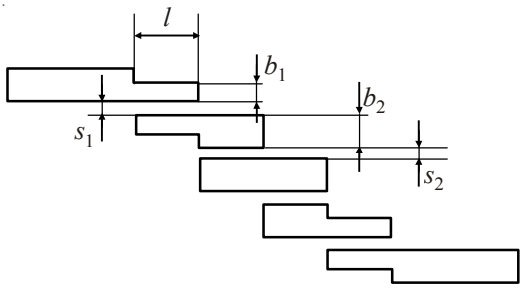


Рис. 3. Топология фильтра генератора

Таблица 1

l, мм	s_1, мм	b_1, мм	s_2, мм	b_2, мм	f, ГГц	δf, МГц	ε
4,5	0,1	1,7	1,0	1,7	10	1200	2,8

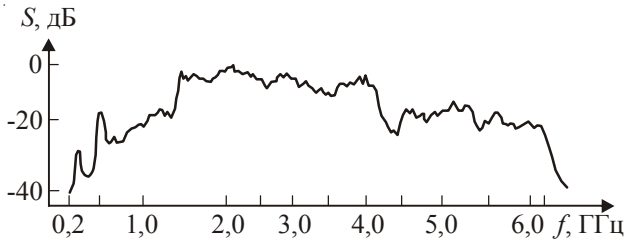


Рис. 4. Спектр сигнала генератора

С генератора сигнал поступал на усилитель *2*, сконструированный в микрополосковом исполнении на двух микросхемах типа MSA-1105 и двух – типа MSA-2086. Усиление сигнала составляло примерно 40 дБ. Вид сигнала показан на рис. 5. Заметно, что сигнал здесь менее изрезан, чем после генератора. Это можно объяснить тем, что усилитель работал в режиме насыщения, когда слабый сигнал усиливается сильнее. Усилитель работал при питании +5 В и токе 0,2 А. Мощность на выходе усилителя – около 25 мВт.

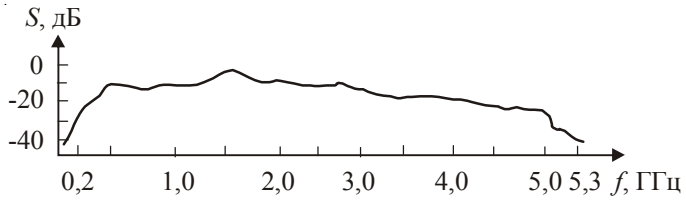


Рис. 5. Спектр сигнала после усилителя

При поступлении сигнала в разветвитель *3* он разделялся на четыре канала. Разветвитель имел ровную характеристику на частотах от 1 и до 5 ГГц с ослаблением в каждом канале около 7 дБ. Разветвитель сделан в микрополосковом исполнении в виде трех кольцевых сумматоров на материале ФАФ (ε = 2,8) толщиной 1 мм.

Для каждого канала рассчитаны и сконструированы фильтры на основе симметричных полосковых линий (материал ФФ, ε = 2,1). Расчет был произведен по чебышевской характеристике [3, 5]. Топология фильтра показана на рис. 6, размеры приведены в табл. 2. Три фильтра с четырьмя звеньями на частоты 1,60, 2,33 и 3,0 ГГц имели полосы пропускания соответственно 250, 350 и 500 МГц с затуханиями 1,5, 1,5 и 2,0 дБ. Один фильтр имел три звена с центральной частотой 1,26 ГГц и полосой пропускания 220 МГц с затуханием 1,5 дБ. Толщина диэлектрика фильтров составляла 12 мм. Характеристики этих фильтров показаны в табл. 3. За фильтром с центральной частотой 1,26 ГГц был поставлен фильтр нижних частот с частотой среза 2 ГГц, чтобы третья гармоника фильтра не проходила через фильтр с центральной частотой 3 ГГц.

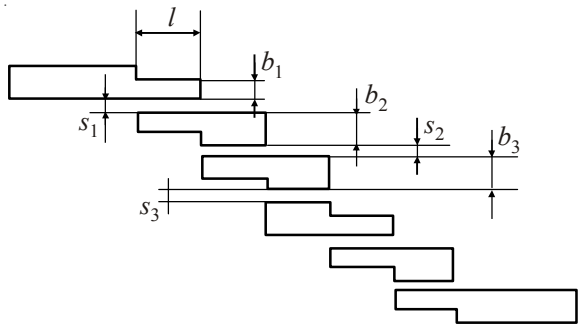


Рис. 6. Топология фильтра

Таблица 2

Номер фильтра	b_1, мм	s_1, мм	b_2, мм	s_2, мм	b_3, мм	s_3, мм	l, мм
1	8	0,5	10	3	-	-	40
2	8	1	9	3	10	3	30
3	8	1	9	3	10	3	20
4	8	1	9	3	10	3	15

Таблица 3

Номер фильтра	f, ГГц	δf, МГц	Ослабление, дБ	Число звеньев
1	1,26	220	1,5	3
2	1,60	250	1,5	4
3	2,33	350	1,5	4
4	3,0	500	2,0	4

Следом за фильтрами стояли модуляторы *8...11* на *p–i–n*-диодах. Модуляторы сконструированы на микрополосковых линиях на материале ФАФ. К модуляторам через сопротивления 330 Ом подсоединены *p–i–n*-диоды, на которые с генераторов типа Г5-54 подавались модулирующие импульсные напряжения величиной около 1 В, фиксируемые с помощью осциллографа типа С1-65А. При подаче модулирующих напряжений сигналы на выходах модуляторов отсутствовали. Если модулирующие напряжения не подавались, то сигналы проходили без модуляции. После модуляторов были подключены четыре усилителя *12...15*, каждый из которых выполнен в микрополосковом исполнении на двух микросхемах типа SGA-6286. Каждый из усилителей питался напряжением +4 В при токе 0,1 А, усиление каждого составляло около 20 дБ.

