
С О Д Е Р Ж А Н И Е

Выпуск 3(514)

2012

Твердотельная электроника

<i>Казанцев В.И., Платонов С.А., Сергеев В.Г.</i> – Распределение напряжений между транзисторами в высоковольтных твердотельных ключах, построенных по последовательной схеме	4
<i>Капралова А.А.</i> – Влияние промахов в задании длин проволочек монтажа транзисторов на характеристики усилителей мощности	13
<i>Носков В.Я., Игнатков К.А.</i> – Влияние внутренних параметров автодинных СВЧ-генераторов на их динамические характеристики	23
<i>Савельев С.В.</i> – Микроволновые хаотические колебания в системе на мощном биполярном транзисторе	41

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

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

ELEKTRONNAYA TEKNIKA

(Electronic Engineering)

SERIES 1

SVCH-TEKNIKA

(Microwave Engineering)

COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES

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

C O N T E N T S

Issue 3(514)

2012

Founded in 1950

Solid-state electronics

- Kazantsev V.I., Platonov S.A., Sergeyev V.G.* – The distribution of voltages among the transistors in high-voltage solid-state keys made according to sequential circuit 4
- Kapralova A.A.* – The influence of wire lengths assignment errors on hybrid microwave power amplifiers characteristics at transistor welding 13
- Noskov V.Ya., Ignatkov K.A.* – The influence of internal parameters of autodyne microwave oscillators on their dynamic characteristics 23
- Savelyev S.V.* – Microwave random oscillations in a system on power bipolar transistor 41

ZAO «RPC «Almaz – Phasotron» – 15 years in the market of science-consuming technologies

- Posadsky V.N.* – ZAO «RPC «Almaz – Phasotron» (Saratov) – 15 years 46
- Barinov D.A., Kolomeitsev V.A., Posadsky V.N.* – A broadband frequency synthesizer with a fast tuning and high spectrum purity 50

<i>Barinov D.A., Kolomeitsev V.A., Mikheev A.S. – Peculiarities of waveform shaping with a phase-shift keying and nanosecond duration</i>	59
<i>Grishin V.S., Derunov A.V., Zheleznov B.M., Nikolaeva T.A., Khudolozhkin V.O., Shalaginov M.S. – The experience of developing microwave solid-state modules – frequency converters for driving oscillators of Doppler radars</i>	63
<i>Usanov D.A., Nikitov S.A., Scripal A.V., Gorbatov S.S., Ponomarev D.V., Frolov A.P., Kvas-ko V.U. – Near-field microwave microscopy of metal – dielectric nanostructures</i>	71
<i>Baikin A.V., Kuzmin U.A., Tyazhlov V.S. – X-range multifunctional broad-band signal shaper of onboard radar driving oscillator with a low level of discrete components</i>	82
<i>Buterin A.V., Ezopov A.V. – Microwave power control in X-range pulsed amplifiers</i>	87

ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.373.5

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЙ МЕЖДУ ТРАНЗИСТОРАМИ В ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ КЛЮЧАХ, ПОСТРОЕННЫХ ПО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ СХЕМЕ

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

МГТУ им. Н.Э. Баумана, г. Москва

Рассматриваются вопросы построения высоковольтных твердотельных ключей, построенных по последовательной схеме и используемых в модуляторах мощных электровакуумных СВЧ усилительных и генераторных приборов. Дана оценка паразитным параметрам схемы ключа, влияющим на распределение напряжений между его транзисторами. Предлагается способ уменьшения разброса падений напряжения на транзисторах.

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

The issues of making high-voltage solid-state keys, built according to sequential circuit, which are used in modulators of power electrovacuum microwave amplifying and oscillating devices, are considered. Stray parameters of the key circuit having an influence on the distribution of voltages among its transistors were assessed. A way of decreasing the spread of voltage drops at transistors is proposed.

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

Высоковольтные твердотельные ключи являются основными элементами современных модуляторов СВЧ, которые используются в мощных импульсных радиопередающих системах (РПДС) радиолокационных станций (РЛС). В состав выходных каскадов РПДС входят генераторные и усилительные электровакуумные приборы (ЭВП): магнетроны; клистроны; лампы бегущей волны (ЛБВ) [1].

По особенностям нагрузки и режимам работы различают два вида модуляторов [2–6]: анодные и сеточные. Анодные модуляторы осуществляют коммутацию полного напряжения питания электровакуумного прибора и могут быть одноктактными (для магнетронов) или двухтактными (для клистронов и ЛБВ). На рис. 1 представлены структурные схемы анодных модуляторов. Одноктактные модуляторы (рис. 1, а) формируют фронт импульса и его плоскую часть. Спад импульса происходит за счет разрядного резистора, через который разряжаются паразитные емкости. Двухтактные модуляторы (рис. 1, б) формируют как фронт, так и спад импульса. Через ключи анодного модулятора протекает полный катодный ток ЭВП.

Сеточные модуляторы осуществляют коммутацию сравнительно небольшого напряжения на управляющем электроде лампы, но находятся при этом под высоким потенциалом катода.

На рис. 2 представлена структурная схема сеточного модулятора. Такие модуляторы должны быть двухтактными, так как необходимо жестко формировать фронт и спад импульса управления лампой.

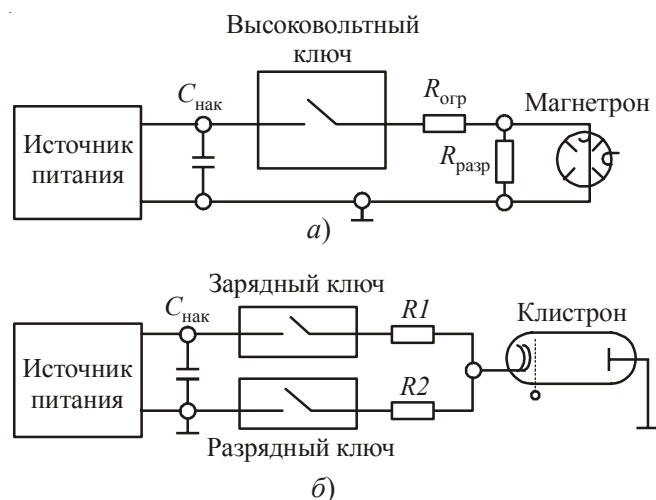


Рис. 1. Структурные схемы однотактного (а) и двухтактного (б) анодных модуляторов

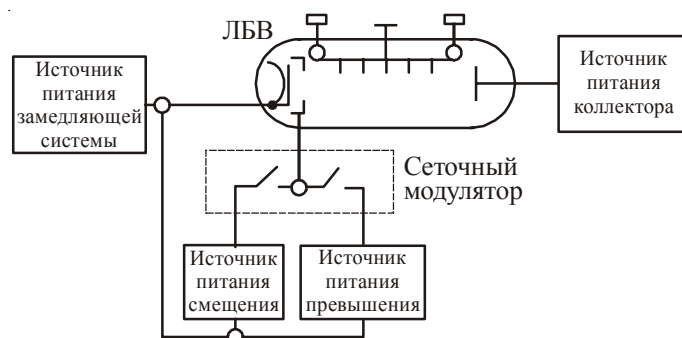


Рис. 2. Структурная схема сеточного модулятора

Сеточная модуляция выгодно отличается от анодной меньшими управляющими напряжениями и, как следствие, меньшими потерями на перезарядку паразитных емкостей. Так как по цепи управляющего электрода протекает сравнительно небольшой ток (порядка единиц миллиампер), то основной вклад в мощность потерь здесь вносят токи перезарядки паразитной емкости, протекающие на фронте импульса и его спаде. Благодаря этому, при сеточной модуляции удастся получить высокие частоты повторения импульсов (вплоть до 1 МГц) при допустимых потерях. Однако в случае использования ЭВП с управляющим электродом увеличивается вероятность возникновения пробоя внутри ЭВП, так как высокое ускоряющее напряжение непрерывно приложено между катодом и корпусом прибора. К ЭВП с анодной модуляцией во время пауз между импульсами ускоряющее напряжение не прикладывается. Необходимость подавать напряжение питания на накальные цепи увеличивает паразитную емкость нагрузки и затягивает переходные процессы на фронте и спаде импульса.

Рассмотрим подробнее высоковольтные твердотельные ключи. Ранее в качестве коммутирующих приборов в модуляторах использовались мощные импульсные электровакуумные лам-

пы, в основном тетроды [1, 3]. Они обеспечивают высокое быстродействие и мощность, однако не удовлетворяют требованиям по надежности – срок их службы весьма ограничен. Кроме того, в открытом состоянии падение напряжения на ключевых лампах слишком велико. Определенные затруднения возникают и с питанием оказывающихся под высоким потенциалом накальных цепей ключа.

Современные требования к многофункциональным РЛС заставляют переходить от модуляторов, построенных на лампах, к твердотельным [2–4]. Дискретные полупроводниковые приборы не способны работать с напряжениями порядка десятков киловольт. Поэтому для переключения таких напряжений используют их последовательное включение. На рис. 3 приведена структурная схема твердотельного ключа, построенного по последовательной схеме на базе полевых транзисторов с изолированным затвором (МОП-транзисторов).

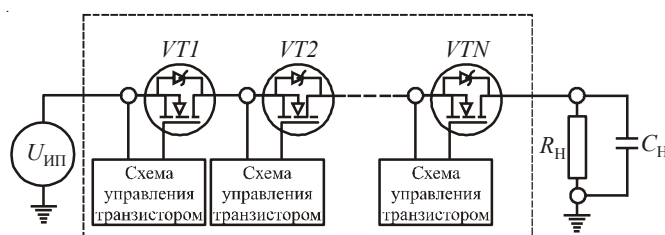


Рис. 3. Структурная схема высоковольтного твердотельного ключа, построенного по последовательной схеме

Использование таких схем позволяет создавать твердотельные ключи практически на любые напряжения. Однако при их конструировании необходимо решить ряд задач: а) обеспечить электропрочность конструкции ключа и теплоотвод от его высокопотенциальных элементов; б) обеспечить одновременное управление отдельными транзисторами; в) устранить возможные перенапряжения на отдельных транзисторах в ключе.

Электропрочность ключа, как правило, обеспечивается заливкой объема ключа электроизоляционными материалами (компаундами или кремнийорганическими жидкостями). Компаунды чаще всего обладают плохой теплопроводностью (около 1 Вт/(м·К)). Приходится устанавливать транзисторы ключа на специальные подложки, изготовленные из теплопроводной керамики, через которую обеспечивается отвод теплоты из объема ключа. Использование жидких диэлектриков позволяет одновременно обеспечить электроизоляцию и теплоотвод, однако в этом случае необходимо решить ряд технических проблем, связанных с герметизацией объема ключа и компенсацией тепловых расширений жидкого диэлектрика. Поэтому практически удобнее использовать компаундирование.

Управление отдельными транзисторами осуществляет специальная схема. Она формирует управляющие напряжения на входных электродах всех транзисторов, соответствующие внешнему управляющему сигналу. Схема управления должна обеспечивать синхронность управляющих напряжений на всех транзисторах. В дальнейшем будем считать, что условие синхронности обеспечивается правильным выбором схемы управления и тщательно продуманной конструкцией модулятора [6–9].

Процесс работы твердотельного ключа можно разделить на четыре стадии: закрытое состояние; формирование фронта импульса; формирование плоской части импульса; формирование спада импульса.

В закрытом состоянии внутреннее сопротивление транзисторов составляет от 1 МОм до 10 ГОм, что, как правило, много больше сопротивления нагрузки. В этом случае к ключу прикладывается напряжение источника питания, при этом падение напряжения на каждом отдельном транзисторе близко к максимально допустимому для него. В случае, если напряжение на отдельном транзисторе превысит максимально допустимое значение, он может выйти из строя, что в скором времени приведет к выходу из строя всего ключа. Следовательно, требуется устранить разброс падений напряжения на транзисторах.

При формировании фронта импульса сопротивления транзисторов уменьшаются от максимального значения до минимального, падения напряжений на транзисторах уменьшаются от установившегося в закрытом состоянии значения до минимального. Длительность фронта определяется емкостью нагрузки и характеристиками транзисторов, составляющих ключ.

Во время формирования плоской части импульса сумма сопротивлений $R_{\text{си}}$ много меньше сопротивления нагрузки, падение напряжения на транзисторах незначительно (менее 5 В) и суммарное падение напряжения на ключе меньше максимально допустимого напряжения для одного транзистора. То есть разброс внутренних сопротивлений транзисторов в открытом состоянии не представляет опасности.

При формировании спада импульса напряжения на транзисторах начинают нарастать до значений, определяемых выходными емкостями транзисторов и паразитными емкостями на корпус. Длительность спада для одноконтурной схемы питания определяется характером нагрузки ($R_{\text{н}}$ и $C_{\text{н}}$). После окончания переходных процессов на спаде импульса падения напряжений на транзисторах стремятся к значениям, устанавливающимся в закрытом состоянии. Процесс установления стационарного значения напряжений на транзисторах протекает с постоянной времени, характерной для R – C -цепочек, образованных выходными емкостями транзисторов и их сопротивлениями в закрытом состоянии, и может длиться от 100 мкс до 100 мс. На рис. 4 приведена упрощенная эквивалентная схема соединения источника питания, твердотельного ключа и нагрузки, учитывающая названные выше параметры. Здесь $U_{\text{си}}$ – напряжение «сток–исток» отдельного транзистора; $C_{\text{си}}(U_{\text{си}})$ – выходная емкость транзистора, зависящая от напряжения «сток–исток»; $C_{\text{н}}$ – емкость нагрузки; $R_{\text{си}}$ – сопротивление транзистора между стоком и истоком; $R_{\text{н}}$ – сопротивление нагрузки; $U_{\text{ип}}$ – напряжение источника питания. Как правило, период повторения импульсов меньше времени установления стационарного состояния, поэтому начальные условия при формировании фронта импульса могут отличаться друг от друга и зависят от длительности паузы между соседними импульсами.

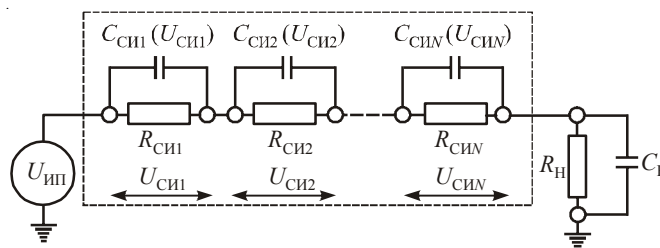


Рис. 4. Упрощенная эквивалентная схема твердотельного ключа с нагрузкой

Учитывая сказанное выше, необходимо стремиться к одинаковому падению напряжений на транзисторах после спада импульса. В данной статье рассмотрены процессы, протекающие во

время формирования спада и влияющие на характер распределения падений напряжения на транзисторах.

В динамическом режиме распределение напряжений между транзисторами определяется разбросом значений входных и выходных емкостей транзисторов, паразитными емкостями металлических оснований корпусов транзисторов (как правило, подключенных к стоку) на корпус ключа. Разброс значений входных емкостей приводит к неодновременному изменению напряжений на управляющих электродах транзисторов. В результате их открытие и закрытие происходит в различные моменты времени. Это приводит к тому, что некоторые транзисторы в ключе могут быть открытыми, а остальные – закрытыми. При этом напряжение, прикладываемое к ключу, будет падать только на закрытых транзисторах, что вызывает перенапряжение на них. Разброс значений входных емкостей обусловлен технологическими неточностями изготовления кристаллов транзисторов. Как правило, внутри одной партии транзисторов разброс этого параметра не превышает 2 %, что существенно не влияет на работу ключа. Поэтому в дальнейшем будем считать, что входные емкости всех транзисторов в ключе одинаковы.

Из-за разброса значений выходных емкостей в моменты времени, следующие за закрытием транзисторов, падения напряжений на них будут определяться параметрами емкостного делителя, образованного в том числе и этими емкостями. Величина выходной емкости транзистора нелинейно зависит от напряжения, прикладываемого к выходным электродам транзистора. Эта зависимость подробно рассмотрена в [10]. Аналогично входной емкости разброс значений выходной емкости при одинаковых напряжениях между стоком и истоком определяется технологическими погрешностями, и для транзисторов из одной партии величина разброса этого параметра пренебрежимо мала. В дальнейшем будем считать, что выходные емкости транзисторов одинаковы и определяются только падением напряжения на конкретном транзисторе.

На рис. 5 показана схема твердотельного ключа с учетом паразитных емкостей $C_{я}$ транзисторов каждой ячейки на корпус ключа. Величина емкости $C_{я}$ определяется конструкцией ключа и характеристиками электроизоляционных материалов. В случае применения транзисторов, собранных в корпусах типа TO220 или TO247, расположенных на расстоянии 20...50 мм до металлических поверхностей корпуса ключа и залитых кремнийорганическим компаундом, паразитная емкость каждой ячейки на корпус составляет 0,1...2 пФ. При использовании конструкции ключа, когда транзисторы прижимаются через теплопроводную керамику толщиной 2...5 мм непосредственно к корпусу ключа (радиатору), паразитная емкость каждой ячейки обычно составляет 2...20 пФ.

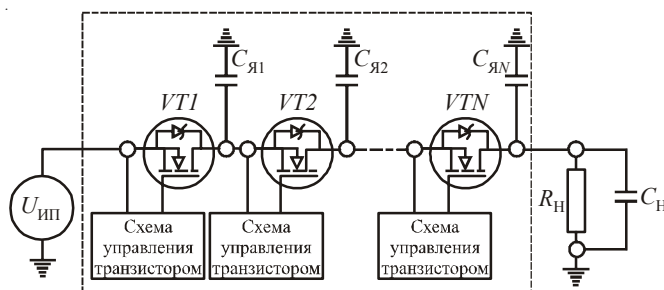


Рис. 5. Структурная схема твердотельного ключа с нагрузкой с учетом паразитных емкостей транзисторов на корпус

При прохождении фронта и спада импульса паразитная емкость $C_{\text{я}}$ перезаряжается до определенного для каждого транзистора напряжения. Наличие этой емкости приводит к тому, что напряжение, прикладываемое к ключу, в динамическом режиме распределяется между транзисторами не одинаково. Учитывая, что выходная емкость транзисторов нелинейна и зависит от напряжения между выходными электродами, сложно рассчитать аналитически распределение напряжений между транзисторами.

Для численного анализа распределения напряжений между транзисторами в твердотельных ключах была построена его математическая модель. Использовалась схема, показанная на рис. 5 и включающая паразитные емкости корпусов транзисторов на корпус ключа. При ее анализе применялись уравнения Кирхгофа с методом узловых потенциалов и контурных токов. В модель ячейки включалась также модель МОП-транзистора, показанная на рис. 6. Транзисторы считались одинаковыми, то есть технологический разброс параметров не учитывался.

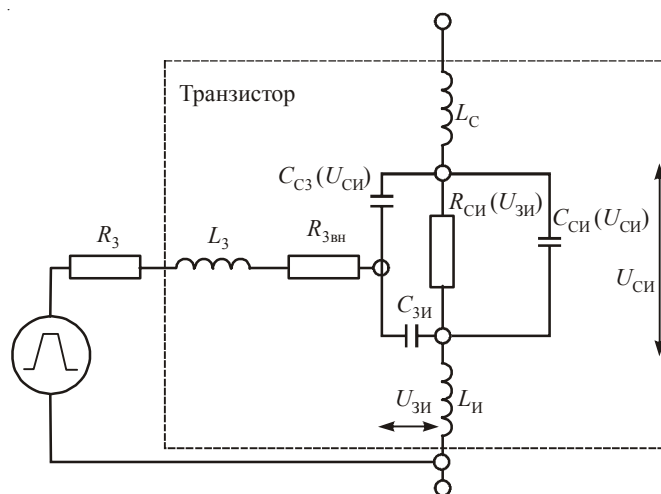


Рис. 6. Эквивалентная схема МОП-транзистора с цепями управления

С данной моделью был проведен машинный эксперимент при следующих условиях: марка транзистора – SPP11N80C3; максимальное рабочее напряжение транзистора – 800 В; напряжение источника питания – 6000 В; количество транзисторов в ключе – 10; емкость корпуса каждого транзистора на корпус ключа – 1 пФ, 2 пФ или 4 пФ; емкость нагрузки – 20 пФ; сопротивление нагрузки – 1 кОм; длительность управляющего импульса – 100 нс.