Сумматор *18* выполнен аналогично разветвителю *3*, только теперь сигналы из четырех каналов суммировались в один канал. После сумматора располагался усилитель *17* на че-

тырех микросхемах. Он точно такой же, как и усилитель под номером *2*. Далее была подсоединена антенна П6-23А. Сигнал, подаваемый на антенну, как видно из рис. 7, представлял собой четыре отдельных сигнала, вырезаемых с помощью фильтров.

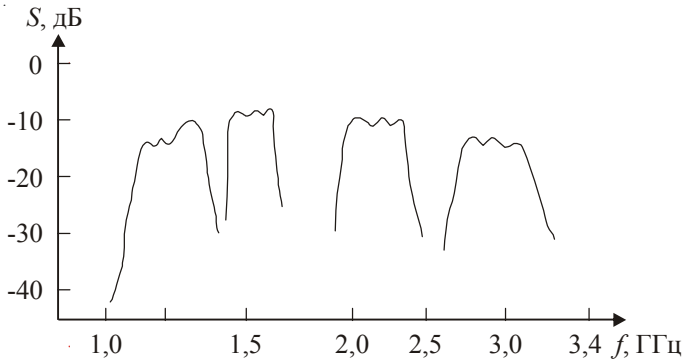


Рис. 7. Сигнал на передающей антенне

В приемной части сигналы приходили на антенну типа П6-23А и потом на разветвитель *20*. Разветвитель *20*, как и разветвитель *3*, сконструирован на микрополосковых линиях в виде кольцевых сумматоров. Разветвитель разделял сигналы на четыре канала, в которых были установлены полосно-пропускающие фильтры, точно такие же, как и в передающей части схемы. Эти фильтры пропускали сигналы на центральных частотах 1,26, 1,65, 2,32 и 3,0 ГГц (рис. 8,*а*, 9,*а*, 10,*а* и 11,*а*). Сигналы наблюдались на приборах СК4-61 и СК4-62.

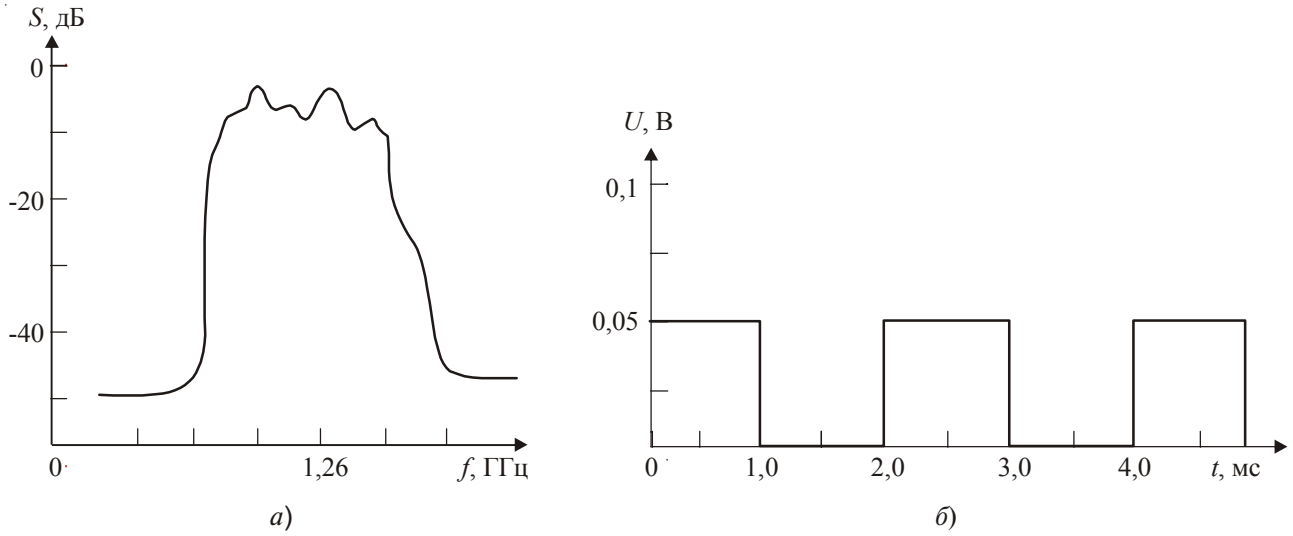


Рис. 8. Сигнал (цена деления по горизонтали 100 МГц) (*а*) и выделенный модуляционный сигнал (*б*) в канале 1,26 ГГц

Промодулированные сигналы можно было видеть на видеовыходе этих приборов или на осциллографе типа С1-77 (рис. 8,*б*, 9,*б*, 10,*б* и 11,*б*). Канал с центральной частотой 1,26 ГГц имел модуляцию меандром длительностью 1 мс. Канал с центральной частотой

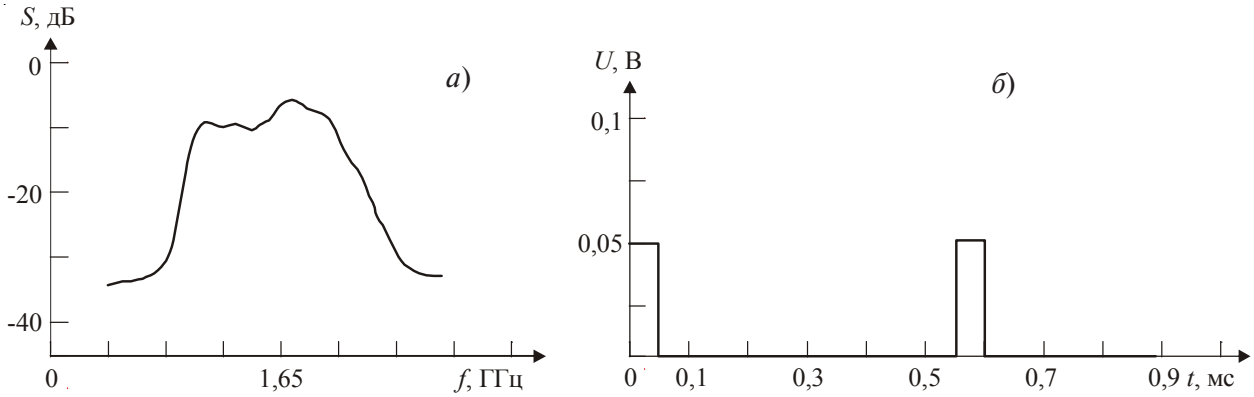


Рис. 9. Сигнал (цена деления по горизонтали 100 МГц) (*а*) и выделенный модуляционный сигнал (*б*) в канале 1,65 ГГц

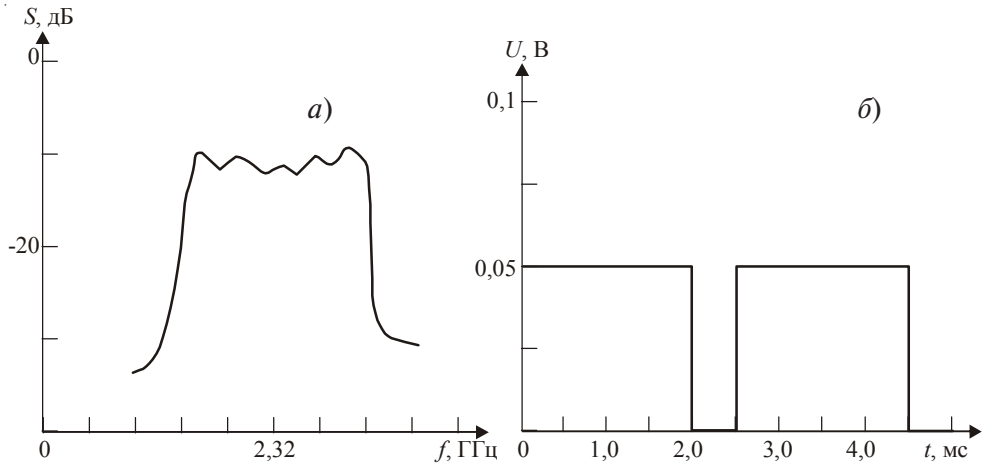


Рис. 10. Сигнал (цена деления по горизонтали 100 МГц) (*а*) и выделенный модуляционный сигнал (*б*) в канале 2,32 ГГц

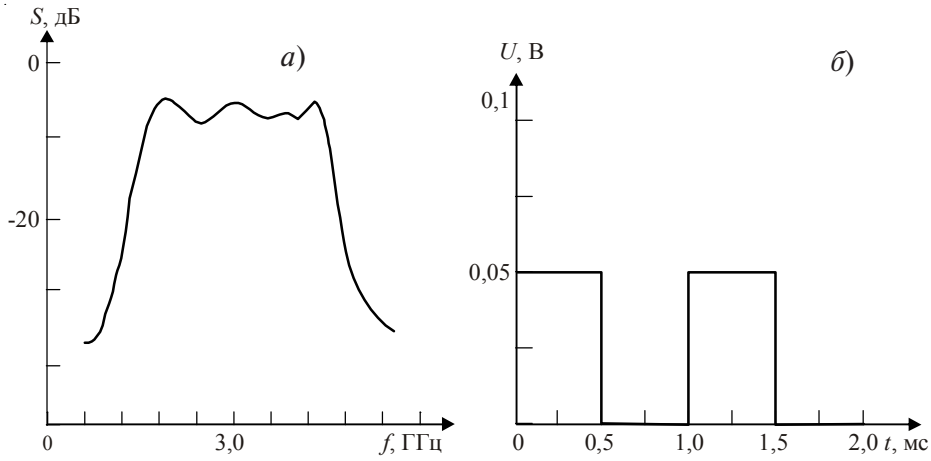


Рис. 11. Сигнал (цена деления по горизонтали 100 МГц) (*а*) и выделенный модуляционный сигнал (*б*) в канале 3,0 ГГц

1,65 ГГц промодулирован сигналом с длительностью импульса 500 мкс и частотой следования 2 кГц. Для канала с центральной частотой 2,32 ГГц сигнал промодулирован импульсом 2 мс с частотой повторения 2 кГц. Канал с центральной частотой 3,0 ГГц был промодулирован сигналом в виде меандра с длительностью 500 мкс.