Измерение напряжений проводилось через 250 нс после закрытия транзисторов, когда переходные процессы распределения напряжений между транзисторами завершены. На рис. 7 приведены временные зависимости напряжения на транзисторах после их закрытия.

Результаты расчета распределения падений напряжения на транзисторах приведены на рис. 8. Видно, что характер распределения напряжений между транзисторами нелинейный, близкий к квадратичному. Напряжение, прикладываемое к транзисторам, расположенным «ближе» к нагрузке, больше, чем на остальных. Разброс напряжений относительно минимального значения составляет: 40 % для паразитной емкости $C_{\text{я}} = 1$ пФ; 87 % для $C_{\text{я}} = 2$ пФ; 195 % для $C_{\text{я}} = 4$ пФ. Для случаев $C_{\text{я}} = 2$ пФ и $C_{\text{я}} = 4$ пФ напряжение на транзисторах превышает максимально допустимое.

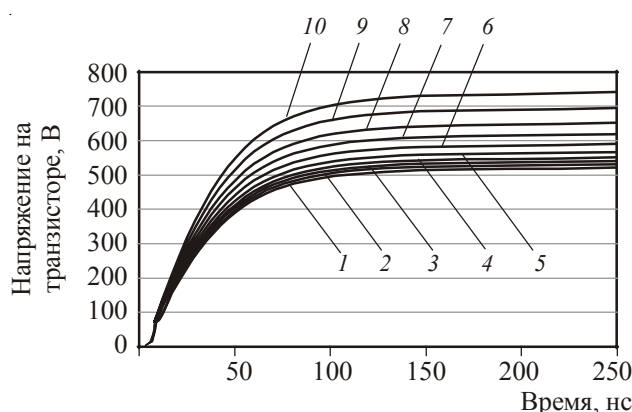


Рис. 7. Зависимости напряжений на транзисторах ($N = 1 \dots 10$) от времени при $C_{\text{я}} = 1$ пФ

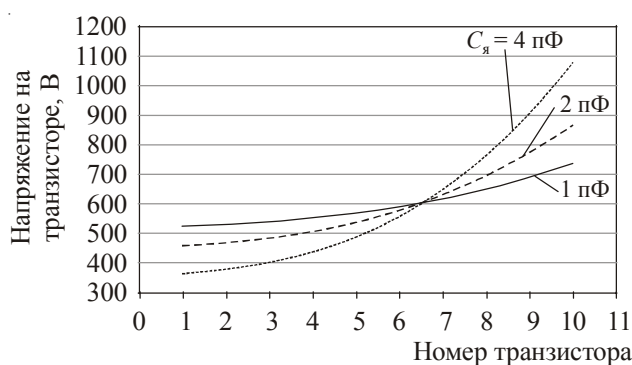


Рис. 8. Распределение падений напряжения на транзисторах при разных значениях паразитных емкостей транзисторов на корпус ключа

Предположив, что электрический заряд, распределяемый между транзисторами, постоянен и зависит только от величин выходных емкостей транзисторов и паразитных емкостей транзисторов на корпус, увеличим выходную емкость транзисторов, подключив параллельно к ним конденсаторы, емкости которых будут нелинейно возрастать в зависимости от номера транзистора. Расчет емкости, подключаемой в каждую ячейку, производился по эмпирически полученной формуле:

$$C_N = (C_{\text{я}}/2)N^2,$$

где N – номер ячейки.

Из-за наличия дополнительной выходной емкости напряжение на транзисторах с большим номером нарастает до меньшего значения. На рис. 9 приведена схема ключа с дополнительными емкостями.

Результаты моделирования распределения напряжений для данной схемы приведены на рис. 10.

Видно, что напряжения на транзисторах в этом случае отличаются друг от друга незначительно. Разброс напряжений составляет: 3 % для $C_{\text{я}} = 1$ пФ; 5 % для $C_{\text{я}} = 2$ пФ; 8,2 % для $C_{\text{я}} = 4$ пФ.

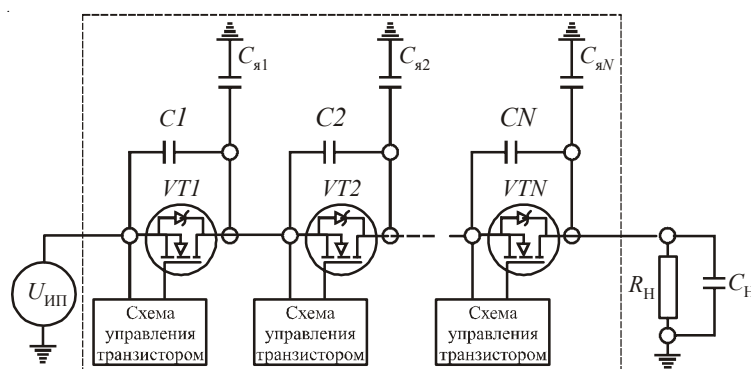


Рис. 9. Структурная схема твердотельного ключа с дополнительными емкостями

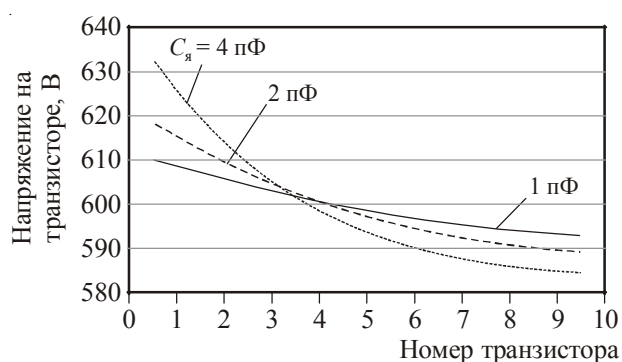


Рис. 10. Распределение напряжений между транзисторами при подключении дополнительных конденсаторов

Из полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Наличие паразитных емкостей транзисторов на корпус ключа приводит к разности падений напряжения на отдельных транзисторах. Чем больше величина этой емкости, тем больше разность напряжений.

2. Применение дополнительных конденсаторов, величина которых рассчитывается по формуле (1), подключенных параллельно транзисторам высоковольтного твердотельного ключа, позволяет значительно уменьшить разброс напряжений на транзисторах. Это, в свою очередь, уменьшает вероятность возникновения перенапряжений на транзисторах, которые могут привести к выходу из строя транзисторов. В результате повышается надежность работы твердотельных ключей.

Эти выводы неоднократно проверялись при проектировании и наладке высоковольтных твердотельных ключей, использованных в различных РПДС. Их справедливость подтвердилась положительными результатами высоковольтных испытаний.

ЛИТЕРАТУРА

1. Передающие устройства СВЧ: учеб. пособие для радиотехнич. спец. вузов / М.В. Вамберский, В.И. Казанцев, С.А. Шелухин; под ред. М.В. Вамберского – М.: Высш. шк., 1984. – 448 с.
2. Solid-state high voltage pulse modulators for high power microwave applications / Dr. Marcel P.J. Gaudreau, Dr. Jeffrey Casey, J. Michael Mulvaney, Michael A. Kempkes. – Diversified Technologies, Inc., Bedford, MA 01730 USA.
3. High performance, solid-state high voltage radar modulators / M. Gaudreau, J. Casey, P. Brown, T. Hawkey, J. Mulvaney, M. Kempkes. – Diversified Technologies, Inc. 35 Wiggins Avenue, Bedford, MA USA.
4. Solid-state radar modulators / Dr. Marcel P.J. Gaudreau, Dr. Jeffrey A. Casey, J. Michael Mulvaney, Michael A. Kempkes. – Diversified Technologies, Inc., Bedford, MA 01730, USA.
5. Патент 2010/0135047 A1 US. High-voltage modulator system / W. Lawrence, Daniel Goluszek. – Jun. 3, 2010.
6. Казанцев В.И. Практика разработки современных радиопередающих систем для мощных импульсных РЛС СВЧ- и КВЧ-диапазонов // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. – 2009. – Спец. выпуск № 2.
7. Пат. 2339185 РФ. Высоковольтный импульсный модулятор со стабилизацией амплитуды импульсов и электронный ключ для него (варианты) / В.А. Алексеев, В.И. Казанцев, В.Г. Сергеев, П.М. Хижняков, А.М. Швагерев.
8. Радиопередающие системы для мощных импульсных РЛС / В.И. Казанцев, В.А. Алексеев, В.Г. Сергеев, П.М. Хижняков // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. – 2009. – Спец. выпуск № 2.
9. Пат. 2315387 РФ. Высоковольтная система электропитания (варианты) и электронный ключ для нее / В.А. Алексеев, В.И. Казанцев, В.Г. Сергеев, П.М. Хижняков, А.М. Швагерев.
10. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2001. – 384 с.

Статья поступила 5 мая 2012 г.

НОВЫЕ КНИГИ

СИЛИН Р.А. Проектирование интегральных схем СВЧ (пассивные устройства). – М.: ИД «Медпрактика», 2012. – 148 с.

В книге описаны основные свойства и характеристики пассивных узлов интегральных схем СВЧ. В основе изложения лежит теория многополюсников в сочетании для большинства узлов с теоремой взаимности и условием отсутствия потерь. Кроме того, описаны свойства полосковых линий, рассмотрены условия возникновения высших типов волн, границы применимости квазистатического метода расчета, причины возникновения паразитных колебаний в интегральных устройствах и способы борьбы с ними. Знание свойств и характеристик пассивных узлов необходимо для грамотного проектирования и конструирования интегральных схем СВЧ. Книга снабжена контрольными вопросами и упражнениями, способствующими лучшему усвоению материала. Она рассчитана на студентов и аспирантов, обучающихся по специальности «Полупроводниковые приборы», и полезна также специалистам, занимающимся проектированием и конструированием интегральных схем СВЧ. В приложениях описаны способы расчета полосковых линий, выходящие за рамки учебной программы вуза и предназначенные для более продвинутых читателей.

УДК 621.382.3

ВЛИЯНИЕ ПРОМАХОВ В ЗАДАНИИ ДЛИН ПРОВОЛОЧЕК РАЗВАРКИ ТРАНЗИСТОРОВ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ГИБРИДНЫХ СВЧ-УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

А. А. Капралова

ФГУП «НПП «ИСТОК», г. Фрязино

Представлены результаты измерений проволочек разварки транзисторов для группы 3- и 10-ваттных усилителей мощности. Обнаружено, что для каждой сборки кроме случайной погрешности, связанной с точностью разварочного аппарата, существует большая погрешность (промах), своя для каждого прибора, которая во много раз превосходит случайную. Исследовано влияние промахов в задании длины проволочки на характеристики мощных усилителей X-диапазона. Показано, что промахи могут приводить к смещению рабочей частоты прибора более чем на 1 ГГц и изменяют выходную мощность в 2 раза.

КС: усилитель, разварка, транзистор, длина проволочки, промах, влияние

The results of wire measurements at transistor wiring for a group of 3W and 10W power amplifiers are presented. It was found out that for each wiring except for an accidental error connected to the accuracy of the welder there is a large inaccuracy (error) individual for each device which surpasses several times the accidental one. The influence of wire length assignment errors on X-range power amplifiers characteristics was investigated. It was shown that such inaccuracies may lead to the shift of the device operating frequency by more than 1 GHz and change the output power by a factor of 2.

Keywords: amplifier, wiring, transistor, wire length, inaccuracy, influence

1. ВВЕДЕНИЕ

Серийный выпуск ГИС СВЧ практически невозможен без отлаженного процесса монтажа. Поэтому качество сборки является одной из очень серьезных проблем, с которой сталкиваются все производители гибридных высокочастотных усилителей мощности. Одним из процессов сборки, на который стоит обратить особое внимание, является разварка проволочек на транзистор. Как известно, рабочая частота усилителя и его выходная мощность сильно зависят даже от небольших изменений импеданса на входе и выходе транзистора, а изменение длины проволочки может вносить существенный вклад в согласующий импеданс [1, 2]. В гибридных усилителях мощности, где необходимо большое количество проволочек, разварка происходит с помощью специальных аппаратов, которые, на первый взгляд, позволяют практически полностью избежать проблем, связанных с разбросами. Предполагается, что в этом случае оператор точно задает длину проволочки и местоположение точек приварки. Однако в случае с гибридными схемами мощных усилителей этот процесс имеет ряд трудностей. Из-за погрешностей монтажа транзисторов и согласующих плат, размеры которых часто бывают достаточно большими (платы – около 10 мм, транзисторные чипы – около 2 мм), платы с согласующими элементами не всегда плотно прилегают к пьедесталу, на котором находится

транзистор, что вынуждает оператора увеличивать длину проволоочки. Также возможна неровная посадка плат, что приводит к различиям в длине проволок по длине пьедестала. Кроме того, в разварочных аппаратах длина проволоки задается в относительных единицах, и при неточной калибровке это приводит к значительной погрешности, различной для каждого аппарата. Таким образом, к незначительной случайной (аппаратной) погрешности в длине проволоочки, связанной с точностью конкретного аппарата, может добавляться довольно большой сдвиг (для каждого отдельного усилителя свой), связанный как с особенностями монтажа каждого конкретного усилителя, так и с человеческим фактором (оператор произвольно меняет длину или характерную точку монтажа). В статистике такие, в какой-то мере случайные факторы, связанные с грубыми ошибками в ходе эксперимента, называют промахами.

Для стабилизации серийного производства и существенного облегчения процесса проектирования необходимо определить конкретные значения промахов и случайной погрешности в длинах проволок для конкретных серийных изделий, выяснить их влияние на характеристики современных мощных гибридных усилителей, а также принять меры по полному устранению промахов.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ

В современных мощных гибридных усилителях и внутрисогласованных транзисторах для согласования импедансов используют отрезки микрополосковых линий, выполненные на подложке из керамики с большой диэлектрической проницаемостью ($\epsilon \approx 80$, керамика БСТ). Кристаллы мощных транзисторов монтируются на металлический (обычно медный) пьедестал [1, 3–6] и развариваются проволоками. Из-за особенностей монтажа зазор между керамической «вставкой» и пьедесталом может быть разного размера. Как пример, на рис.1 приведена фотография мощного 10-ваттного усилителя.

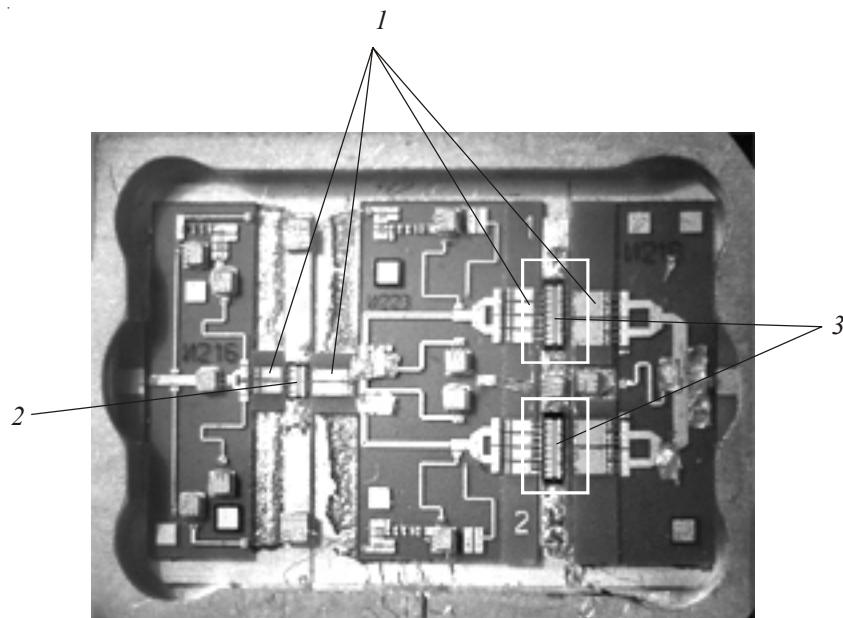


Рис. 1. Десятиваттный усилитель мощности:

1 – керамические «вставки»; 2 – транзистор первого каскада; 3 – транзисторы второго каскада

Как видно из рисунка, во втором каскаде усилителя зазоры у первого и второго транзисторов различаются, а следовательно, может различаться и длина проволоочек.

Без использования специального оборудования, например с помощью обычного оптического микроскопа с измерительной шкалой, точно измерить длину проволоочки достаточно сложно. Поэтому для измерений использовалась цифровая камера зондовой станции Summit 12000, точность измерений которой – менее 1 мкм.

Даже в этом случае с измерением реальной длины возникают определенные трудности. Дело в том, что проволоочка имеет толщину 18 мкм, сложную геометрию, а начало и конец проволоочки находятся на разных высотах, что дополнительно усложняет процедуру измерений (невозможно навести камеру одновременно на начало и конец проволоочки, и поэтому точность измерений проволоочки ниже точности измерений камеры).

В данной работе реальная длина определялась из измерений геометрии проволоочки под углом 45° (рис. 2), а потом рассчитывалась по соответствующим формулам.

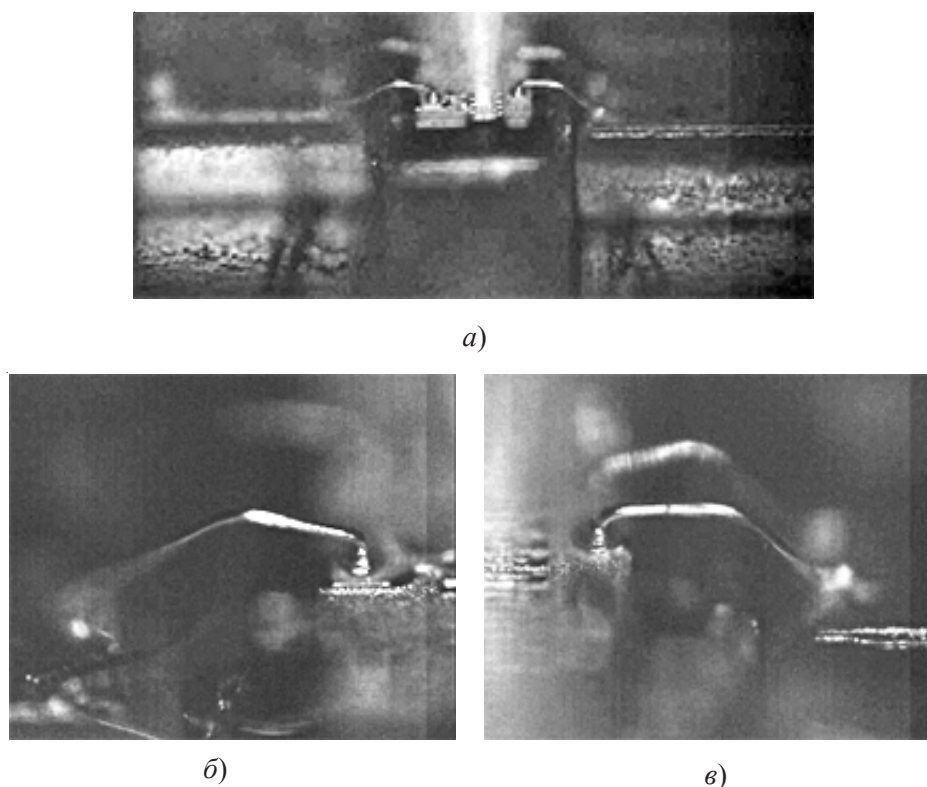


Рис. 2. Вид проволочек через камеру зондовой станции под углом 45°:
а – общий вид транзистора с проволочками; б – отдельно проволочка затвора;
в – проволочка стока

На рис. 3, а показано схематическое изображение проекции проволоочки на фокальную плоскость камеры зондовой станции. Проволочки имели достаточно разнообразную геометрию. Здесь приведен наиболее часто встречающийся вид. Для него формула расчета реальной длины выглядит следующим образом:

$$L_{\text{реал}} = \sqrt{2}h + b + \sqrt{(L-b)^2 + 2H^2}.$$

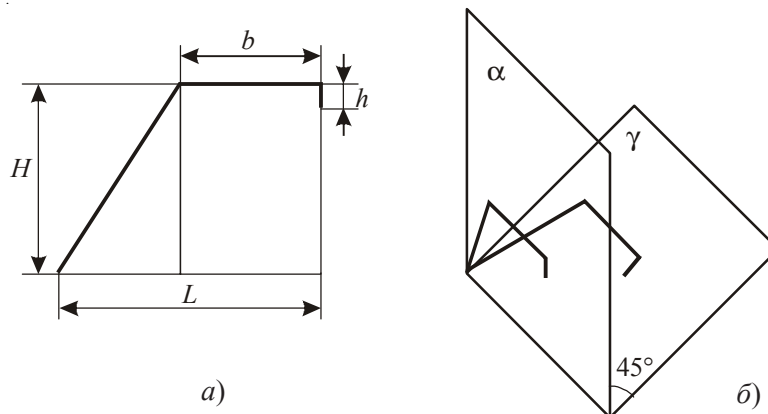


Рис. 3. Схематическое изображение проволочки
(α – фокальная плоскость камеры, γ – плоскость, в которой лежит реальная проволочка):
 a – в плоскости α ; b – в плоскостях α и γ

Для других геометрий использовались аналогичные формулы.

Были проведены измерения проволочек на стоке и затворе транзистора для 3-ваттных (12 шт.) и 10-ваттных (2 шт.) усилителей мощности в корпусе и на основании. Диаграммы распределения проволочек разварки по длинам представлены на рис. 4, 5.

Рис. 4. Распределение проволоок разварки затворов транзисторов мощных усилителей по длинам

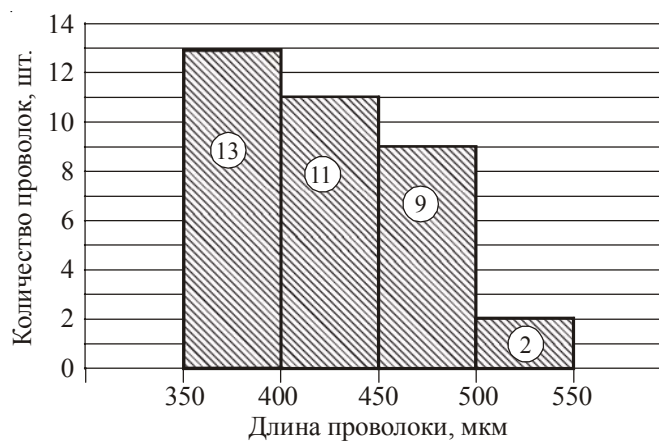
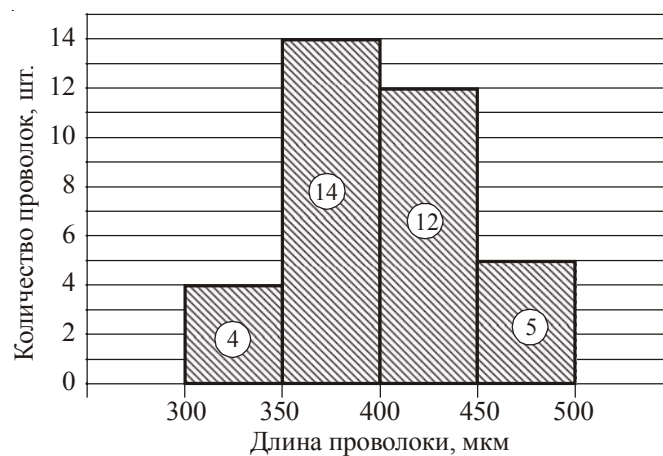


Рис. 5. Распределение проволоок разварки стоков транзисторов мощных усилителей по длинам



Наблюдается сильный разброс длин проволочек. Длина проволочек на затворе L_z колеблется в диапазоне 350...550 мкм, на стоке $L_c = 300...500$ мкм, то есть характерный разброс длины составляет более 150 мкм.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ

Рассмотрим влияние такого различия в длинах проволочек на характеристики усилителей мощности X -диапазона.

На рис. 6 представлен 3-ваттный усилитель мощности (УМ-3).

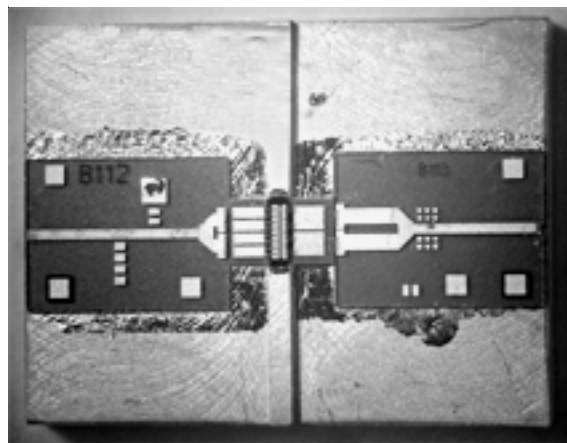


Рис. 6. Трехваттный усилитель мощности

В состав конструкции УМ-3 входят: две согласующие поликоровые платы с делителем (на входе) и сумматором (на выходе), две платы из керамики БСТ с микрополосковыми линиями из сплава золота и кристалл мощного транзистора производства ФГУП «НПП «Исток». Транзистор имеет затвор длиной 0,25 мкм и общей шириной 4,8 мм (4 секции по 1,2 мм, длина «пальца» – 50 мкм) и разваривается 16-ю проволочками.

Рассматривались четыре граничные ситуации, когда транзистор разварен на затворе и стоке проволочками размером:

- 1) $L_z = L_c = 350$ мкм;
- 2) $L_z = L_c = 500$ мкм;
- 3) $L_z = 500$ мкм, $L_c = 350$ мкм;
- 4) $L_z = 350$ мкм, $L_c = 500$ мкм.

Сравнение результатов расчета мощности 3-ваттного усилителя во всех предложенных вариантах представлено на рис. 7.

Видно, что в рассмотренных случаях смещение центральной частоты доходит до 800 МГц, а изменение мощности – до 500 мВт.

Затем аналогичный расчет был проведен для 10-ваттного (УМ-10) и 15-ваттного (УМ-15) усилителей мощности. Внешний вид усилителей приведен на рис. 1 и 8.

УМ-10 состоит из двух каскадов, во втором каскаде складываются мощности двух транзисторов. В состав конструкции усилителя входят: три поликоровые платы с делителями и сумматорами, шесть плат из керамики БСТ с микрополосковыми линиями из сплава золота и три

кристалла мощных транзисторов производства ФГУП «НПП «Исток». Транзисторы имеют затворы длиной 0,25 мкм. В первом каскаде транзистор имеет затвор общей шириной 3,36 мм (2 секции по 1,68 мм, длина «пальца» – 70 мкм), во втором оба транзистора – по 10,08 мм (4 секции по 2,52 мм, длина «пальца» – 105 мкм). Все транзисторы развариваются проволочками.

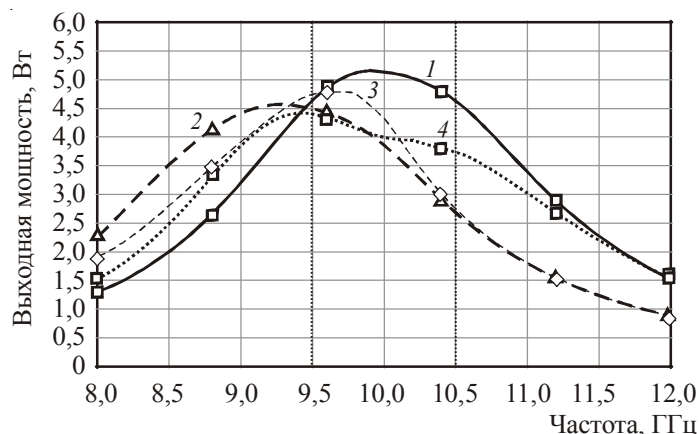


Рис. 7. Зависимости выходной мощности от частоты при $P_{\text{вх}} = 27$ дБ·мВт для 3-ваттного усилителя мощности:
 1 – $L_3 = 350$ мкм, $L_c = 350$ мкм; 2 – $L_3 = 500$ мкм, $L_c = 500$ мкм;
 3 – $L_3 = 500$ мкм, $L_c = 350$ мкм; 4 – $L_3 = 350$ мкм, $L_c = 500$ мкм

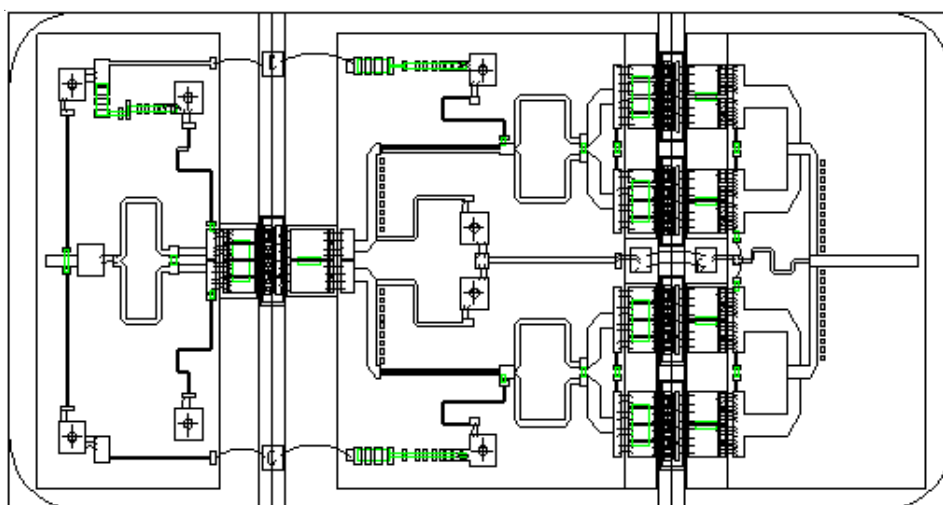


Рис. 8. Топология 15-ваттного усилителя

УМ-15 состоит из двух каскадов, во втором каскаде складываются мощности четырех транзисторов. В состав конструкции УМ-15 также входят три поликоровые платы с делителями и сумматорами, шесть плат из керамики БСТ с микрополосковыми линиями из сплава золота и пять кристаллов мощных транзисторов производства ФГУП «НПП «Исток». Транзисторы имеют затворы длиной 0,25 мкм и общей шириной 6,72 мм (4 секции по 1,68 мм, длина «пальца» – 70 мкм) и развариваются проволочками.

На рис. 9, 10 представлены результаты расчетов мощности для этих двух усилителей в предложенных четырех вариантах длин проволочек.

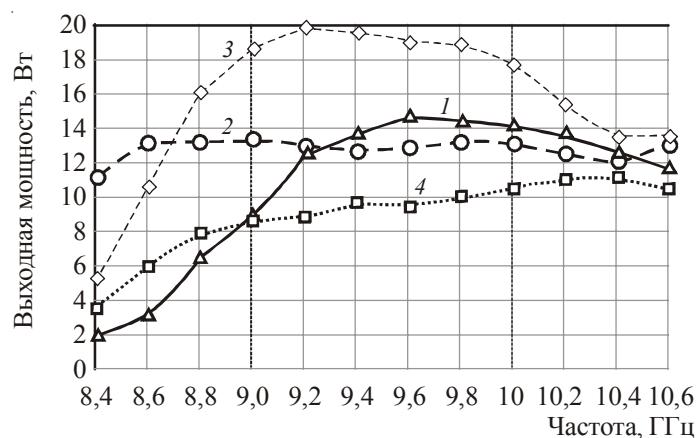


Рис. 9. Зависимости выходной мощности от частоты при $P_{\text{вх}} = 27$ дБ·мВт для 10-ваттного усилителя мощности:
 1 — $L_3 = 350$ мкм, $L_c = 350$ мкм; 2 — $L_3 = 500$ мкм, $L_c = 500$ мкм;
 3 — $L_3 = 500$ мкм, $L_c = 350$ мкм; 4 — $L_3 = 350$ мкм, $L_c = 500$ мкм

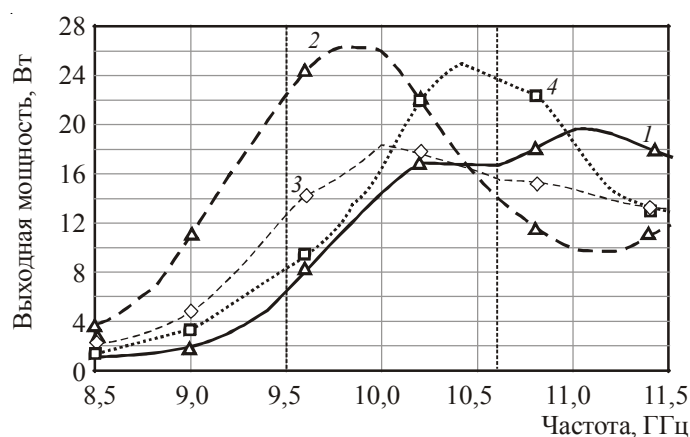


Рис. 10. Зависимости выходной мощности от частоты при $P_{\text{вх}} = 26$ дБ·мВт для 15-ваттного усилителя мощности:
 1 — $L_3 = 350$ мкм, $L_c = 350$ мкм; 2 — $L_3 = 500$ мкм, $L_c = 500$ мкм;
 3 — $L_3 = 500$ мкм, $L_c = 350$ мкм; 4 — $L_3 = 350$ мкм, $L_c = 500$ мкм

Из графиков видно, что изменение длин проволочек в заданных диапазонах приводит к сильному изменению характеристик двухкаскадных усилителей мощности X -диапазона: смещению центральной частоты более чем на 1 ГГц и изменению выходной мощности до 2 раз (на 8...10 Вт).

Также можно сделать вывод, что смещение по частоте и изменение по мощности не имеют какого-то строго определенного характера и сильно зависят от конструкции (топологии) конкретного усилителя.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ СТАНДАРТИЗАЦИИ

Как уже было показано выше, причиной разбросов длин проволоочек являются: аппаратная погрешность установок разварки и произвольный выбор оператором длин проволок для кристаллов и плат, посаженных неровно (человеческий фактор).

Чтобы стабилизировать процесс монтажа и избежать конфликтов между проектировщиками и производителями СВЧ-усилителей, необходимо обязать оператора задавать **единый размер** проволок **для всех усилителей** подобной конструкции независимо от наличия зазоров кристалл–плата переменной ширины.

Дополнительно была проведена работа по калибровке разварочных аппаратов (например, установки «Ультратермозвук 4504А»).

Для этого были измерены реальные длины проволок по приведенной выше методике, разваренных на специальную тестовую плату (рис. 11). На данной тестовой плате было 15 рядов по 10 проволок. Каждый ряд содержал одинаковые проволоочки с определенным размером петли – параметр h (в данном случае $H = h$, т. к. точки приварки проволоочки находятся в одной плоскости) – и координатами точек приварки – параметр L (см. рис. 3).

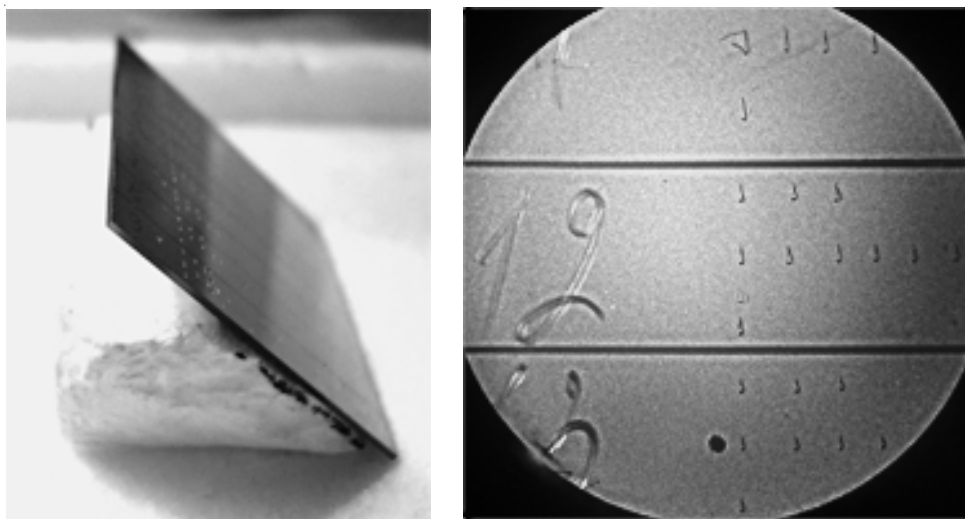


Рис. 11. Тестовая плата с проволочками

Разброс измеренных длин проволоочек в каждом ряду не превосходил 20 мкм, что, по сути дела, и определяет суммарную погрешность измерений и разварки, т. е. максимальную величину случайной погрешности.

На основании измеренных длин была проведена калибровка установки разварки.

После калибровки были собраны еще три мощных 10-ваттных усилителя и проведены измерения и расчет реальных длин проволок. Результаты расчетов приведены в таблице. Видно, что на этот раз разброс длин проволоочек составил 20...40 мкм, что сопоставимо с суммарной погрешностью измерений и разварки. Этот результат говорит о том, что промахи в задании длины проволоочек, связанные с человеческим фактором, в данном случае сведены к минимуму.

На основании проведенных измерений был выполнен расчет характеристик 10-ваттного усилителя с учетом средних длин проволок ($L_3 = L_c = 500$ мкм). На рис. 12 приведено сравнение этого расчета с экспериментом.

Таблица

Реальная длина проволок, идущих на транзистор, для трех УМ-10

Номер усилителя	Номер каскада	Номер транзистора	Длина проволоки	Номер проволоки							
				1	2	3	4	5	6	7	8
1	1	1	L_z	465	500	478	495	—	—	—	—
			L_c	511	504	490	500	—	—	—	—
	2	1	L_z	503	523	492	499	494	495	504	487
			L_c	512	511	507	510	495	507	515	515
		2	L_z	484	490	513	490	509	501	494	497
			L_c	490	504	505	510	508	505	503	519
2	1	1	L_z	483	489	495	479	—	—	—	—
			L_c	498	488	475	498	—	—	—	—
	2	1	L_z	493	524	485	507	508	519	502	512
			L_c	470	500	499	502	490	492	503	502
		2	L_z	500	489	498	486	497	486	499	493
			L_c	498	514	496	501	495	514	507	492
3	1	1	L_z	516	514	497	517	—	—	—	—
			L_c	484	497	495	474	—	—	—	—
	2	1	L_z	495	509	513	521	524	512	534	518
			L_c	484	494	502	487	488	496	507	503
		2	L_z	513	506	500	493	496	499	506	501
			L_c	509	484	481	489	482	491	485	511

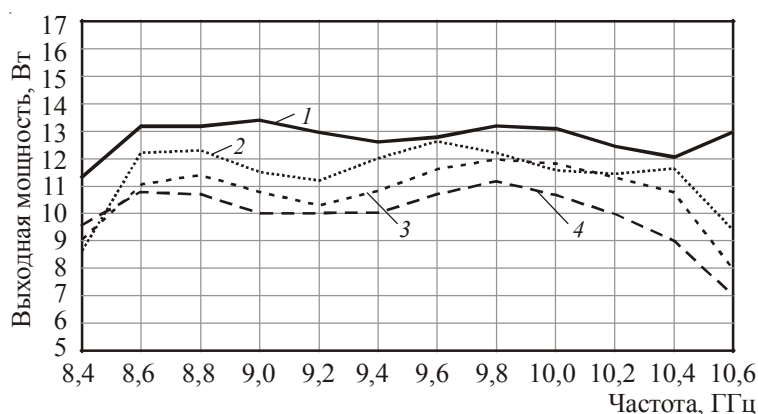


Рис. 12. Зависимости выходной мощности от частоты при $P_{вх} = 27$ дБ·мВт:

1 — расчет (не учтены 15 % потерь); 2...4 — эксперимент

Как видно, наблюдается хорошее совпадение расчета и эксперимента (разница на высоких частотах, скорее всего, обусловлена тем, что недостаточно корректно учтены фильтры во внешних цепях питания).