Из эксперимента можно сделать заключение, что широкополосные шумоподобные сигналы можно использовать в многоканальной передаче информации в различных вариантах. Можно изменять количество каналов и виды модуляции, применять узкополосные и широкополосные сигналы, использовать другие варианты.

Работа проведена при поддержке РФФИ (проект № 07-02-00361).

ЛИТЕРАТУРА

1. Сверхширокополосная прямохаотическая передача информации в СВЧ-диапазоне / *А.С. Дмитриев* и др. // Письма в ЖТФ. – 2003. – Т. 29, вып. 2.

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

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

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

5. *Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т.* Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 1 и 2. – М.: Связь, 1971.

Статья поступила 3 июня 2011 г.

УДК 621.396.61

ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ЧЕРЕЗ ЭФИР С ПОМОЩЬЮ ШИРОКОПОЛОСНОГО ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА

Б. Е. Кяргинский

ФИРЭ им. В. А. Котельникова РАН

Рассматриваются экспериментальные данные по передаче информации через эфир при помощи широкополосного шумоподобного сигнала.

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

Experimental data on information air transfer using a wideband noise-like signal is being considered.

Keywords: *output power, frequency, transistor, pass band, generation, amplifier*

Динамический хаос можно применять в качестве носителя информации в системах связи [1, 2]. В частности, можно применять схемы с сигналами в виде хаотических радиоимпульсов. В данном эксперименте использовалась модуляция широкополосных шумоподобных сигналов в нескольких каналах с помощью *p–i–n*-диодов импульсами различной длительности: от сотен микросекунд до единиц миллисекунд.

Схема эксперимента (рис. 1) состояла из генератора шумоподобных сигналов *1*, усилителя *2*, разветвителя *3* на четыре канала, четырех полосно-пропускающих фильтров *4...7*, четырех модуляторов на *p–i–n*-диодах *8...11*, четырех усилителей *12...15*, сумматора *18*, усилителя *17* и антенны П6-23А под номером *16*. Это была передающая часть. В приемную часть вошли антенна П6-23А под номером *19*, разветвитель *20* на четыре канала, четыре полосно-пропускающих фильтра *21...24* и четыре регистрирующих элемента *25...28*.

Широкополосный генератор *1* сконструирован (рис. 2) на основе микрополосковых линий из материала ФАФ (диэлектрическая проницаемость ε равна 2,8) толщиной 1 мм. К двум полосно-пропускающим фильтрам подключены три транзистора типа 2Т647А-2. Фильтры трехзвенные с длиной звена 4,5 мм, рассчитаны по чебышевской характеристике [3, 4]. Отдельно измеренный фильтр имел полосу пропускания 1200 МГц при центральной полосе пропускания 10 ГГц. Топология одного из фильтров приведена на рис. 3, а размеры даны в табл. 1. В конструкции предусмотрены переменные емкости типа TZCO3, перестраиваемые в пределах от 5 до 20 пФ, которые позволяли изменять режимы работы генератора. Питание к транзисторам подводилось через сопротивления, подсоединенные к блокировочным конденсаторам типа К10-17 величиной 0,01 мкФ. К коллекторам подходило питание +5 В через сопротивление 5 Ом, к эмиттерам – минус 0,7 В через сопротивление 1 Ом. Базы транзисторов находились на земле. Потребляемый ток составлял 0,1 А. Мощность генерируемого сигнала – 2,8 мВт, вид сигнала представлен на рис. 4. Из рисунка видно, что сигнал значительно шире полос пропускания фильтров и основная полоса генерации лежит в нижней части спектра частот сигнала.

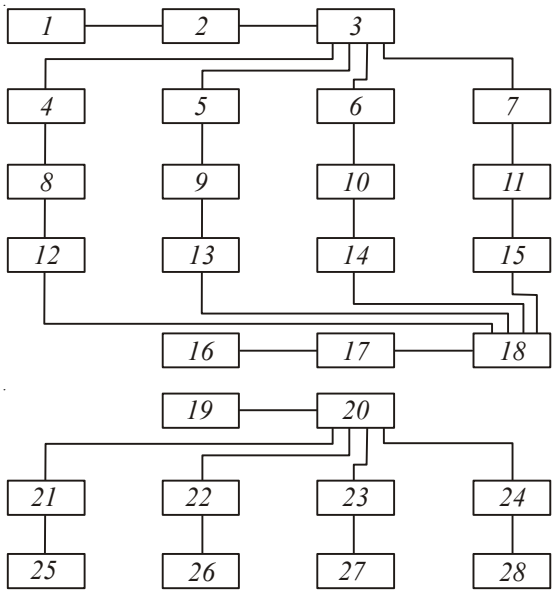


Рис. 1. Схема эксперимента:
1 – широкополосный генератор; *2*, *12...15* и *17* – усилители; *3* и *20* – разветвители; *4...7*, *21...24* – полосно-пропускающие фильтры; *8...11* – модуляторы; *18* – сумматор; *16* и *19* – антенны; *25...28* – регистрирующие приборы