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенных измерений проволочек на стоке и затворе транзистора для 3- и 10-ваттных усилителей мощности обнаружено, что для каждой сборки, кроме аппаратной погрешности (10...20 мкм), существует большая погрешность (промахи, порядка 150 мкм), во много раз превосходящая погрешность автомата. Эта погрешность связана как с особенностями монтажа гибридных усилителей, так и с человеческим фактором. Исследовано влияние промахов в задании длины проволочки на характеристики мощных усилителей X -диапазона. Показано, что промахи в задании длин проволочек могут приводить к смещению рабочей частоты прибора более чем на 1 ГГц и изменяют выходную мощность до двух раз. Проведена работа по устранению промахов и показана ее эффективность.

Автор благодарна Пчелину В.А. и Трегубову В.Б. за помощь в работе и полезные замечания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Влияние особенностей сборки на характеристики мощных транзисторных усилителей / А.А. Капралова, Л.В. Манченко, А.Б. Пашиковский, Т.И. Потапова, В.А. Пчелин, И.П. Чепурных // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: Материалы 21-й Международной Крымской конференции. – Севастополь: Вебер, 2011. – С. 139–140.
2. Эффективность применения плоских внутрисхемных соединений в ГИС СВЧ-диапазона / В.А. Иовдальский, Л.В. Манченко, В.Г. Моргунов, С.В. Герасименко // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2011. – Вып. 2(509). – С. 41–47.
3. Мощные корпусированные внутрисогласованные транзисторы S -, C -, X - и Ku -диапазонов длин волн / А.Н. Королев, А.В. Климова, В.А. Красник, Л.В. Ляпин, В.М. Малыщук, Л.В. Манченко, В.А. Пчелин, В.Б. Трегубов // Радиотехника. – 2007. – № 3. – С. 53–56.
4. Мощный твердотельный импульсный усилитель двухсантиметрового диапазона / Д.В. Бабинцев, А.Н. Королев, А.В. Климова, В.А. Красник, В.Г. Ляпин, В.М. Малыщук, Л.В. Манченко, В.А. Пчелин, В.Б. Трегубов, В.Ю. Язан // Радиотехника. – 2007. – № 3. – С. 41–42.
5. Манченко Л.В., Пчелин В.А., Трегубов В.Б. Двухкаскадный усилитель мощности X -диапазона на гетероструктурных полевых транзисторах ФГУП «НПП «ИСТОК» // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: Материалы 20-й Международной Крымской конференции. – Севастополь: Вебер, 2010. – С.127–128.
6. Капралова А.А., Пчелин В.А., Трегубов В.Б. Внутрисогласованный транзистор X -диапазона с выходной мощностью 14 Вт // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: Материалы 20-й Международной Крымской конференции. – Севастополь: Вебер, 2010. – С.129–130.

Статья поступила 17 мая 2012 г.

УДК 621.373.122: 621.396.962.23

ВЛИЯНИЕ ВНУТРЕННИХ ПАРАМЕТРОВ АВТОДИННЫХ СВЧ-ГЕНЕРАТОРОВ НА ИХ ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

В. Я. Носков, К. А. Игнатков

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

Представлены результаты анализа особенностей формирования автодинного отклика в зависимости от внутренних параметров СВЧ-автогенераторов при условиях быстрого движения отражающего объекта, когда необходимо учитывать инерционность изменения амплитуды колебаний. На основе предложенной модели автодинного генератора выполнены расчёты динамических характеристик, отображающих форму автодинного отклика при высокоскоростном перемещении отражателя. Выводы теоретического анализа подтверждены экспериментальными данными, полученными на примере гибридно-интегрального генератора 8-мм диапазона на диоде Ганна.

КС: автодин, автодинный генератор, автодинный отклик, СВЧ-генератор, динамические характеристики, система ближней радиолокации

The analysis results of peculiarities of autodyne response formation are presented as a function of internal parameters of microwave oscillators under conditions of fast movement of the reflecting object when it is necessary to take into consideration the oscillation amplitude variation response time. On the basis of the proposed model of autodyne oscillator there were fulfilled calculations of dynamic characteristics, which represent the autodyne response form for high-speed reflector movement. The theoretical analysis conclusions are confirmed by experimental results obtained on the example of a hybrid-integrated 8-mm range oscillator on Gunn diode.

Keywords: autodyne, autodyne oscillator, autodyne response, microwave oscillator, dynamic characteristics, short-range radar system.

1. ВВЕДЕНИЕ

Автодины (автодинные генераторы) – это открытые автоколебательные системы, использующие автодинный эффект, который состоит в изменениях параметров автоколебаний (амплитуды и частоты генерации), а также среднего значения тока или напряжения активного элемента (АЭ) под воздействием собственного, отражённого от объекта исследования (или полученного от стороннего источника) излучения. Регистрация этих изменений с помощью дополнительных средств (сигнал внешнего детектирования) или в цепи смещения АЭ (сигнал автодетектирования) обеспечивает возможность получения необходимой информации. Радиотехнические системы, построенные по автодинному принципу, имеют простейшую конструкцию приёмопередающего модуля, который содержит лишь антенну и автодинный генератор, совмещающий в себе одновременно функции передатчика и приёмника. Поэтому автодины, работающие в условиях воздействия собственного отражённого излучения, находят широкое применение в системах ближней радиолокации (СБРЛ) различного назначения, в аппаратуре контро-

ля параметров технологических процессов и измерительной технике, в которых отмеченные выше достоинства автодинов являются определяющими [1, 2]. Настоящая статья посвящается анализу именно таких автодинов.

При использовании автодинов в аппаратуре для регистрации быстропротекающих процессов, например в экспериментальной физике, в практике полигонных баллистических и траекторных испытаний [3–5], возникает естественный вопрос об их предельных динамических возможностях в условиях «быстрого» движения отражателя, когда необходимо учитывать инерционные свойства генераторов. Такие исследования были выполнены в ряде работ. В частности, было исследовано влияние прочности предельного цикла генератора [6], неизохронности [7, 8] и параметров цепи автосмещения [8, 9] СВЧ-генераторов на величину постоянной времени автодинного отклика, рассмотрены особенности формирования автодинного сигнала при различных условиях [10, 11].

В ряде работ последних лет установлено, что у автодинов мм-диапазона на процесс формирования автодинного отклика оказывает существенное влияние также такое пока малоизученное явление, как «неизодромность» генераторов, которое заключается в зависимости амплитуды колебаний от изменений частоты генерации [12, 13]. Данное явление, в некотором роде дуальное явлению неизохронности, требует своего более глубокого изучения, что необходимо как для оптимизации режима автодинного генератора, так и для поиска их новых возможностей практического применения.

В настоящей работе на основе подхода к анализу автодинов, изложенного в работе [13], представлены результаты дальнейшего изучения влияния внутренних параметров генератора, таких, как неизохронность, неизодромность и частотное автодетектирование, на особенности формирования автодинных характеристик в случае быстрого движения отражающего объекта, когда необходимо учитывать инерционные свойства СВЧ-генераторов. Результаты экспериментальных исследований получены для гибридно-интегрального генераторного модуля «Тигель-08», выполненного на основе двухмезового планарного диода Ганна 8-мм диапазона длин волн.

2. ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ ДЛЯ АНАЛИЗА ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Функциональная схема простейшего радиолокатора, у которого автодинный СВЧ-генератор $АГ$ непосредственно связан с антенной $А$ через трансформатор импедансов $ТИ$ без каких-либо развязывающих элементов, представлена на рис. 1, *а*. Рабочее смещение на АЭ генератора $АГ$ подаётся от источника питания E_n через блок регистрации $БР$. Электромагнитные колебания, вырабатываемые в СВЧ-генераторе $АГ$, излучаются через приёмопередающую антенну $А$ в направлении отражающего объекта $ОО$ (или просто отражателя, или радиолокационной цели). Отражённое излучение возвращается через антенну $А$ в $АГ$, вызывая в нём автодинный эффект.

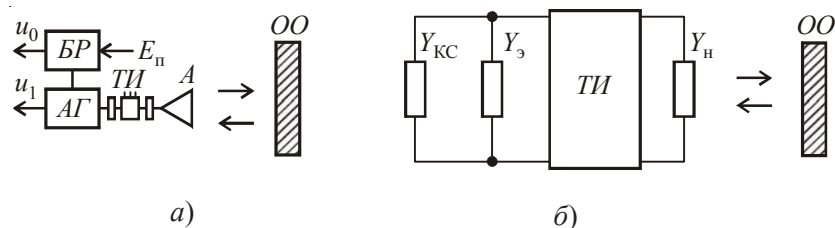


Рис. 1. Функциональная (*а*) и эквивалентная (*б*) схемы автодинного радиолокатора

Возникающие в результате этого автодинные изменения среднего значения тока или напряжения в цепи питания АЭ СВЧ-генератора преобразуются с помощью простейшей цепи авто-смещения или специальной схемы блока регистрации *БР* в напряжение выходного сигнала u_0 (сигнал «автодетектирования») [14]. 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») [15, 16].

Эквивалентная схема автодинного СВЧ-генератора представлена на рис. 1, б. На этой схеме по высокой частоте колебательная система представлена проводимостью $Y_{\text{КС}} = Y_{\text{КС}}(\omega)$, зависящей от частоты ω а $Y_{\text{н}} = Y_{\text{н}}(\tau)$ отображает проводимость нагрузки генератора и её изменения, вызванные воздействием отражённого излучения, запаздывающего на время его распространения τ до отражающего объекта *ОО* и обратно: $\tau = 2l/c$, где l – расстояние до объекта; c – скорость распространения электромагнитного излучения. Средняя за период колебаний «электронная» проводимость АЭ $Y_{\text{э}}$ в общем случае является зависимой от напряжения смещения E , амплитуды A и частоты ω колебаний: $Y_{\text{э}} = Y_{\text{э}}(E, A, \omega)$. Такая зависимость является характерной для СВЧ-генераторов, выполненных на АЭ с гистерезисом, обусловленным явлением запаздывания основных носителей в пространстве взаимодействия с полем резонатора. В дальнейшем рассмотрим случай фиксированного смещения на АЭ, полагая, что $E = E_0$, когда регистрируемым параметром являются автодинные изменения среднего значения тока $I_{\text{э}}$ АЭ.

Предположим, что колебания на АЭ являются квазигармоническими: $u(t) = \text{Re}[A \exp(j(\omega t + \varphi))]$, где $A = A(t)$, $\varphi = \varphi(t)$ – медленно меняющиеся амплитуда и фаза. Тогда уравнение баланса комплексных проводимостей для схемы (рис. 1, б), в соответствии с общей теорией СВЧ-генераторов [17], имеет вид:

$$Y_{\text{э}}(A, \omega) + Y_{\text{КС}}(\omega) + Y_{\text{п.н}}(\tau) = 0, \quad (1)$$

где $Y_{\text{п.н}} = Y_{\text{н}} k_{\text{ти}}$ – приведённая к плоскости АЭ проводимость нагрузки; $k_{\text{ти}}$ – коэффициент передачи трансформатора импедансов *ТИ*.

В случае функционирования автодинной системы в условиях, когда амплитуда собственных колебаний генератора $A(t)$ значительно превышает амплитуду вернувшихся от объекта в резонатор колебаний $\Gamma A(t, \tau)$, так что выполняется условие $\Gamma \ll 1$, где Γ – коэффициент, характеризующий затухание излучения при его распространении до объекта и обратно, выражение для $Y_{\text{п.н}}(\tau)$ в (1) можно представить в виде:

$$Y_{\text{п.н}}(\tau) = G_{\text{п.н}} + \Delta Y_{\text{п.н}}(\tau), \quad (2)$$

где $\Delta Y_{\text{п.н}}(\tau) = -\Delta G_{\text{п.н}}(\tau) + j\Delta B_{\text{п.н}}(\tau)$ – изменяющаяся часть приведённой к плоскости АЭ комплексной проводимости нагрузки, обусловленная действием отражённой волны; $\Delta G_{\text{п.н}}(\tau) = 2G_{\text{п.н}} \Gamma(\tau) \cos \delta(\tau)$ и $\Delta B_{\text{п.н}}(\tau) = 2G_{\text{п.н}} \Gamma(\tau) \sin \delta(\tau)$ – её резистивная и реактивная составляющие; $\Gamma(\tau) = \Gamma[A(t, \tau)/A(t)]$ – модуль и $\delta(\tau)$ – фаза мгновенного коэффициента отражения [18]. Для режима стационарных колебаний автономного генератора, когда $\Gamma = 0$, $\omega = \omega_0$, $A = A_0$, из (1) следует:

$$Y_{\text{э}}(A_0, \omega_0) + Y_{\text{КС}}(\omega_0) + G_{\text{п.н}} = 0. \quad (3)$$

В уравнении (1) представим амплитуду колебаний как $A = A_0 + \Delta A$, где ΔA – автодинные изменения амплитуды, причём $\Delta A \ll A_0$. Явление автодетектирования автодинного отклика при фиксированном напряжении смещения $E = E_0$ состоит в автодинных изменениях среднего

значения тока $I_3 = I_3(A, \omega)$ АЭ. Выделение этих изменений относительно точки «покоя» $I_{30} = I_3(A_0, \omega_0)$ и линейное детектирование изменений амплитуды ΔA обеспечивают возможность получения выходных сигналов $u_0 = Z_{пр} \Delta I_3$ и $u_1 = k_d \Delta A$, где $\Delta I_3 = I_3(A, \omega) - I_3(A_0, \omega_0)$; $Z_{пр}$ – импеданс преобразования изменений тока в напряжение блока регистрации БР; k_d – коэффициент передачи детектора.

Следуя теории К. Курокавы [19], для возмущённого генератора, когда в (2) $\Gamma \neq 0$, в уравнении (1) следует ω заменить на $\omega_0(1 + \chi) - j(1/A)(dA/dt)$, где $\chi = (1/\omega_0)(d\phi/dt) = \Delta\omega/\omega_0$ в данном случае имеет смысл относительных автодинных изменений частоты. Учитывая медленность функций $\phi(t)$ и $A(t)$, можно полагать, что $d\phi/dt$ и $(1/A)(dA/dt)$ достаточно малы по сравнению с ω_0 . Тогда, допуская линейность зависимостей $G_3(A, \omega)$, $B_3(A, \omega)$ и $I_3(A, \omega)$ от амплитуды A и частоты ω колебаний, выражения для Y_{KC} и Y_3 в (1), а также $I_3(A, \omega)$ можно разложить в ряды Тейлора, ограничившись при этом двумя первыми членами:

$$Y_{KC}(\omega) = Y_{KC}(\omega_0) + \left(\frac{\partial Y_{KC}(\omega)}{\partial \omega} \right)_0 \left(\frac{d\phi}{dt} - j \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \right), \quad (4)$$

$$Y_3(A, \omega) = Y_3(A_0, \omega_0) + \left(\frac{\partial Y_3(A, \omega)}{\partial A} \right)_0 \Delta A + \left(\frac{\partial Y_3(A, \omega)}{\partial \omega} \right)_0 \left(\frac{d\phi}{dt} - j \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \right), \quad (5)$$

$$I_3(A, \omega) = I_{30}(A_0, \omega_0) + \left(\frac{\partial I_3(A, \omega)}{\partial A} \right)_0 \Delta A + \left(\frac{\partial I_3(A, \omega)}{\partial \omega} \right)_0 \left(\frac{d\phi}{dt} - j \frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \right), \quad (6)$$

где частные производные взяты в окрестности стационарного режима колебаний генератора (индекс «0» около больших скобок).

Подставляя (4) и (5) в (1), с учётом (2) и (3), после выделения вещественной и мнимой частей, исключения величин второго порядка малости и элементарных преобразований получим систему линеаризованных дифференциальных уравнений с запаздывающим аргументом для относительных автодинных изменений тока $a_0 = \Delta I_3/I_{30}$ АЭ, амплитуды $a_1 = \Delta A/A_0$ и частоты $\chi = \Delta\omega/\omega_0$ колебаний:

$$a_0 = \alpha_{01}a_1 + \varepsilon_{01}\chi, \quad (7)$$

$$\frac{\xi_{11}}{\omega_0} \frac{da_1}{dt} + \alpha_{11}a_1 + \varepsilon_{11}\chi = \Gamma(\tau)\eta \cos\delta(\tau), \quad (8)$$

$$\beta_{11}a_1 + \xi_{11}\chi = -\Gamma(\tau)\eta \sin\delta(\tau), \quad (9)$$

где $\alpha_{01} = (A_0/I_{30})(\partial I_3/\partial A)_0$ – безразмерный параметр, учитывающий явление автодетектирования вариаций амплитуды колебаний; $\varepsilon_{01} = (\omega_0/I_{30})(\partial I_3/\partial \omega)_0$ – параметр «частотного детектирования», определяющий вклад изменений частоты генерации в вариации тока питания АЭ; $\alpha_{11} = (A_0/2G)(\partial G_3/\partial A)_0$ – приведенная крутизна инкремента генератора, обуславливающая степень регенерации и прочность его предельного цикла; $\varepsilon_{11} = \varepsilon_{KC} + \varepsilon_3$ – параметр, определяющий неизодромность генератора, иными словами, учитывающий влияние вариаций частоты на амплитуду колебаний через изменения параметров резистивной проводимости колебательной системы $\varepsilon_{KC} = (\omega_0/2G)(\partial G_{KC}/\partial \omega)_0$ и электронной проводимости АЭ $\varepsilon_3 = (\omega_0/2G)(\partial G_3/\partial \omega)_0$; $\beta_{11} = (A_0/2G)(\partial B_3/\partial A)_0$ – параметр, определяющий неизохронность генератора; $\xi_{11} = \xi_{KC} + \xi_3$ –

параметр стабилизации частоты генератора, учитывающий частотную крутизну реактивных проводимостей колебательной системы $\xi_{\text{KC}} = (\omega_0/2G)(\partial B_{\text{KC}}/\partial \omega)_0$ и АЭ $\xi_3 = (\omega_0/2G)(\partial B_3/\partial \omega)_0$, смысл последних – нагруженная добротность одноконтурной колебательной системы $\xi_{\text{KC}} = Q_{\text{н}}$ и добротность «электронной» проводимости АЭ $\xi_3 = Q_3$ соответственно; $\eta = G_{\text{п.н}}/G = Q_{\text{н}}/Q_{\text{вн}}$ – КПД колебательной системы, $Q_{\text{вн}}$ – её внешняя добротность; $G = G_{\text{KC}} + G_{\text{п.н}}$ – проводимость потерь колебательной системы с учётом приведённой нагрузки.

В представленных здесь экспликациях частные производные проводимостей АЭ и колебательной системы могут быть рассчитаны для конкретных реализаций генераторов или определены экспериментально. При этом необходимо отметить, что в случае одноконтурной колебательной системы, для которой $\varepsilon_{\text{KC}} = (\omega_0/2G)(\partial G_{\text{KC}}/\partial \omega)_0 = 0$, параметр ε_{11} в основном определяется частотной крутизной резистивной проводимости АЭ: $\varepsilon_{11} = \varepsilon_3$. Обычно этот параметр имеет сравнительно малую величину в генераторах см-диапазона и может не учитываться в системе уравнений (7) – (9). Однако в генераторах мм-диапазона, и особенно в генераторах, стабилизированных дополнительным внешним резонатором [20], учёт параметра ε_{11} , а также параметра частотного детектирования ε_{01} для адекватного описания автодинных характеристик необходим. Кроме того, ввиду выполнения в реальных СВЧ-генераторах неравенства $\xi_{\text{KC}} \gg \xi_3$, далее полагаем $\xi_{11} = Q_{\text{н}}$.

Из уравнений (7) – (9) видно, что основная инерционность автодинной системы связана с изменениями амплитуды колебаний. Комбинируя выражения (8), (9) при исключении переменной φ , получим:

$$\frac{da_1}{dt} + \frac{1}{\tau_a} a_1 = \Gamma(\tau) \eta \frac{\omega_0 \sqrt{1+\rho^2}}{Q_{\text{н}}} \cos[\delta(\tau) - \psi_1], \quad (10)$$

где

$$\tau_a = \frac{Q_{\text{н}}}{\alpha_{11} \omega_0 (1 - \gamma \rho)} = \tau_{\text{а.и}} \tau_{\text{а.н}} \quad (11)$$

– характеристическая постоянная времени автодинного отклика; $\gamma = \beta_{11}/\alpha_{11} = (\partial B_3/\partial A)/(\partial G_3/\partial A)$ и $\rho = \varepsilon_{11}/Q_{\text{н}}$ – коэффициенты неизохронности и неизодромности соответственно; $\psi_1 = \arctg \rho$ – угол фазового смещения автодинных изменений амплитуды; $\tau_{\text{а.и}} = Q_{\text{н}}/\alpha_{11} \omega_0$ – постоянная времени автодинного отклика изохронного [6] и неизохронного генератора [7]; $\tau_{\text{а.н}} = \tau_a/\tau_{\text{а.и}} = 1/(1 - \gamma \rho)$ – нормированная относительно $\tau_{\text{а.и}}$ постоянная времени.

Процесс установления отклика автодинного генератора на воздействие собственного отражённого излучения отличается скачкообразными изменениями параметров автоколебаний. Продолжительность этого процесса, как установлено в [21], зависит от величины параметра искажений $p_a = \Delta \omega_{\text{ма}} \tau$, где $\Delta \omega_{\text{ма}}$ – амплитуда автодинной девиации частоты. В случае выполнения сильного неравенства $p_a \ll 1$ данный процесс практически завершается с приходом первого воздействия отраженного излучения. Кроме того, в этом случае при движении отражателя с постоянной радиальной скоростью v_p фаза коэффициента отражения $\delta(\tau) = \alpha \tau$ изменяется во времени по закону, близкому к линейному: $\delta(\tau) = \delta_0 + \delta(t)$. Здесь $\delta_0 = 2\omega_p t/c + \delta_{\Gamma}$ – начальная фаза, которую далее полагаем равной нулю; l_0 – расстояние до отражателя в момент времени $t = 0$; δ_{Γ} – изменение фазы излучения при его отражении от объекта; $\delta(t) = 2\omega_p t/c$; v_p – радиальная составляющая скорости относительного движения отражателя и СБРЛ. При этом

мгновенная частота автодинного отклика $\Omega_a = d\delta(\tau)/dt$ в течение его периода $T_a = 1/\Omega_a$, благодаря малой величине изменений частоты ω практически совпадает с доплеровской частотой $\Omega_d = 2v_p\omega_0/c$.

В описанных условиях, если период T_a значительно больше времени запаздывания отражённого излучения ($T_a \gg \tau$), в (7) – (10) можно положить $\Gamma(\tau) = \Gamma$, $\delta(\tau) = \delta(t) = \Omega_d t$ и рассматривать установившиеся (гладкие) процессы изменения параметров автоколебаний при изменении τ , пользуясь образовавшейся системой обычных линейных дифференциальных уравнений, в которых переменные определены в один момент времени t . Тогда, решая систему уравнений (7) – (10), учитывая также неравенство $\Omega_d/\omega_0 \ll 1$, получим выражения, описывающие амплитудно-фазовые соотношения между относительными квазигармоническими изменениями тока $a_0(t)$ АЭ, амплитуды $a_1(t)$ и частоты $\chi(t)$ колебаний в виде:

$$a_0(t) = \Gamma K_0 K_{0\Omega} \cos(\Omega_d t - \psi_{0\Omega}), \quad (12)$$

$$a_1(t) = \Gamma K_a K_{1\Omega} \cos(\Omega_d t - \psi_{1\Omega}), \quad (13)$$

$$\chi(t) = -\Gamma L_a L_\Omega \sin(\Omega_d t + \theta_\Omega), \quad (14)$$

где K_0, K_a, L_a – коэффициенты автодетектирования, автодинного усиления и девиации частоты соответственно при $\Omega_d = 0$:

$$K_0 = \frac{\eta \alpha_{01} (1 - \kappa_{ч.д} \gamma) \sqrt{1 + \kappa_{см}^2}}{\alpha_{11} (1 - \gamma \rho)}, \quad (15)$$

$$K_a = \frac{\eta \sqrt{1 + \rho^2}}{\alpha_{11} (1 - \gamma \rho)}, \quad (16)$$

$$L_a = \frac{\eta \sqrt{1 + \gamma^2}}{\xi_{11} (1 - \gamma \rho)}; \quad (17)$$

$K_{0\Omega}, K_{1\Omega}, L_\Omega$ – нормированные относительно собственных значений при $\Omega_d = 0$ частотно-зависимые составляющие коэффициентов автодетектирования, автодинного усиления и девиации частоты соответственно:

$$K_{0\Omega} = \frac{(1 - \kappa_{ч.д} \gamma)(1 - \rho \Omega_H)}{(1 - \kappa_{ч.д} \gamma) \sqrt{1 + \kappa_{см}^2} (1 + \Omega_H^2) \cos \psi_{0\Omega}}, \quad (18)$$

$$K_{1\Omega} = \frac{1 - \rho \Omega_H}{\sqrt{1 + \rho^2} (1 + \Omega_H^2) \cos \psi_{1\Omega}}, \quad (19)$$

$$L_{a\Omega} = \frac{1 + \gamma \Omega_H + (1 - \gamma \rho) \Omega_H^2}{\sqrt{1 + \gamma^2} (1 + \Omega_H^2) \cos \theta_\Omega}; \quad (20)$$

$\psi_{0\Omega}, \psi_{1\Omega}, \theta_\Omega$ – частотно-зависимые углы фазового смещения автодинных изменений сигнала автодетектирования, амплитуды и частоты колебаний генератора соответственно:

$$\psi_{0\Omega} = \arctg \frac{\rho - \kappa_{\text{ч.д}} + (1 - \kappa_{\text{ч.д}}\gamma)\Omega_{\text{н}} - \kappa_{\text{ч.д}}(1 - \gamma\rho)\Omega_{\text{н}}^2}{(1 - \kappa_{\text{ч.д}}\gamma)(1 - \rho\Omega_{\text{н}})}, \quad (21)$$

$$\psi_{1\Omega} = \arctg \frac{(\rho + \Omega_{\text{н}})}{(1 - \rho\Omega_{\text{н}})}, \quad (22)$$

$$\theta_{\Omega} = \arctg \frac{\gamma(1 - \rho\Omega_{\text{н}})}{1 + \gamma\Omega_{\text{н}} + (1 - \gamma\rho)\Omega_{\text{н}}^2}; \quad (23)$$

$\kappa_{\text{ч.д}} = \varepsilon_{01}\alpha_{11}/\alpha_{01}\xi_{11}$ – коэффициент частотного детектирования автодинных изменений частоты в изменения среднего значения тока АЭ при $\Omega_{\text{д}} = 0$; $\Omega_{\text{н}} = \Omega_{\text{д}}\tau_{\text{а}}$ – нормированная частота автодинного отклика; $\kappa_{\text{см}} = [(\rho - \kappa_{\text{ч.д}})/(1 - \kappa_{\text{ч.д}}\gamma)]$ – коэффициент амплитудно-частотного смещения сигнала автодетектирования неизодромного ($\rho \neq 0$) и неизохронного ($\gamma \neq 0$) генератора.

Произведение входящих в полученные выражения (11) – (23) коэффициентов γ и ρ , как показано в [13], имеет физический смысл «петлевого усиления» в генераторе, как системы с обратной связью. В этой системе за счёт его неизодромности ($\rho \neq 0$) происходит преобразование вариаций частоты в изменения амплитуды колебаний, которые далее за счёт «обратной связи» в виде неизохронности генератора ($\gamma \neq 0$) преобразуются вновь в изменения частоты. Данная внутренняя связь прежде всего оказывает влияние на условия устойчивости рабочего режима колебаний автономного генератора ($\Gamma = 0$).

Для удовлетворения этих условий необходимо выполнение известного неравенства $\alpha_{11} > 0$ [17], а также нового условия: $1 - \gamma\rho > 0$. Последнее неравенство распадается на следующие два условия: если γ и ρ одного знака, то «петлевое усиление» должно удовлетворять неравенству $\gamma\rho < 1$, поскольку в системе действует положительная обратная связь и генератор при его несоблюдении ($\gamma\rho \geq 1$) склонен к возбуждению паразитных колебаний. В случае, когда коэффициенты γ и ρ имеют разные знаки, в системе обеспечивается безусловное выполнение условий внутренней устойчивости, так как в этом случае имеет место отрицательная обратная связь.

Влияние параметров этой «петли обратной связи» и других внутренних свойств генераторов, например автодетектирования, на квазистатические характеристики автодинов изучено в работе [12]. В настоящей работе на основе полученных выше выражений (11) – (23) рассмотрим более общий случай «быстрого» относительного перемещения отражающего объекта и СБРЛ.

В случае «быстрого» относительного движения отражателя на формирование автодинного отклика СВЧ-генераторов, как видно из выражений (11) – (23), оказывает влияние величина постоянной времени автодинного отклика $\tau_{\text{а}}$, которая, в свою очередь, также зависит от внутренних параметров генератора. Объёмная диаграмма, показывающая зависимость величины нормированной постоянной времени $\tau_{\text{а.н}}$ от величин коэффициентов неизохронности γ и неизодромности ρ , рассчитанная согласно последней экспликации к (11), представлена на рис. 2. Из этой диаграммы видно, что как неизохронность, так и неизодромность генератора вызывают существенные «поправки» в величину $\tau_{\text{а.н}}$ по сравнению со случаем автодинного генератора, у которого $\gamma = \rho = 0$. Особенно эти поправки ощутимы в случае одинаковых знаков при коэффициентах γ и ρ . В этом случае при приближении величины «петлевого усиления» $\gamma\rho$ к единице может наблюдаться значительный рост постоянной времени $\tau_{\text{а}}$, что в ряде применений является нежелательным, поскольку ограничивает быстродействие автодинных систем.

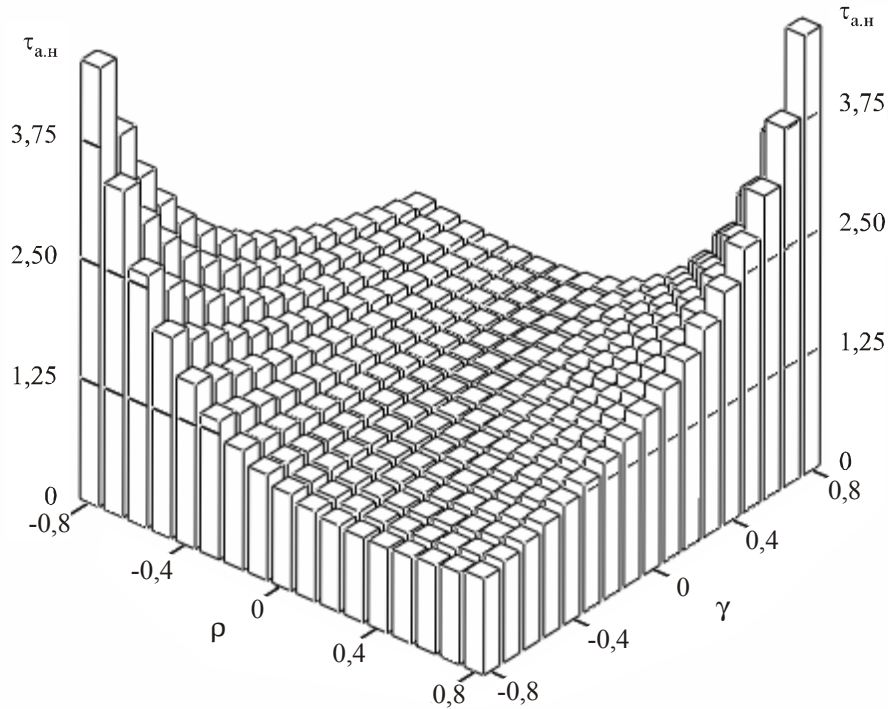


Рис. 2. Объёмная диаграмма нормированной величины постоянной времени $\tau_{a,n}$ автодинного отклика

На рис. 3 представлены результаты расчётов, выполненных по формулам (18) – (23), частотных зависимостей коэффициентов автодинного усиления $K_{1\Omega}$ (рис. 3, а), автодинной девиации частоты L_{Ω} (рис. 3, б), автодетектирования $K_{0\Omega}$ (рис. 3, в) и соответствующих им углов фазового смещения $\psi_{1\Omega}$, θ_{Ω} , $\psi_{0\Omega}$ при $\gamma = 1$, $\kappa_{ч.д} = 0,05$ и различных значениях коэффициента неизодромности ρ .

Из рис. 3, а видно, что частотная зависимость нормированного коэффициента автодинного усиления $K_{1\Omega}$, обусловленного инерционностью изменений амплитуды колебаний, является симметричной функцией относительно $\Omega_d = 0$. Вид её напоминает амплитудно-частотную характеристику колебательного контура и не зависит от величин коэффициентов γ и ρ . При этом угол фазового смещения характеристики $\psi_{1\Omega}$ определяется только неизодромностью генератора ($\rho \neq 0$), вызывающей её смещение по оси ординат. Зависимость $K_{1\Omega}$ от величин γ и ρ прослеживается в абсолютных значениях частоты автодинного отклика Ω_d . Так, из анализа выражений (11) и (16) следует, что если период $2\pi/\Omega_d < \tau_a$, то величина амплитуды автодинного сигнала $a_1(t)$ резко уменьшается, поскольку автодин не успевает реагировать на быстрое изменение фазы $\delta(t)$. Из (16) при условии $K_{1\Omega} = 1/2^{1/2}$ находим граничное значение частоты автодинного сигнала:

$$\Omega_{гр} = \frac{1}{\tau_a} = \frac{\alpha_{11}\omega_0(1-\gamma\rho)}{Q_n} = \frac{\omega_0\sqrt{1+\rho^2}}{K_a Q_{вн}}. \quad (24)$$

Отсюда, учитывая формулу для доплеровской частоты Ω_d , получим ограничение на скорость движения отражающего объекта: $v \leq v_{гр}$, где

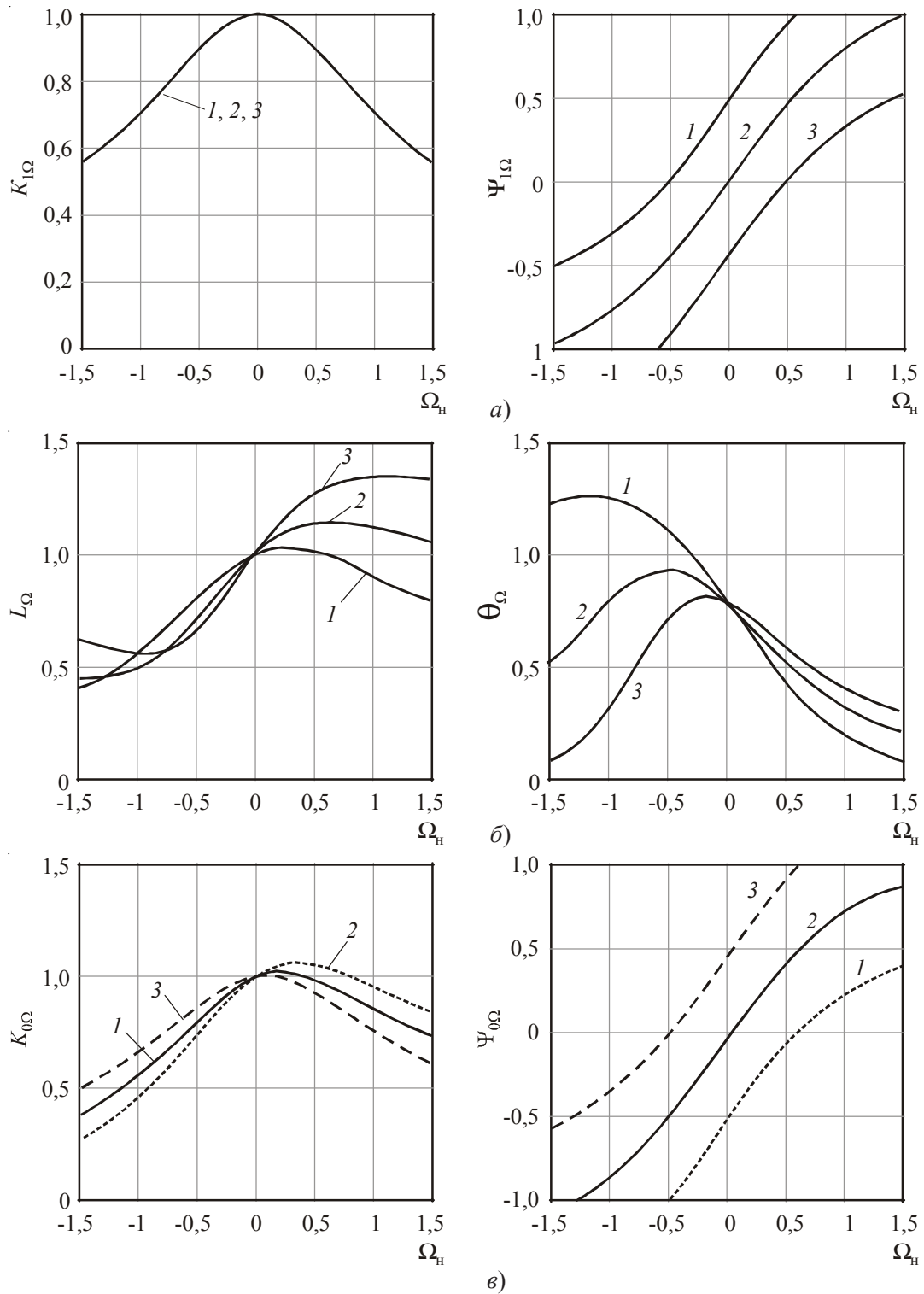


Рис. 3. Частотные зависимости коэффициентов автодинного усиления $K_{1\Omega}$ девиации частоты L_{Ω} автодетектирования $K_{0\Omega}$ и соответствующих углов фазового смещения $\Psi_{1\Omega}$, θ_{Ω} , $\Psi_{0\Omega}$ рассчитанные при различных значениях коэффициента нелинейности ρ :
 1 – $\rho = 0,5$; 2 – $\rho = 0$; 3 – $\rho = -0,5$

$$v_{\text{гp}} = \frac{c\alpha_{11}(1-\gamma\rho)}{2Q_{\text{H}}} = \frac{c\sqrt{1+\rho^2}}{2K_{\text{a}}Q_{\text{BH}}}. \quad (25)$$

Полученная граничная скорость $v_{\text{гp}}$, как видно из (25), не зависит от частоты автоколебаний ω_0 , а определяется внутренними параметрами автодинного генератора: прочностью предельного цикла α_{11} , нагруженной добротностью Q_{H} , коэффициентами γ и ρ (в первой формуле) или внешней добротностью Q_{BH} , коэффициентами автодинного усиления K_{a} и неизодромности ρ (во второй формуле). Поэтому при выборе типа генератора и его параметров для автодинной СБРЛ необходимо учитывать отмеченные здесь факторы.