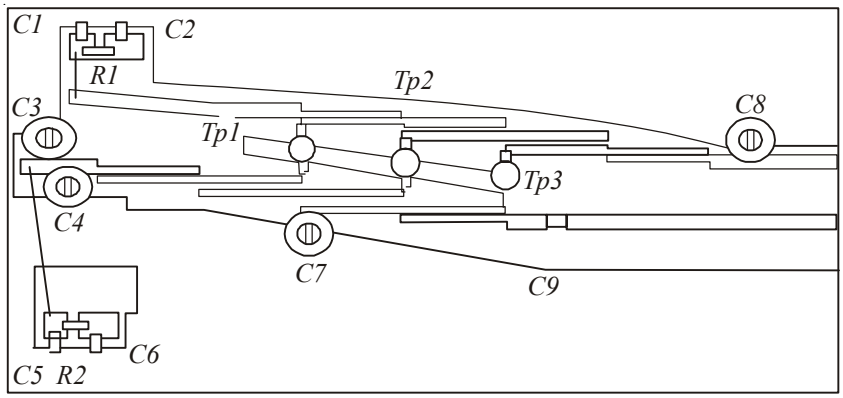


Рис. 2. Широкополосный генератор:
C1 = *C2* = *C5* = *C*6 = 0,01 мкФ; *C3* = *C4* = *C7* = *C8* = 4...20 пФ – переменные емкости; *C9* = 100 пФ; *R1* = 1 Ом; *R2* = 5 Ом; *Tp1. Tp2*, *Tp3* – транзисторы 2Т647А-2

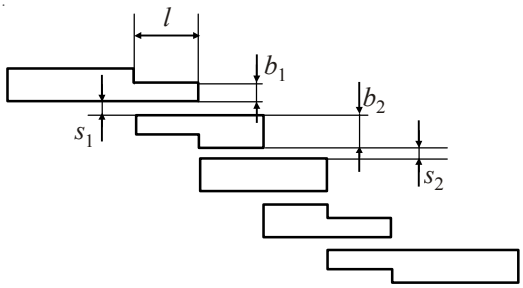


Рис. 3. Топология фильтра генератора

Таблица 1

l, мм	s_1, мм	b_1, мм	s_2, мм	b_2, мм	f, ГГц	δf, МГц	ε
4,5	0,1	1,7	1,0	1,7	10	1200	2,8

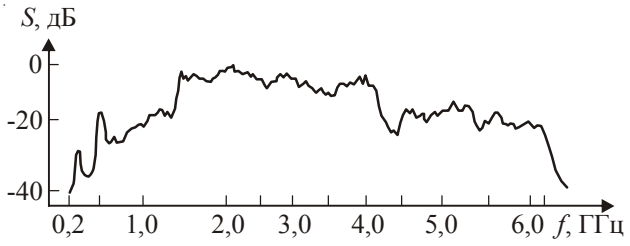


Рис. 4. Спектр сигнала генератора

С генератора сигнал поступал на усилитель *2*, сконструированный в микрополосковом исполнении на двух микросхемах типа MSA-1105 и двух – типа MSA-2086. Усиление сигнала составляло примерно 40 дБ. Вид сигнала показан на рис. 5. Заметно, что сигнал здесь менее изрезан, чем после генератора. Это можно объяснить тем, что усилитель работал в режиме насыщения, когда слабый сигнал усиливается сильнее. Усилитель работал при питании +5 В и токе 0,2 А. Мощность на выходе усилителя – около 25 мВт.

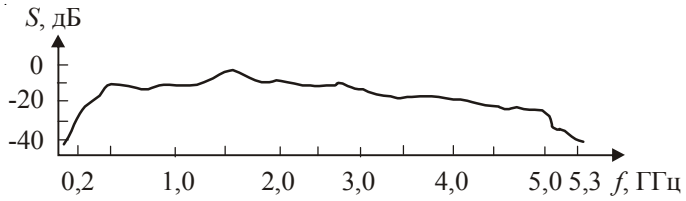


Рис. 5. Спектр сигнала после усилителя

При поступлении сигнала в разветвитель *3* он разделялся на четыре канала. Разветвитель имел ровную характеристику на частотах от 1 и до 5 ГГц с ослаблением в каждом канале около 7 дБ. Разветвитель сделан в микрополосковом исполнении в виде трех кольцевых сумматоров на материале ФАФ (ε = 2,8) толщиной 1 мм.

Для каждого канала рассчитаны и сконструированы фильтры на основе симметричных полосковых линий (материал ФФ, ε = 2,1). Расчет был произведен по чебышевской характеристике [3, 5]. Топология фильтра показана на рис. 6, размеры приведены в табл. 2. Три фильтра с четырьмя звеньями на частоты 1,60, 2,33 и 3,0 ГГц имели полосы пропускания соответственно 250, 350 и 500 МГц с затуханиями 1,5, 1,5 и 2,0 дБ. Один фильтр имел три звена с центральной частотой 1,26 ГГц и полосой пропускания 220 МГц с затуханием 1,5 дБ. Толщина диэлектрика фильтров составляла 12 мм. Характеристики этих фильтров показаны в табл. 3. За фильтром с центральной частотой 1,26 ГГц был поставлен фильтр нижних частот с частотой среза 2 ГГц, чтобы третья гармоника фильтра не проходила через фильтр с центральной частотой 3 ГГц.