В отличие от частотной зависимости $K_{1\Omega}$, зависимость $L_{\text{a}\Omega}$ (см. рис. 3, б) не является симметричной функцией относительно $\Omega_{\text{д}} = 0$, а имеет в окрестности $\Omega_{\text{д}} = 0$ дисперсионную форму. Вид этой функции в значительной степени определяется величиной и знаком коэффициентов неизохронности γ и неизодромности ρ . При смене знака при коэффициенте γ кривые $L_{\text{a}\Omega}$ на графиках зеркально отображаются относительно оси ординат, а кривые θ_{Ω} поворачиваются на π относительно начала координат, как точки центральной симметрии. Крутизна S_{Ω} дисперсионной зависимости $L_{\text{a}\Omega}$ в окрестности частоты $\Omega_{\text{д}} = 0$,

$$S_{\Omega=0} = \left(\frac{dL_{\text{a}\Omega}}{d\Omega_{\text{H}}} \right)_{\Omega=0} = \frac{\gamma(1-\gamma\rho)}{1+\gamma^2}, \quad (26)$$

имеет наибольшее значение при $\gamma = \pm 1$, как показано также в работе [11] для случая неизохронного генератора. При этом неизодромность генератора увеличивает производную (26) при условии, если знаки при коэффициентах γ и ρ различные. При других значениях коэффициента γ эффект частотной дисперсии проявляется в меньшей степени, и в случае изохронного генератора ($\gamma = 0$) он полностью отсутствует.

Таким образом, на величину автодинной девиации частоты оказывают влияние два основных фактора. Первый и определяющий связан с воздействием отражённого излучения. Второй обусловлен преобразованием автодинных изменений амплитуды $a_1(t)$ в изменения частоты $\omega(t)$ колебаний вследствие неизохронности генератора. В случае синфазного сложения этих факторов при увеличении частоты Ω_{H} одного знака автодинная девиация возрастает; в противном случае противофазного сложения при увеличении частоты Ω_{H} другого знака она уменьшается. В этом состоит физический смысл явления частотной дисперсии автодинной девиации частоты, который был установлен для неизохронных генераторов в работе [11]. В рассматриваемом случае неизодромного генератора ($\rho \neq 0$) составляющая, обусловленная его неизохронностью, определяется ещё одним, дополнительным фактором, который связан с наличием обсуждавшейся выше внутренней «обратной связи».

Характеристики $K_{0\Omega}$ и $\psi_{0\Omega}$ на рис. 3, в являются результатом амплитудно-фазового сложения выделенного в цепи смещения АЭ отклика (13) по изменениям амплитуды $a_1(t)$ и детектированного отклика (14) по изменениям частоты $\omega(t)$, что отражено в выражении (7). Поэтому частотная зависимость $K_{0\Omega}$ в общем случае также имеет некоторую асимметрию характеристики, которая обусловлена преимущественно явлением частотного детектирования ($\kappa_{\text{ч.д}} \neq 0$), а также неизодромностью генератора ($\rho \neq 0$). Фазовое смещение $\psi_{0\Omega}$ автодинного отклика, обусловленное инерционностью изменений амплитуды колебаний, имеет зависимость от частоты Ω_{H} , по-

добную характеристике $\psi_{1\Omega}$. Отличие её состоит в наличии дополнительного фазового смещения по оси ординат за счёт частотного детектирования.

Необходимо отметить, что полученные выражения (12) – (14), если в них положить $\Omega_n = 0$, полностью соответствуют аналогичным выражениям (7) – (9) работы [13], которые получены при квазистатическом описании работы автодина. При этом углы фазового смещения (21) – (23), определяемые как $\psi_{0\Omega=0} = \arctg \kappa_{cm}$, $\psi_{1\Omega=0} = \arctg \rho$, $\theta_{\Omega=0} = \arctg \gamma$, также совпадают с соответствующими выражениями (15) работы [13].

3. РАСЧЁТ И АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Теперь рассмотрим влияние выявленной частотной дисперсии коэффициента $L_{a\Omega}$ в окрестности $\Omega_n = 0$ на особенности формирования автодинных характеристик. При этом, рассматривая наиболее часто используемую на практике область значений $\Omega_n \in |0, 0,2|$, пренебрежём влиянием частотных зависимостей коэффициентов $K_{0\Omega}$, $K_{1\Omega}$ и $L_{a\Omega}$ на уровень высших гармоник автодинного отклика, которые, как известно [16], затухают с увеличением порядкового номера достаточно быстро. Тогда в выражениях (12) – (14) зависящий от времени t набег фазы $\Omega_d t$ коэффициента отражения можем заменить на выражение этого набег в виде: $\delta(\tau) = \omega\tau$, то есть на фазу, зависящую от текущих значений частоты ω и времени запаздывания τ отражённого излучения. Тогда, исходя из (12) – (14), выражения для нормированных относительно квазистатического случая ($\Omega_n = 0$) характеристики автодетектирования $a_{n0}(\tau_n)$ (ХАД), амплитудной $a_{n1}(\tau_n)$ (АХА), частотной $\chi_n(\tau_n)$ (ЧХА) и фазовой $\delta(\tau_n)$ (ФХА) характеристик автодина с учётом (18) – (23) запишем в виде:

$$a_{n0}(\tau_n) = K_{0\Omega} \cos[\delta(\tau_n) - \psi_{0\Omega}], \quad (27)$$

$$a_{n1}(\tau_n) = K_{1\Omega} \cos[\delta(\tau_n) - \psi_{1\Omega}], \quad (28)$$

$$\chi_n(\tau_n) = -L_{a\Omega} \sin[\delta(\tau_n) + \theta_{\Omega}], \quad (29)$$

$$\delta(\tau_n) = 2\pi\tau_n - p_{a\Omega} \sin[\delta(\tau_n) + \theta_{\Omega}], \quad (30)$$

где $p_{a\Omega} = p_a L_{a\Omega} = \chi_m \omega_0 \tau L_{a\Omega}$ – параметр искажений автодинного отклика, который в отличие от известного понятия [22] является зависимым от частоты сигнала Ω_d ; $\chi_m = \omega_{ma}/\omega_0$ – относительная величина автодинной девиации частоты. Физический смысл этого параметра – индекс фазовой модуляции сигнала, обусловленный автодинными изменениями частоты автоколебаний; $\tau_n = \omega_0 \tau$ – нормированное (безразмерное) время.

Решение трансцендентного уравнения (30), как и в работе [13], находим методом последовательных приближений. При условии $p_{a\Omega} < 1$ оно имеет вид:

$$\begin{aligned} \delta(\tau_n) = & (2\pi\tau_n)_{(0)} - p_{a\Omega} \sin[(2\pi\tau_n)_{(1)} + \theta_{\Omega} - p_{a\Omega} \sin[(2\pi\tau_n)_{(2)} + \theta_{\Omega} - \dots \\ & - p_{a\Omega} \sin[(2\pi\tau_n)_{(k)} + \theta_{\Omega}] \dots], \end{aligned} \quad (31)$$

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

На рис. 4 представлены рассчитанные с помощью математического пакета программ «MathCAD» ФХА $\delta(\tau_n)$ и их нормированные производные $\Omega_{a,n}(\tau_n) = (1/2\pi)(d\delta(\tau_n)/d\tau_n)$, а также ЧХА $\chi_n(\tau_n)$, АХА $a_{n1}(\tau_n)$ и ХАД $a_{n0}(\tau_n)$, полученные при $\gamma = 1$; $\rho = -0,5$; $k = 50$; $\Omega_n = 0,2$; $\kappa_{чд} = 0,1$, согласно выражениям (27) – (30), с учётом (31). Для случая приближающегося отражателя графики отмечены цифрами 1, а для удаляющегося – цифрами 2. Влияние частотной дисперсии

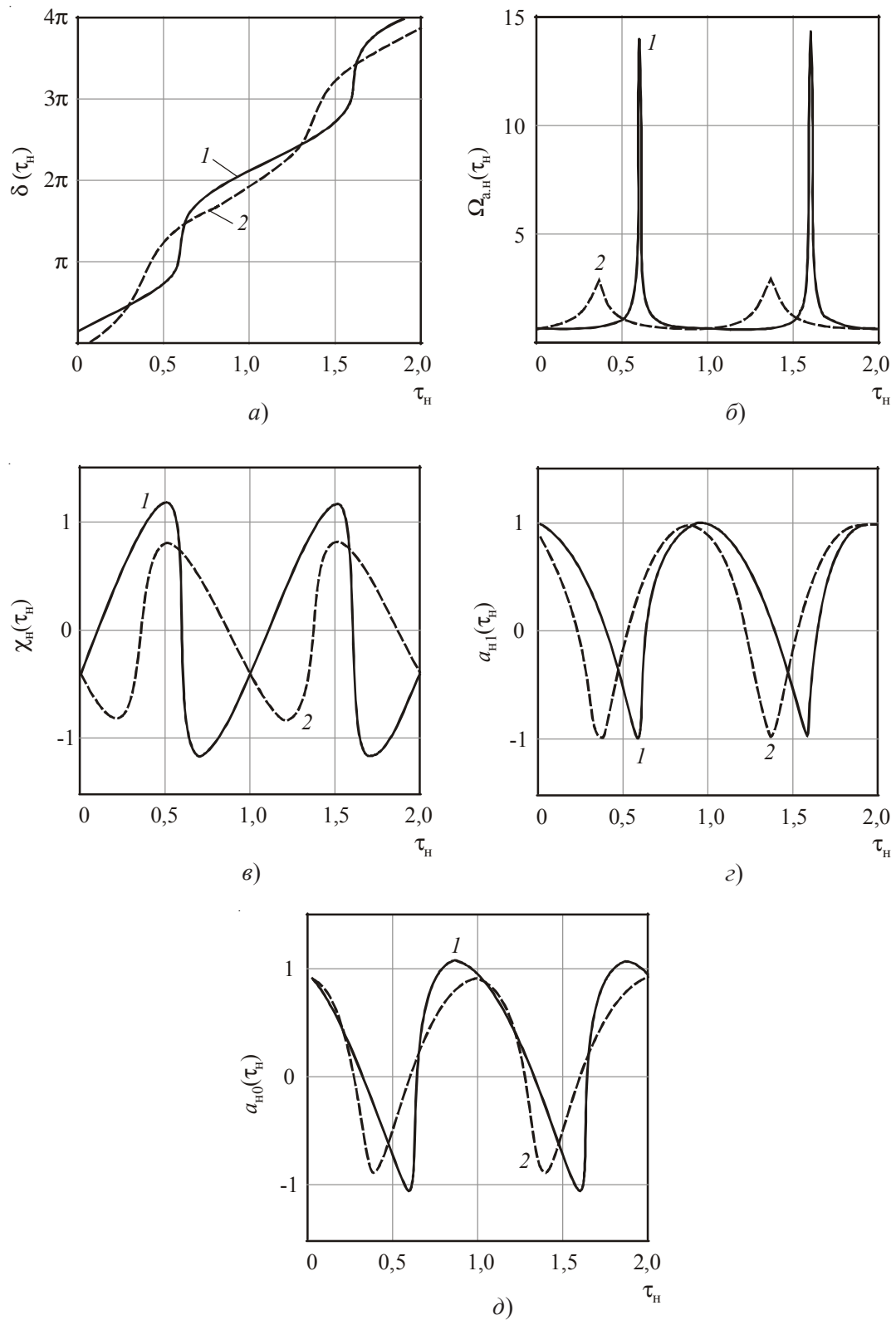


Рис. 4. ФХА $\delta(\tau_n)$ и их производные $\Omega_{a,n}(\tau_n)$, ЧХА $\chi_n(\tau_n)$, АХА $a_{n1}(\tau_n)$ и ХАД $a_{n0}(\tau_n)$, рассчитанные для приближающегося (кривые 1) и удаляющегося (кривые 2) отражателя

автодинной девиации частоты, как видно из (31), в наибольшей степени проявляется при больших значениях параметра искажений p_a . Поэтому вычисления характеристик выполнены при $p_a = 0,8$.

Из анализа полученных характеристик следует, что в пределах каждого периода автодинного отклика неравномерность набега фазы $\delta(\tau_n)$ отражённой волны (см. рис. 4, а), вызванная автодинными изменениями частоты $\omega_n(\tau_n)$ (см. рис. 4, в), зависит от направления движения отражателя. Это связано, как видно из рис. 4, в, с различием порядка следования «пологих» и «крутых» участков «волн» автодинного отклика и величины девиации частоты. Например, в случае приближающегося объекта девиация частоты при $\Omega_n = 0,2$ на 13,7 % больше относительно случая квазистатического изменения τ_n ($\Omega_n = 0$). Тогда как в случае быстро удаляющегося отражателя ($\Omega_n = -0,2$) девиация относительно случая, когда $\Omega_n = 0$, уменьшается на 15,4 %. Поэтому в первом случае параметр искажений имеет величину $p_{a\Omega} = 0,9$, а во втором $-p_{a\Omega} = 0,67$. Соответствующие этим случаям АХА $a_{n1}(\tau_n)$ и ХАД $a_{n0}(\tau_n)$ (см. рис. 4, з и д) также заметно отличаются степенью искажений («наклоном волн вправо-влево») и углами фазового смещения этих характеристик.

Скорость изменения фазового набега, характеризующаяся как мгновенная разность частот $\Omega_{a,n}(\tau_n)$ (см. рис. 4, б) излучённого и отражённого колебаний, при этом приобретает осциллирующий характер с формированием «пиков» мгновенной частоты, как и в случае квазистатических изменений τ_n . Однако величины пиков осцилляций нормированной мгновенной разности частот $\Omega_{a,n}(\tau_n)$ в случаях приближающегося (1) и удаляющегося (2) объекта также значительно отличаются. Отметим, что данные осцилляции мгновенной частоты $\Omega_{a,n}(\tau_n)$ наблюдаются при сохранении её среднего значения, равного частоте сигнала гомодинной доплеровской СБРЛ (в данном случае $\Omega_a(\tau_n) = 1$), как и в случае квазистатических изменений τ_n [12].

Таким образом, из результатов проведенного анализа следует, что инерционность автодинных изменений амплитуды колебаний при «быстрых» скоростях движения отражателя оказывает своё влияние на формирование всех компонентов автодинного отклика в СВЧ-генераторах как через внутренние свойства генератора (неизохронность, неизодромность и явления частотного и амплитудного автодетектирования), так и через изменения набега фазы отражённой волны.

4. АНАЛИЗ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Для экспериментальной оценки постоянной времени автодинного отклика была снята модуляционная характеристика СВЧ-генератора [23]. Для этой цели использовался стенд, подробно описанный в работе [24], в котором электромеханический имитатор доплеровского сигнала был заменён $p-i-n$ -диодным модулятором, работающим на отражение [23]. При этом рабочая точка на характеристике $p-i-n$ -диода выбиралась в середине линейного участка прямого смещения. Это позволяет при подаче на $p-i-n$ -диод гармонического сигнала малой амплитуды с частотой Ω_m обеспечить изменение коэффициента отражения по закону: $\Gamma(\tau) = \Gamma(t) = \Gamma_0(1 + m \sin \Omega_m t)$, где $m \ll 1$. При выборе фазы коэффициента отражения $\delta(\tau) = \psi$, как видно из (10), в генераторе наблюдается преимущественно амплитудная модуляция, частотная зависимость глубины которой практически совпадает с характеристикой K_{Ω} автодина (19).

Длина волноводного тракта от автодинного генератора до $p-i-n$ -диодного модулятора составляла 0,22 м, глубина модуляции коэффициента отражения $m = 0,1$, затухание аттенюатора – 15 дБ. В качестве объекта исследований использовался генераторный модуль «Тигель-08», выполненный по гибридно-интегральной технологии на основе планарного двухмезового диода

Ганна 8-мм диапазона длин волн [24]. Вид модуляционной характеристики для этого генератора в нормированном виде, снятой в диапазоне частот $\Omega_M/2\pi = 10 \dots 300$ МГц, представлен на рис. 5. Граничная частота $\Omega_{\text{гр}}/2\pi$ этой характеристики по уровню 0,707 составила 126 МГц. Отсюда следует, что величина постоянной времени релаксации амплитуды исследуемого автодинного генератора составляет: $\tau_a = 1/\Omega_{\text{гр}} = 1,27 \cdot 10^{-9}$ с. Данные по величинам внутренних параметров: $\rho = -0,187$; $Q_{\text{вн}} = 55$; $\gamma = 0,92$; $\omega_0/2\pi = 37,5$ ГГц, полученные в работах [13, 24] для этого генератора, позволяют рассчитать, согласно (25) и (26), коэффициент автодинного усиления $K_a = 5,4$, параметр $\alpha_{11} = 0,15$, характеризующий прочность предельного цикла генератора в выбранном режиме работы, и предельную скорость движения отражающего объекта $v_{\text{гр}} = 504$ км/с.

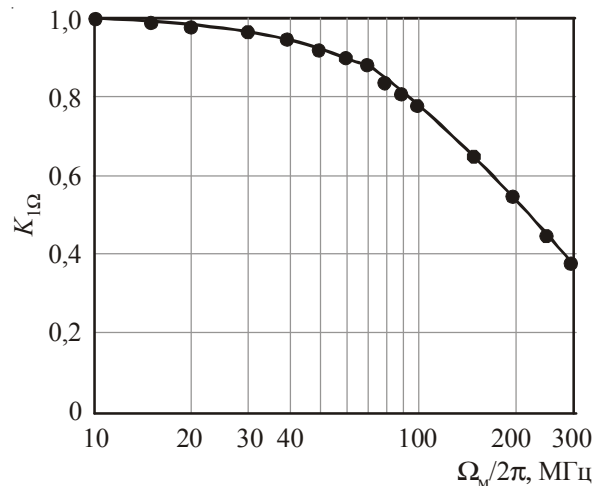


Рис. 5. Частотная зависимость нормированного коэффициента автодинного усиления генератора на диоде Ганна 8-мм диапазона

Для того чтобы обсуждавшиеся выше особенности формирования автодинного отклика, обусловленные частотной дисперсией, были заметны, необходимо, чтобы относительная скорость движения отражателя достигала хотя бы величины $v = 0,1v_{\text{гр}}$, то есть 50 км/с, но эта величина также практически недостижима. Таким образом, полученные результаты показывают, что для большинства применений автодинов в СБРЛ, выполненных на полупроводниковых СВЧ-приборах и имеющих низкодобротную резонансную систему, вполне допустимо квазистатическое описание процесса формирования сигналов. Однако в этом случае имеет существенное значение учёт автодинных изменений частоты, вызывающих искажение сигналов [7, 21, 25].