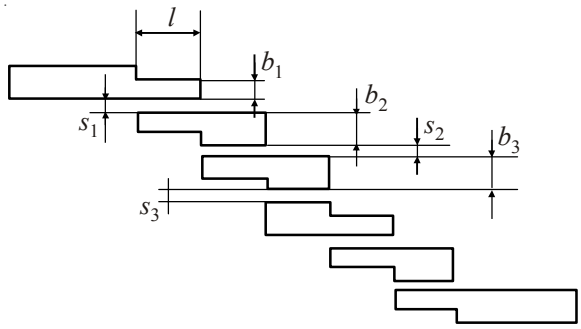


Рис. 6. Топология фильтра

Таблица 2

Номер фильтра	b_1, мм	s_1, мм	b_2, мм	s_2, мм	b_3, мм	s_3, мм	l, мм
1	8	0,5	10	3	-	-	40
2	8	1	9	3	10	3	30
3	8	1	9	3	10	3	20
4	8	1	9	3	10	3	15

Таблица 3

Номер фильтра	f, ГГц	δf, МГц	Ослабление, дБ	Число звеньев
1	1,26	220	1,5	3
2	1,60	250	1,5	4
3	2,33	350	1,5	4
4	3,0	500	2,0	4

Следом за фильтрами стояли модуляторы *8...11* на *p–i–n*-диодах. Модуляторы сконструированы на микрополосковых линиях на материале ФАФ. К модуляторам через сопротивления 330 Ом подсоединены *p–i–n*-диоды, на которые с генераторов типа Г5-54 подавались модулирующие импульсные напряжения величиной около 1 В, фиксируемые с помощью осциллографа типа С1-65А. При подаче модулирующих напряжений сигналы на выходах модуляторов отсутствовали. Если модулирующие напряжения не подавались, то сигналы проходили без модуляции. После модуляторов были подключены четыре усилителя *12...15*, каждый из которых выполнен в микрополосковом исполнении на двух микросхемах типа SGA-6286. Каждый из усилителей питался напряжением +4 В при токе 0,1 А, усиление каждого составляло около 20 дБ.

Сумматор *18* выполнен аналогично разветвителю *3*, только теперь сигналы из четырех каналов суммировались в один канал. После сумматора располагался усилитель *17* на че-

тырех микросхемах. Он точно такой же, как и усилитель под номером *2*. Далее была подсоединена антенна П6-23А. Сигнал, подаваемый на антенну, как видно из рис. 7, представлял собой четыре отдельных сигнала, вырезаемых с помощью фильтров.

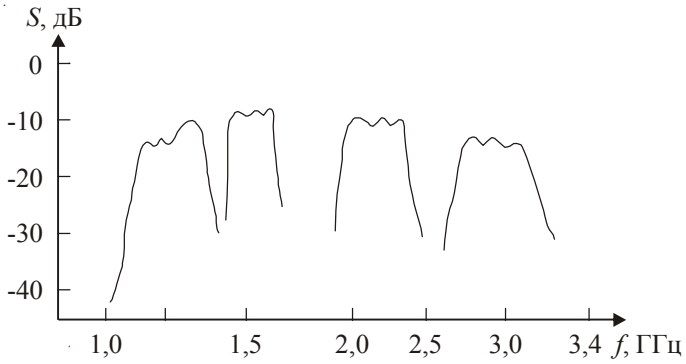


Рис. 7. Сигнал на передающей антенне

В приемной части сигналы приходили на антенну типа П6-23А и потом на разветвитель *20*. Разветвитель *20*, как и разветвитель *3*, сконструирован на микрополосковых линиях в виде кольцевых сумматоров. Разветвитель разделял сигналы на четыре канала, в которых были установлены полосно-пропускающие фильтры, точно такие же, как и в передающей части схемы. Эти фильтры пропускали сигналы на центральных частотах 1,26, 1,65, 2,32 и 3,0 ГГц (рис. 8,*а*, 9,*а*, 10,*а* и 11,*а*). Сигналы наблюдались на приборах СК4-61 и СК4-62.