В качестве примера, подтверждающего данные результаты, на рис. 6 представлены осциллограммы выходных сигналов по изменению амплитуды (а) и частоты (б) генерации упомянутого выше автодинного генератора, которые получены от шариковой пули пневматической винтовки калибра 4,5 мм, пролетающей перпендикулярно диаграмме направленности антенны. Скорость пули – 200...250 м/с, дальность до траектории – 5 м, ширина диаграммы направленности рупорной антенны – около 40°. На рис. 7 представлены осциллограммы автодинных изменений частоты с большей скоростью развёртки для случаев, когда пуля приближается (а) и удаляется (б). Этим случаям соответствуют фрагменты осциллограммы рис. 6, б, обозначенные цифрами 1 и 2 соответственно. Данные участки пути от точки пересечения траектории пули и

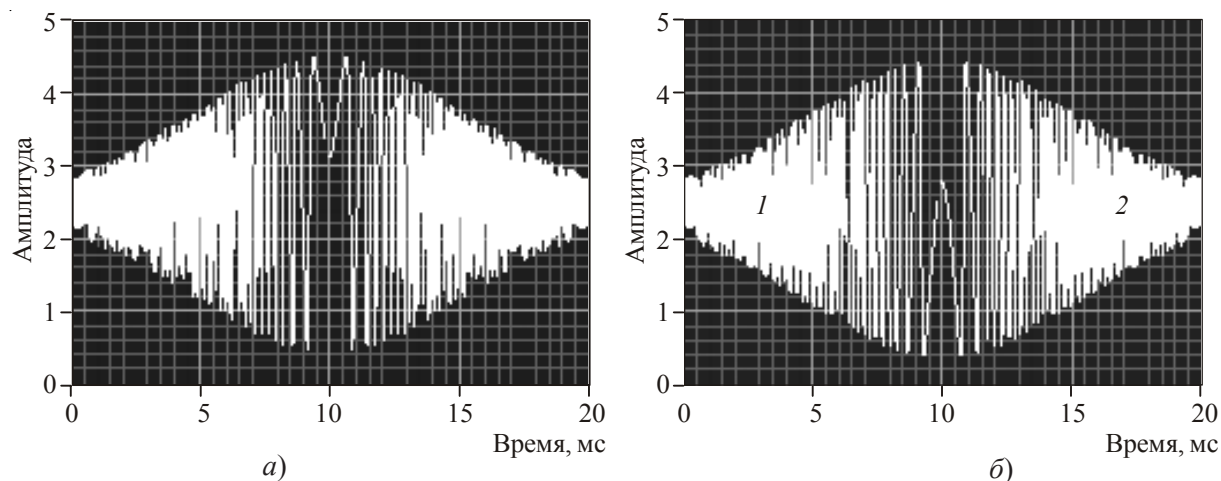


Рис. 6. Осциллограммы выходных сигналов автодина на диоде Ганна 8-мм диапазона по изменению амплитуды (а) и частоты (б) генерации, полученные от пролетающей мимо шариковой пули пневматической винтовки

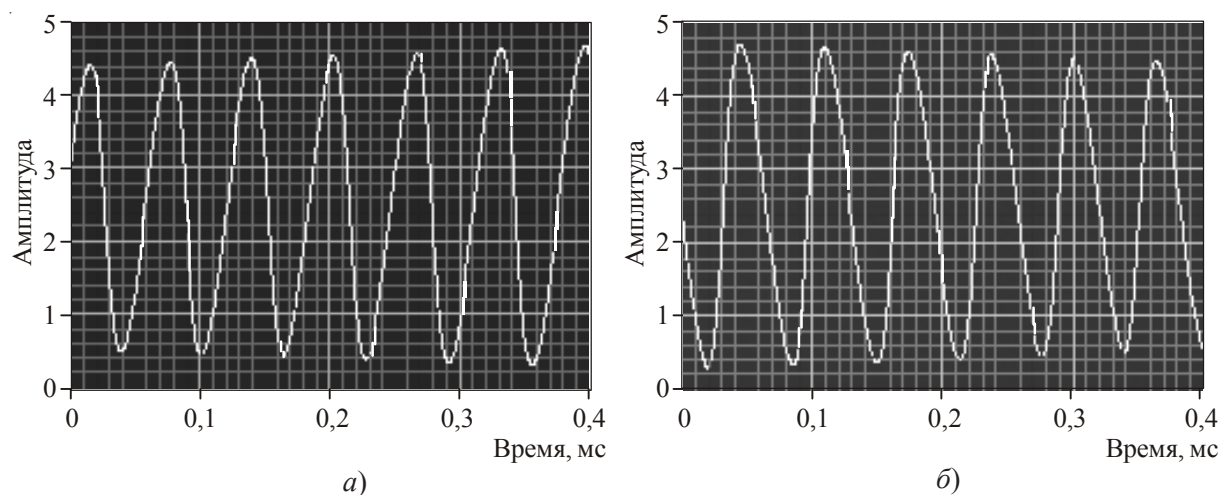


Рис. 7. Осциллограммы выходного сигнала по изменению частоты генерации, полученные для случаев приближающейся (а) и удаляющейся (б) пули

оси диаграммы направленности расположены на расстоянии $\pm 1,43$ м, или ± 50 периодов доплеровского сигнала.

Из осциллограмм рис. 6 видно, что процесс перехода через «нуль» частоты автодинного сигнала от её положительного (цель приближается) значения к отрицательному (цель удаляется) происходит практически аналогично, как и в обычных доплеровских системах (см. рис. 12 [26]), то есть в соответствии с амплитудно-фазовыми соотношениями излучённой и отражённой волн. К особенностям сигнала в данном случае относятся наличие смены угла наклона «волн» автодинного отклика при прохождении точки минимального расстояния (см. рис. 7), различие фаз перехода сигналов через «нуль» при прохождении пуль минимального расстояния (параметра траектории) (см. рис. 6), а также смена разности фаз автодинных сигналов.

Девияция частоты $\Delta\omega_m/2\pi$ генерации автодина в процессе пролёта пули изменялась от 0, когда пуля находилась за пределами диаграммы направленности, до величины порядка 25 МГц, когда она была на оси диаграммы направленности. Частота автодинного отклика $\Omega_d/2\pi$ в процессе пролёта пули изменялась в пределах от ± 60 кГц до 0. Как видно из полученных осциллограмм, качественная картина процессов в исследуемом генераторе при выполнении неравенств $\Omega_d < \Delta\omega_m$ или $\Omega_d > \Delta\omega_m$ не изменялась, что является экспериментальным подтверждением выводов работы [22]. При приближении траектории пули к антенне в случае её нахождения в пределах ширины диаграммы направленности наблюдается увеличение девияции частоты и появление скачков в регистрируемых сигналах. Данное явление, обусловленное превышением параметра искажений p_d своего граничного значения (единицы), также вписывается в концепцию этой работы.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты исследований динамических характеристик автодинов для случая, когда период автодинного отклика значительно превышает время запаздывания отражённого излучения, показали, что автодинные СБРЛ мм-диапазона длин волн могут успешно работать во всём диапазоне существующих скоростей движения отражающих объектов. При этом анализ автодинного отклика СВЧ-генераторов в подавляющем большинстве случаев можно вести в квазистатическом приближении, пренебрегая инерционностью изменений амплитуды колебаний.

Такие внутренние свойства СВЧ-генераторов, как неизохронность, неизодромность и частотное детектирование, в условиях быстрого перемещения отражателя оказывают влияние на дополнительные (динамические) фазовые смещения компонентов автодинного отклика. Влияние этих внутренних свойств генератора на форму автодинного отклика при высоких скоростях проявляется лишь в условиях больших значений параметра искажений, соизмеримых с единицей. Кроме того, установлено, что в случае высокой добротности колебательной системы влияние неизодромности генератора на особенности динамических характеристик автодина незначительно.

Показанное экспериментально явление смены разности фаз сигналов может использоваться, например, в испытательной аппаратуре для определения момента прохождения отражающим объектом точки наименьшего расстояния до его траектории [5]. Кроме того, результаты проведенных исследований представляются полезными также при оценке возможности использования автодинов в перспективных системах радиозондирования атмосферы [27]. В этих системах автодинный генератор должен обладать достаточным быстродействием при приёме радиоимпульсов запросного радиолокатора для обеспечения достаточной точности измерения расстояния до шара-зонда.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в соответствии с постановлением Правительства № 218 от 09.04.2010 г.

ЛИТЕРАТУРА

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

2. Комаров И.В., Смольский С.М. Основы теории радиолокационных систем с непрерывным излучением частотно-модулированных колебаний. – М.: Горячая линия. Телеком, 2010. – 302 с.
3. Физика быстропротекающих процессов. Т. 1 / Перевод под ред. Н.А. Златина. – М.: Мир, 1971. – 519 с.
4. Поршнев С.В. Радиолокационные методы измерений экспериментальной баллистики. – Екатеринбург: УрО РАН, 1999. – 211 с.
5. Кантор А.В. Аппаратура и методы измерений при испытаниях ракет. – М.: Оборонгиз, 1963. – 520 с.
6. Берштейн И.Л. Об одной схеме с автомодуляцией // Радиотехника. – 1946. – Т. 1, № 9. – С. 63–66.
7. Общие характеристики и особенности автодинного эффекта в автогенераторах / Е.М. Гершензон, Б.Н. Туманов, В.Т. Бузыкин, В.М. Калыгина, Б.И. Левит // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т. 27, № 1. – С. 104–112.
8. Богачёв В.М., Лысенко В.Г., Смольский С.М. Транзисторные генераторы и автодины / Под ред. В.М. Богачёва. – М.: Изд. МЭИ, 1993. – 344 с.
9. Носков В.Я. Анализ автодинного эффекта в СВЧ-генераторах с цепью автосмещения первого порядка // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 1992. – № 6 (450). – С. 24–30.
10. Хотунцев Ю.Л., Тамарчак Д.Я. Синхронизированные генераторы и автодины на полупроводниковых приборах. – М.: Радио и связь, 1982. – 240 с.
11. Носков В.Я. Динамические особенности автодинного отклика СВЧ генератора // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1992. – Т. 35, № 9. – С. 9–16.
12. Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. О влиянии неизодромности СВЧ генераторов на их автодинные характеристики // Радиолокация, навигация, связь (RLNC*2008): Сб. докл. XVII МНТК. Т. 2. – Воронеж, 2011. – С. 1595–1607.
13. Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Амплитудно-частотные характеристики автодинных СВЧ-генераторов // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2011. – № 4 (511). – С. 17–31.
14. 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.
15. Kotani M., Mitsui S., Shirahata K. Load-variation detector characteristics of a detector-diode loaded gunn oscillator // Electronics and Communications in Japan. – 1975. – Vol. 58-B, No 5. – P. 60–66.
16. Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 3. Функциональные особенности автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2007. – № 11. – С. 25–49.
17. Лебедев И.В. Техника и приборы сверхвысоких частот. Т. 2. Электровакуумные приборы СВЧ / Под ред. Н.Д. Девяткова. – М.: Высшая школа, 1972. – 376 с.
18. Бычков С.И. Вопросы теории и практического применения приборов магнетронного типа. – М.: Сов. радио, 1967. – 216 с.
19. Полупроводниковые приборы в схемах СВЧ / Под ред. М. Хауса, Д. Моргана. – М.: Мир, 1979. – 444 с.
20. Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Влияние расстройки резонатора на автодинные характеристики стабилизированных СВЧ генераторов // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2011. – Т. 54, № 11. – С. 45–60.
21. Носков В.Я., Смольский С.М. Связь нелинейных искажений сигналов и процесса установления автодинного отклика СВЧ генераторов // Радиотехника. – 2010. – № 1. – С. 55–66.
22. 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.
23. Резонанс релаксационных колебаний в автодинных генераторах / Е.М. Гершензон, В.М. Калыгина, Б.И. Левит, Б.Н. Туманов // Известия вузов. Радиофизика. – 1981. – Т. 24, № 8. – С. 1028–1034.
24. Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Экспериментальные исследования автодинных модулей на мезапланарных диодах Ганна КВЧ-диапазона // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2012. – № 2 (513). – С. 17–36.

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

26. Использование эффекта Доплера для определения параметров орбиты искусственных спутников Земли / В.А. Котельников, В.М. Дубровин, В.А. Морозов, О.Н. Ржига, А.М. Шаховский // Космическая радиофизика и радиоастрономия: Сб. тр. в 3 т. Т. 2. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2009. – С. 9–21.

27. Иванов В.Э., Фридзон М.Б., Ессяк С.П. Радиозондирование атмосферы: Технические и метрологические аспекты разработки и применения радиозондовых измерительных средств / Под ред. В.Э. Иванова. – Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2004. – 606 с.

Статья поступила 16 мая 2012 г.

КРАТКОЕ СООБЩЕНИЕ – ДОПОЛНЕНИЕ К СТАТЬЕ

Носков В. Я., Игнатков К. А., Смольский С. М. Экспериментальные исследования автодинных модулей на мезапланарных диодах Ганна КВЧ-диапазона // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2012. – № 2(513). – С. 17–36.

В статье «Экспериментальные исследования автодинных модулей на мезапланарных диодах Ганна КВЧ-диапазона», вышедшей в № 2(513) за 2012 г., в разделе «Литература» на стр. 35 под № 18 должен быть указан следующий источник:

Закарлюк Н.М., Носков В.Я. Принцип действия и основные возможности автодинного радиоимпульсного дальномера // Радиовысотометрия-2010: Сб. трудов III ВНТК / Под ред. А.А. Иофина, Л.И. Пономарёва. – Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть, 2010. – С. 134–138.

Приносим читателям наши искренние извинения за допущенную по невнимательности ошибку.

Авторы.

УДК 621.382.3

МИКРОВОЛНОВЫЕ ХАОТИЧЕСКИЕ КОЛЕБАНИЯ В СИСТЕМЕ НА МОЩНОМ БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

С. В. Савельев

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

Исследована хаотическая автоколебательная система на основе мощного биполярного транзистора 2Т982А-2. В экспериментах была получена устойчивая генерация хаотических колебаний в диапазоне частот 5,26...5,44 ГГц со спектральной плотностью $1,3 \cdot 10^{-3}$ Вт/МГц.

КС: хаотические колебания, автоколебательная система, мощный биполярный транзистор

A random self-oscillation system based on 2Т982А-2 power bipolar transistor was investigated. In experiments there was obtained a stable generation of random oscillations within 5.26...5.44 GHz frequency band with spectral density $1.3 \cdot 10^{-3}$ W/MHz.

Keywords: random oscillations, self-oscillation system, power bipolar transistor

Динамический хаос микроволнового диапазона является перспективным типом колебательного процесса, который с успехом может быть использован для скрытой передачи информации в беспроводных системах связи [1], а также для более специализированного применения – в системах радиолокации и радиопротиводействия.

В первом случае задача может быть решена стандартными методами. Современная элементная база позволяет создавать твердотельные источники микроволнового хаоса на сосредоточенных элементах [2]. Активные элементы в таких системах работают в режиме слабых токов, когда значения параметров не зависят от рабочего тока. Тогда задача синтеза генераторов хаоса решается путём моделирования электронных систем с помощью готовых программных пакетов, например Cadence IC или Electronic WorkBench 5.12. При этом схемные решения таких систем известны и аналогичны своим прототипам на низких частотах. Основополагающие спектральные характеристики хаотических сигналов таких генераторов обычно не превышают следующих значений: интегральная мощность – не более 1 мВт, спектральная плотность – 10^{-6} Вт/МГц при КПД не более 1 %. Это ограничивает сферу их применения из-за дальности действия систем, использующих такие источники микроволнового хаоса, не превышающей десятки метров.

В случае решения задач скрытой радиолокации или радиопротиводействия требования к источникам динамического хаоса иные. Они обуславливают необходимые значения спектральных характеристик выходного сигнала: спектральная плотность – не менее 10^{-3} Вт/МГц при интегральной мощности не менее 100 мВт по порядку величины, КПД – не менее 10 %. Анализ существующей элементной базы показывает, что такие значения параметров выходного сигнала генераторов динамического хаоса в микроволновом диапазоне можно получить

только используя мощные биполярные транзисторы. Мощные транзисторы микроволнового диапазона предназначены для работы в распределённых системах, построенных по планарной микрополосковой технологии. Особенностью таких транзисторов является их работа в режиме большого тока, который характеризуется сильной зависимостью параметров транзисторов от рабочего тока. Так, коэффициент усиления и импедансы транзистора в первом приближении обратно пропорциональны силе тока [3]. Кроме того, для мощных транзисторов характерен большой разброс значений параметров от экземпляра к экземпляру. Например, для мощного отечественного транзистора 2Т982А-2 разброс от экземпляра к экземпляру значений коэффициента усиления составляет 30 %, значений входного и выходного импедансов – не менее 25 %. Значимая зависимость параметров мощных транзисторов микроволнового диапазона от тока, а также разброс значений их параметров не позволяют использовать готовые программные пакеты для синтеза электронных систем на базе таких активных элементов.

В настоящей работе предложен новый подход к решению задачи по созданию источников микроволнового хаоса на базе мощных биполярных транзисторов. Экспериментально демонстрируется возможность создания генератора динамического хаоса на основе регенеративного усилительного каскада на транзисторе 2Т982А-2.

В работе [4], где регенеративный усилительный каскад на мощном транзисторе 2Т982А-2 в режиме автогенерации моделируется как генератор с выделенной инерционностью, представлены теоретические предпосылки возможности генерации микроволнового хаоса. Показано, что такой регенеративный усилительный каскад может переходить в автогенераторный хаотический режим вблизи верхней рабочей частоты транзистора, когда центральная рабочая частота усилительного каскада f отвечает условию $2\pi f \in [0,6\omega_N; \omega_N]$, где ω_N – частота отсечки коэффициента усиления.

Верхняя рабочая частота транзистора 2Т982А-2 равна 7,5 ГГц. Работа по созданию генератора микроволнового хаоса проводилась в частотном диапазоне с центральной частотой $f = 5,35$ ГГц, близкой к верхней граничной частоте и характеризующейся достаточным коэффициентом усиления транзистора с точки зрения возможности перехода усилительного каскада в автогенераторный режим для широкого диапазона напряжений питания.

Транзистор 2Т982А-2 конструктивно предназначен для работы в схеме с общей базой, эмиттер и коллектор которого подключены к выполненным по планарной микрополосковой технологии элементам топологии, согласующим входной и выходной импедансы транзистора с 50-омными подводящими линиями. Топология выполнена на подложке из поликора толщиной 1 мм.

Задача синтеза генератора сводилась к экспериментальному определению напряжений питания транзистора и топологии согласующих элементов, при которых реализуется выходной хаотический сигнал с максимальной спектральной плотностью генерируемых колебаний в полосе усиления транзистора при наименьшей изрезанности огибающей спектра мощности с заранее заданной центральной частотой. Процесс проходил в несколько этапов.

На первом этапе использовалась топология согласующих элементов транзистора для регенеративного усилительного каскада с центральной частотой f (рис. 1, а). Напряжения питания составляли паспортные величины: напряжение на коллекторе $U_{BC} = 17,5$ В, напряжение на эмиттере $U_{BE} = 0$. Далее напряжение U_{BE} понижалось, и при $U_{BE} = -0,8$ В усилительный каскад переходил в автогенераторный режим на центральной частоте усилительного каскада. После этого

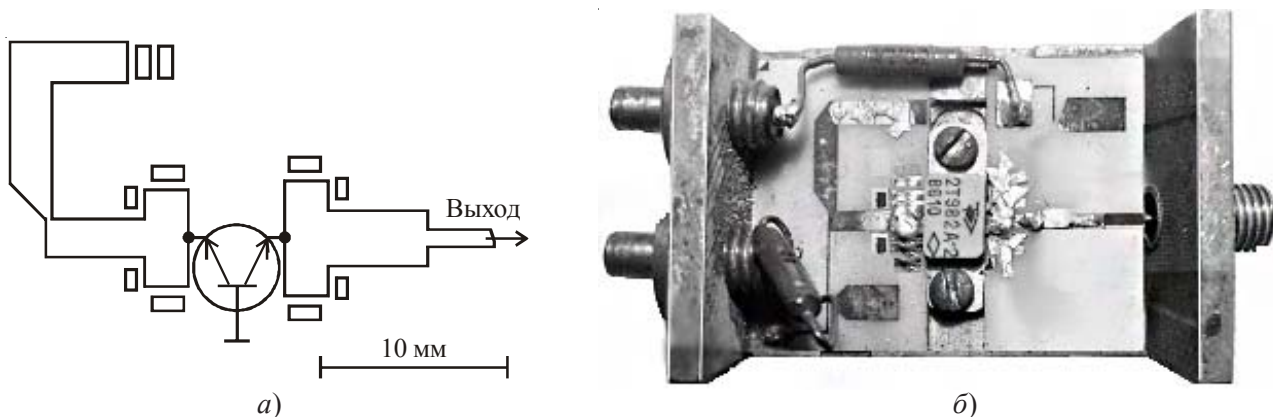


Рис. 1. Топология согласующих элементов транзистора 2Т982А-2 для центральной частоты 5,35 ГГц (а) и генератор микроволнового хаоса (б)

U_{BC} понижалось до 12 В. С точки зрения процессов, происходящих в транзисторе, это вызывало увеличение времени рассасывания неосновных носителей в высокоомном коллекторном слое транзистора [3], а значит, увеличение инерционности в выходной цепи автогенератора. В системе возникал двухчастотный режим автогенерации в полосе усилительного каскада на частотах f и f_2 , $f > f_2$. Далее значение U_{BE} понижалось до $-(1,15 \dots 1,2)$ В, что сопровождалось увеличением рабочего тока транзистора, а значит, и инерционности в коллекторной цепи транзистора. В спектре мощности возникала сетка частот с эквидистантной расстановкой составляющих на комбинации f и f_2 , что говорило о повышении степени нелинейности автоколебательного процесса. При дальнейшем понижении U_{BE} система демонстрировала ряд бифуркаций периода колебаний по закону натурального ряда, что согласуется с результатами, полученными в [4], и при $U_{BE} = -(1,26 \dots 1,29)$ В переходила к хаотическим колебаниям со сплошным спектром. Последующая настройка сводилась к выравниванию формы огибающей спектра мощности с помощью последовательного подключения настроечных площадок в топологии согласующих элементов и варьирования напряжений питания U_{BC} и U_{BE} при контроле спектральной плотности колебаний. Подключение настроечных площадок, изменяющих первоначальные значения комплексной проводимости согласующих элементов транзистора, и изменение напряжений питания приводило к изменению центральной частоты генератора, которая отличалась от f .