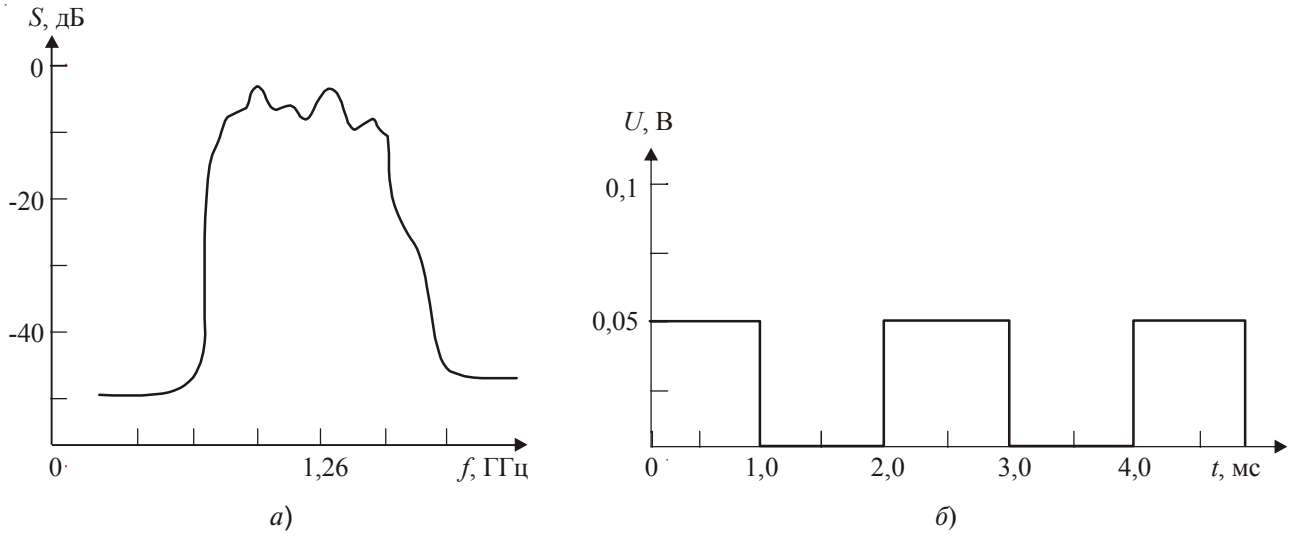


Рис. 8. Сигнал (цена деления по горизонтали 100 МГц) (*а*) и выделенный модуляционный сигнал (*б*) в канале 1,26 ГГц

Промодулированные сигналы можно было видеть на видеовыходе этих приборов или на осциллографе типа С1-77 (рис. 8,*б*, 9,*б*, 10,*б* и 11,*б*). Канал с центральной частотой 1,26 ГГц имел модуляцию меандром длительностью 1 мс. Канал с центральной частотой

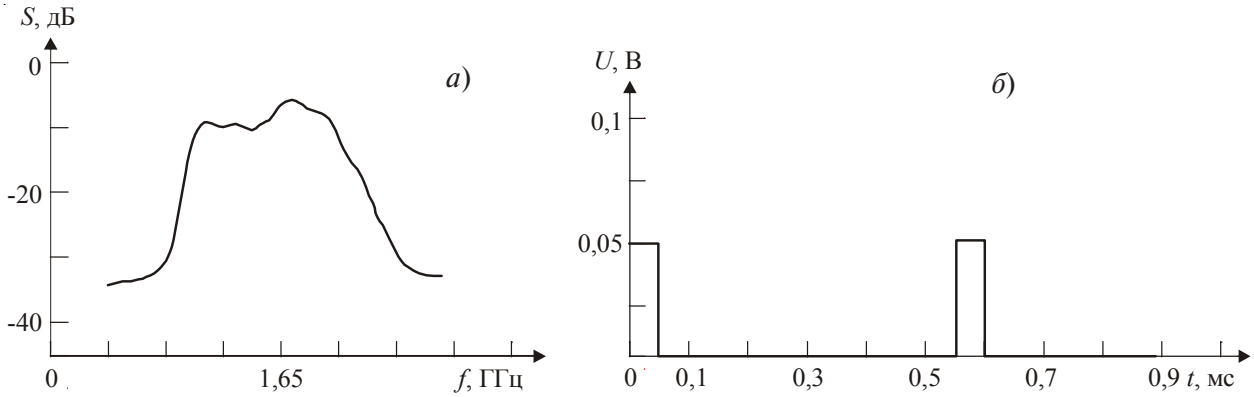


Рис. 9. Сигнал (цена деления по горизонтали 100 МГц) (*а*) и выделенный модуляционный сигнал (*б*) в канале 1,65 ГГц

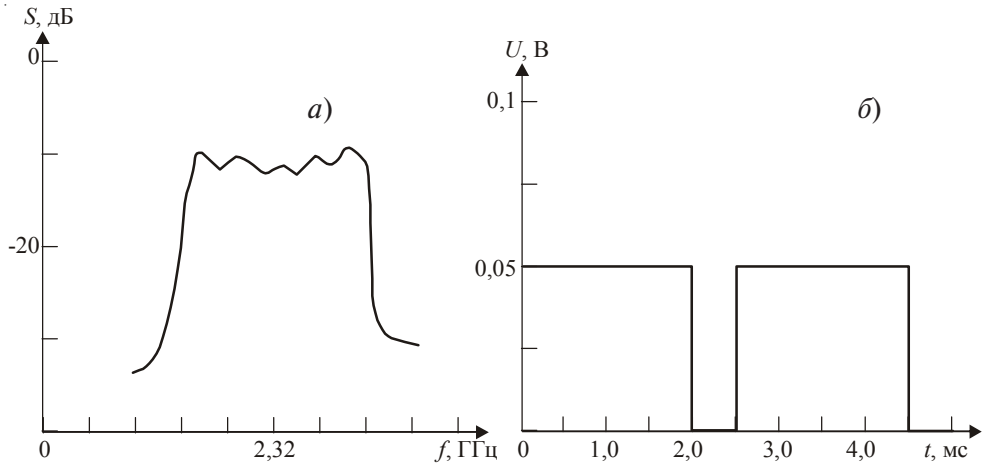


Рис. 10. Сигнал (цена деления по горизонтали 100 МГц) (*а*) и выделенный модуляционный сигнал (*б*) в канале 2,32 ГГц

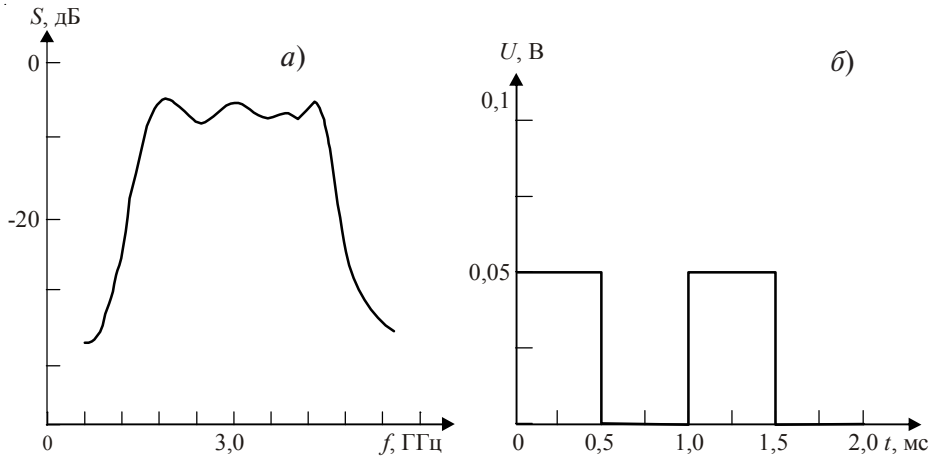


Рис. 11. Сигнал (цена деления по горизонтали 100 МГц) (*а*) и выделенный модуляционный сигнал (*б*) в канале 3,0 ГГц

1,65 ГГц промодулирован сигналом с длительностью импульса 500 мкс и частотой следования 2 кГц. Для канала с центральной частотой 2,32 ГГц сигнал промодулирован импульсом 2 мс с частотой повторения 2 кГц. Канал с центральной частотой 3,0 ГГц был промодулирован сигналом в виде меандра с длительностью 500 мкс.

Из эксперимента можно сделать заключение, что широкополосные шумоподобные сигналы можно использовать в многоканальной передаче информации в различных вариантах. Можно изменять количество каналов и виды модуляции, применять узкополосные и широкополосные сигналы, использовать другие варианты.

Работа проведена при поддержке РФФИ (проект № 07-02-00361).

ЛИТЕРАТУРА

1. Сверхширокополосная прямохаотическая передача информации в СВЧ-диапазоне / *А.С. Дмитриев* и др. // Письма в ЖТФ. – 2003. – Т. 29, вып. 2.

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

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

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

5. *Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т.* Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 1 и 2. – М.: Связь, 1971.

Статья поступила 3 июня 2011 г.

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ
авторов, опубликовавших свои работы в “СВЧ-технике” – первой серии научно-технического сборника “Электронная техника” в течение 2011 г.

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

Бакуменко А.В. V.I
Балыко А.К. I.1; III.7, 8
Балыко И.А. I.1
Баранов А.В. III.1
Борисов А.А. V.1
Бунин А.В. III.2, 3
Буторин В.М. III.4
Вишняков С.В. III.2
Воробьев А.А. II.1; III.5
Воробьева Е.В. II.1; III.6
Востров М.С. V.2, 3
Галдецкий А.В. II.1; III.5
Галина Н.М. V.1, 3
Геворкян В.М. III.2, 3
Герасименко С.В. III.10, 11
Голеницкий И.И. V.1
Дергунов Е.И. III.7, 8
Духина Н.Г. V.1
Дюбуа Б.Ч. V.1, 3, 4, 5, 6
Жданов Д.А. III.16
Жерновенков В.А. II.2
Закурдаев А.Д. V.2, 3
Земчихин Е.М. V.4
Зуева О.С. III.7
Игнатков К.А. III.15
Иовдальский В.А. III.9, 10, 11
Ипполитов В.М. V.3
Казанцев Ю.А. III.3
Каневский Е.Н. V.7
Капралова А.А. II.3
Каргин А.Н. V.10
Коваленко Ю.А. IV.1
Королев А.Н. V.6
Королев Д.С. IV.1
Корчагин И.П. II.4
Костылёва О.В. III.16
Кяргинский Б.Е. III.12
Лапин В.Г. III.13
Ларюкина Е.А. III.7, 8
Лебедева О.В. II.5
Лещенко М.П. V.7
Литвинюк И.Ю. V.1, 3
Лукашин В.М. III.13
Мазеев В.А. V.7
Мазеев Е.В. III.14
Макаров А.П. V.3
Манченко Л.В. III.10, 11
Мешков В.А. V.7, 8
Михалин С.Н. III.2
Михальченков А.Г. V.1
Моргунов В.Г. III.10, 11
Морозов О.А. V.10
Муллин В.В. V.9
Мякиньков В.Ю. III.7, 8
Носков В.Я. III.15
Пашковский А.Б. III.6
Петров К.И. III.13
Пименов А.В. V.7, 8
Плешанов С.А. V.7, 8
Покровский Е.Н. V.1
Полевич Г.А. V.2
Поливникова О.В. V.3, 4, 5
Пугнин В.И. V.4
Ратникова А.К. IV.2
Сафонова Е.О. III.7, 8
Сивяков Б.К. III.14
Смольский С.М. III.15
Соколов А.М. V.10
Сухорукова О.В. V.3
Темирязева М.П. V.1
Темнов А.М. III.13
Титов А.А. III.16
Трегубов В.Б. II.3
Турутин Ю.А. V.1
Фурсаев М.А. III.14
Харченко Л.А. V.7
Чистова Г.И. V.3, 4
Чугунов В.В. V.7
Чухарев И.В. II.6
Шалин Т.И. II.7
Щербаков Ф.Е. III.8
Юнаков А.Н. V.4

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.