На рис. 2, а показан характерный хаотический спектр мощности после первой итерации синтеза генератора при интегральной мощности 390 мВт, где видно, что центральная частота генерируемого хаоса ниже заданной. Поэтому второй этап синтеза генератора микроволнового хаоса включал в себя перерасчет топологии согласующих элементов транзистора с поправкой на разницу между центральной частотой хаотического сигнала, получившейся после первой итерации, и заданной частотой f . После этого транзистор включался в новую рассчитанную топологию, и процесс настройки повторял описанный выше. Для синтеза генератора микроволнового хаоса с заранее заданными характеристиками обычно достаточно трех, описанных выше итераций.

На рис 2, б представлен спектр мощности генератора микроволнового хаоса с центральной частотой $f = 5,35$ ГГц и усреднённой спектральной плотностью генерируемых колебаний $1,3 \cdot 10^{-3}$ Вт/МГц. Интегральная мощность микроволнового хаотического сигнала составляла

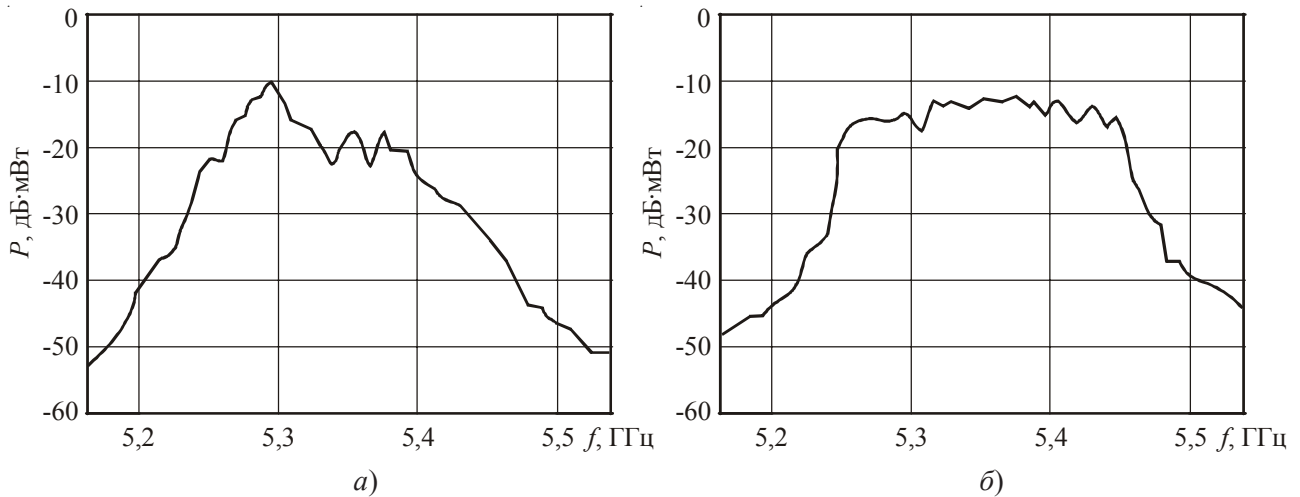


Рис. 2. Спектр мощности генератора после первой итерации (а) и окончательный спектр мощности сигнала микроволнового генератора хаоса (б)

230 мВт, что при напряжениях питания $U_{BC} = 7,3$ В, $U_{BE} = -1,28$ В и потребляемом токе 270 мА давало значение КПД генератора 10 %.

На рис. 1,б показана фотография генератора микроволнового хаоса с указанными выше характеристиками и со спектром мощности в диапазоне примерно 5,26...5,44 ГГц. Неравномерность огибающей спектра мощности не превышает 3 дБ·мВт в указанном диапазоне частот.

Таким образом, в процессе проведённых исследований на базе мощного отечественного транзистора 2Т982А-2 реализован генератор хаотических колебаний микроволнового диапазона с относительной шириной спектра мощности 3,4 % и спектральной плотностью генерируемых колебаний $1,3 \cdot 10^{-3}$ Вт/МГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дмитриев А.С., Панас А.И. Динамический хаос. Новый носитель информации для систем связи. – М.: Физматлит, 2002. – 252 с.
2. Дмитриев А.С., Ефремова Е.В., Никишов А.Ю. Генерация динамического хаоса микроволнового диапазона в автоколебательной структуре на основе SiGe // Письма в ЖТФ. – 2009. – Т. 35, вып. 23. – С. 40–46.
3. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. – М.: Мир, 1984. – Кн. 1, ч. 2, гл. 3. – 190 с.
4. Савельев С.В. Регулярная и хаотическая динамика в системах на сверхвысокочастотных биполярных транзисторах большой мощности // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2004. – Вып. 2. – С. 20–30.

Статья поступила 23 апреля 2012 г.

**ЗАО «НПЦ «АЛМАЗ – ФАЗОТРОН» –
15 ЛЕТ НА РЫНКЕ НАУКОЕМКИХ ТЕХНОЛОГИЙ**

ЗАО «НПЦ «АЛМАЗ – ФАЗОТРОН» (г. САРАТОВ) – 15 ЛЕТ

В 2012 году ЗАО «Научно-производственный центр (НПЦ) «Алмаз – Фазотрон» исполняется 15 лет. Однако коллектив этого предприятия имеет более глубокую и многолетнюю историю. Это было мощное подразделение некогда большого предприятия Министерства электронной промышленности СССР, которое в разные годы неоднократно меняло названия и сейчас известно как ОАО «НПП «Алмаз». Это подразделение называлось тоже по-разному: отдел 2, научно-производственное отделение 2, научно-производственный комплекс 2, филиал ГНПП «Алмаз» – Научно-производственное предприятие «Микроэлектроника СВЧ». Со временем оно было специализировано на разработке и производстве нового класса СВЧ-приборов – акустоэлектронных приборов обработки сигнала и сложных твердотельных радиоэлектронных блоков и модулей на их основе для радиоэлектронного вооружения различных летательных аппаратов и наземных комплексов. Развивались также другие, не менее перспективные и важные для обороны СССР направления разработок. Руководство страны высоко оценило заслуги коллектива: его сотрудники дважды – за создание и освоение в серийном производстве первых в СССР акустоэлектронных СВЧ-линий задержки (1987 г. – Э. А. Семенов, В. Н. Посадский, Л. И. Хильченко) и радиоэлектронных блоков для РЛС лучших в мире самолетов МиГ-29 и Су-27 (1989 г. – Э. В. Мичурин, В. П. Густерин) – становились лауреатами Государственной премии СССР. Численность коллектива в те времена превышала 1000 человек.

Затем события в стране пошли по известному сценарию: «ускорение» – «перестройка» – развал страны – разруха. Негативные последствия этого процесса больно ударили по коллективу: прекратилось финансирование, в разы упали объемы производства, полностью прекратилась разработка новых изделий. Задолженность по заработной плате перевалила за шесть месяцев. Начался массовый отток квалифицированных кадров – численность сотрудников упала с почти полутора тысяч человек до 258 сотрудников. Опытные инженеры и рабочие уходили в частный бизнес, торговлю, пополняли армию безработных и т. п.

Однако сохранился костяк кадрового состава, не все захотели расстаться со своим предприятием. Началась борьба за выживание. Разработали и организовали производство декодеров для московского кабельного телевидения на основе использования поверхностных акустических волн (пригодился «акустоэлектронный» задел), выпускали гаражные и сейфовые замки, антенные усилители ТВ-сигнала, зажигалки для газовых плит, даже бижутерию. Приходилось экономить на всем. И хотя в результате целенаправленной работы задолженность по зарплате была ликвидирована, перспективы не радовали: получить заказы на свою профильную продукцию не удавалось.

К этому времени оставшиеся «на плаву» ведущие предприятия оборонного комплекса выдвинули идею вертикальной интеграции: в единый комплекс объединялись изготовители конечного продукта (самолета, радиолокационной станции и т. п.) и предприятия, разрабатывающие и поставляющие его составные части (блоки, модули). Это обеспечивало целевое финансирование работ, и тогда это было выгодно всем элементам «вертикали». Вертикальная интеграция была основана на принципе: мы вам – гарантированные заказы, вы нам – разработку и производство составных частей нашей продукции. И когда руководитель одного из

ведущих предприятий отечественной радиопромышленности – московского ОАО «Корпорация «Фазотрон – НИИ радиостроения» А. И. Канащенков предложил создать такую «вертикаль» в Саратове, тогдашнее руководство «Алмаза» ответило согласием. Это фактически спасло коллектив. На производственной и кадровой базе НПП «Микроэлектроника СВЧ» (филиале «Алмаза») было создано ЗАО «Научно-производственный центр «Алмаз – Фазотрон». Второй, не менее важной составляющей нового предприятия стал «портфель заказов» со стороны Корпорации. Генеральным директором нового предприятия был назначен лауреат Государственной премии СССР, заслуженный деятель науки Российской Федерации, доктор физико-математических наук, профессор Э. А. Семенов.

Результаты не заставили себя ждать. С Корпорацией был заключен первый долгосрочный многомиллионный договор на разработку и производство блока задающих генераторов для БРЛС «Копье», поставляемого Корпорацией в Индию для комплектации модернизируемых самолетов МиГ-21-93 индийских ВВС. Так с самого рождения «Алмаз – Фазотрон» вошел в число немногочисленных тогда экспортеров наукоемкой продукции.

Благодаря сохранившимся связям с прежними партнерами и высокому авторитету коллектива разработчиков НПП «Алмаз – Фазотрон» вскоре были заключены долгосрочные контракты с НИИ приборостроения им. В. В. Тихомирова (г. Жуковский) на разработку и поставку радиоэлектронных блоков для БРЛС «Барс» самолета Су-30МКИ. Рязанский государственный приборный завод заказал блоки для БРЛС самолетов, поставляемых в КНР. Возобновились связи с другими заказчиками, «ожил» государственный оборонный заказ. Стала вновь налаживаться нормальная научно-производственная деятельность.

В коллектив вернулись многие ведущие специалисты. За непродолжительное время было создано более 600 рабочих мест для высококвалифицированных специалистов, учёных и рабочих. Сейчас здесь работают 1 доктор и 11 кандидатов наук, 2 лауреата Государственной премии СССР, 1 академик РАН.

Предприятие в течение всех 15-ти лет существования имеет удовлетворительный баланс доходов и расходов, не имеет задолженности по заработной плате и уплате налогов всех уровней в бюджет и внебюджетные фонды.

В настоящее время НПП разрабатывает и производит сложные многофункциональные радиоэлектронные изделия – блоки синтезаторов частот, являющиеся основой для новейших РЛС воздушного, морского и наземного базирования. Предприятие разработало и осуществляет серийные поставки блоков задающих генераторов для БРЛС самолетов МиГ-21-93 и Су-30МКИ ВВС Индии (а также КНР, Малайзии, Алжира, Венесуэлы и некоторых других стран), отечественных Су-35, Су-27, МиГ-29, радиоэлектронные блоки для корабельных комплексов информационной борьбы отечественных кораблей и индийских фрегатов типа «Тришул», сложные преобразовательные блоки для ЗРК «Бук-М3», генераторы для радиоэлектронного комплекса системы «Искандер» и т. п. В последние годы предприятием разработаны и серийно выпускаются СВЧ-модули и блоки (более 30-ти наименований) для комплектации корабельных РЛС типа ЗЦ25Э и ряда береговых РЛС.

Предприятию поручено проведение опытно-конструкторской работы по созданию многофункционального задающего генератора для РЭЖ самолета пятого поколения.

Потребителями продукции ЗАО «НПП «Алмаз – Фазотрон» являются МО РФ, а также ведущие предприятия оборонного комплекса страны: ОАО «Корпорация «Фазотрон – НИИ радиостроения», ОАО «Корпорация «Аэрокосмическое оборудование», ОАО «Корпорация

«Иркут», ОАО «Компания «Сухой», ОАО «НИИ приборостроения им. В. В. Тихомирова», ОАО «Государственный Рязанский приборный завод», ОАО «Концерн «Гранит – Электрон», ФГУП «Таганрогский НИИ связи», ФГУП «ЦНИРТИ им. академика А. И. Берга», ФГУП «Калужский НИРТИ», ОАО «Радий» и некоторые другие.

Изделия предприятия демонстрировались в составе авиационных комплексов на многих международных авиасалонах, в том числе в Ле-Бурже, Фарнборо, Жуковском.

В настоящее время в НПП «Алмаз – Фазотрон» функционируют основные технологические комплексы современной твердотельной СВЧ-электроники.

Работают подразделения компьютерного проектирования конструкторской и технологической документации; фотошаблонный комплекс, в том числе участок электронной литографии; комплекс производства монолитных СВЧ-приборов; цех по производству гибридно-интегральных схем СВЧ на базе поликора с участками вакуумного напыления, фотолитографии, гальванического и химического осаждения металлов, резки и лазерной прошивки отверстий; сборочно-испытательный цех, оснащенный необходимым технологическим оборудованием; участки динамического прогона изделий, испытаний их на долговечность, виброударную устойчивость, акустические и климатические воздействия; цех механообработки с участком станков с ЧПУ.

На предприятии разработана и действует уникальная технология проектирования и производства акустоэлектронных приборов на поверхностных и объемных акустических волнах в кристаллах (фильтров, линий задержки, стабильных генераторов), технология разработки и производства СВЧ полевых транзисторов, монолитных интегральных схем СВЧ и других высокотехнологичных продуктов.

Совместно с ведущими вузами страны предприятие активно участвует в программах развития нанотехнологий в радиофизике.

Центр «Алмаз – Фазотрон» является научно-производственным комплексом, построенным на замкнутом цикле «наука – производство», объединенным единым технологическим маршрутом разработки и производства приборов электронной техники. До минимума сокращены сроки освоения новых изделий в производстве, что позволяет быстро перестроить технологический цикл под разработку и производство перспективных изделий, имеющих спрос на международном и отечественном рынке.

Самой ценной составляющей предприятия являются его кадры. Это сплоченный коллектив единомышленников, которому по плечу любые современные научно-технические задачи. В нем удачно сочетаются знания и опыт старшего поколения с энергией и глубиной научно-технического потенциала молодых ученых, инженеров и рабочих. Это заместители генерального директора: по научной работе – В. С. Тяжлов, по перспективным НИОКР – Д. А. Баринков, по производству – В. А. Катков, по экономике – А. Э. Семенов; начальник отделения главного конструктора кандидат физико-математических наук, доцент базовой кафедры твердотельной электроники СВЧ СГУ В. С. Тяжлов; начальники отделов О. М. Савинов, кандидат технических наук С. В. Васильковский; начальники лабораторий кандидат технических наук В. С. Гришин, В. Н. Козлова, В. Г. Лысенко; старший научный сотрудник А. В. Дерунов; ведущий конструктор С. Н. Борщ; начальники цехов В. Г. Малямин, С. О. Родионов, И. Н. Фролов, В. Г. Андреев; главные конструкторы М. Б. Железнов, М. А. Бурдейный и многие другие.

Неоценимый вклад в инновационное развитие коллектива внесли первый генеральный директор, один из создателей предприятия, лауреат Государственной премии СССР, заслуженный

деятель науки РФ, доктор физико-математических наук, профессор Э. А. Семенов (1937 – 2011 гг.); талантливый конструктор, воспитатель инженерных кадров и организатор разработок, лауреат Государственной премии СССР, кандидат технических наук Э. В. Мичурин (1940 – 2007 гг.), до конца своих дней работавший заместителем генерального директора по научной работе, и начальник отдела В. П. Кобякин (1944 – 2008 гг.) – человек кипучей энергии, организатор разработки и производства на предприятии полевых транзисторов и впоследствии – монолитных интегральных схем СВЧ.

В НПЦ уделяется большое внимание воспитанию молодых научных и инженерных кадров. Значительное количество выпускников Саратовского государственного университета (СГУ) и филиала кафедры радиотехники Саратовского государственного технического университета (СГТУ) трудоустроено в научно-производственном центре. На постоянной основе в НПЦ «Алмаз – Фазотрон» проходят практику студенты факультета нано- и биомедицинских технологий СГУ и факультета электронной техники и приборостроения СГТУ. На предприятии в последние годы укоренилась система подготовки кадров, принятая в свое время в МФТИ: на работу на инженерные должности принимаются студенты дневного обучения СГУ и СГТУ с 3-го курса. В результате, с одной стороны, значительно повышается практическая ценность дипломных работ, с другой – выпускник вуза приходит на предприятие сложившимся инженером. Поэтому за последние годы коллектив предприятия значительно «помолодел»: если в 1997 году средний возраст превышал 60 лет, то в настоящее время он составляет около 40 лет.

Предприятие вносит заметный вклад в социальное развитие своего коллектива и региона в целом: заболевшим сотрудникам оплачиваются дорогостоящее лечение и дальнейшая реабилитация, оказывается материальная помощь в других необходимых случаях, в том числе и по оплате санаторно-курортного лечения. В детские оздоровительные лагеря ежегодно направляется около 50-ти детей сотрудников. Оплачиваются дорогостоящие и сложные операции сотрудникам по жизненным медицинским показаниям (эндопротезирование и т. п.). Оплачено приобретение областной больницей аппарата «искусственная почка», оказана финансовая помощь в оснащении новым медицинским оборудованием 1-й городской клинической больницы, НИИ кардиологии. Налоги, регулярно и без задержек уплачиваемые предприятием, оцутимо пополняют областной и федеральный бюджеты.

ЗАО «НПЦ “Алмаз – Фазотрон” вошёл в оборонный промышленный комплекс страны как уникальное подразделение, специализированное в области разработки и производства блоков задающих генераторов и многих других сложных радиоэлектронных СВЧ-блоков.

В. Н. Посадский,

генеральный директор,
лауреат Государственной премии СССР,
заслуженный конструктор РФ,
заведующий базовой кафедрой твердотельной электроники СВЧ
Саратовского государственного университета

УДК 621.373.1

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ С БЫСТРОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ И ВЫСОКОЙ ЧИСТОТОЙ СПЕКТРА

Д. А. Баринов, В. А. Коломейцев, В. Н. Посадский

ЗАО «НПЦ «Алмаз – Фазотрон», г. Саратов

Предложена схема построения широкополосного синтезатора частот с использованием методов прямого цифрового и аналогового синтеза частот. В рассматриваемом синтезаторе одновременно обеспечиваются низкий уровень фазового шума, низкий уровень паразитных спектральных составляющих и высокая скорость перестройки частоты.

КС: цифровой синтезатор прямого синтеза, аналоговый синтезатор прямого синтеза, высокая скорость перестройки частоты, низкий уровень паразитных сигналов, широкая полоса перестройки

The scheme of broadband frequency synthesizer using direct digital and analog frequency synthesis techniques is proposed. Low phase noise level, low spurious signal levels and fast frequency tuning are simultaneously provided in the considered synthesizer.

Keywords: direct synthesis digital synthesizer, direct synthesis analog synthesizer, fast frequency tuning, low spurious signals, broadband frequency synthesizer

Современные интегральные схемы цифровых синтезаторов прямого синтеза (ЦСПС) позволяют получить шаг перестройки выходной частоты меньше нестабильности частоты источника опорного сигнала, высокую скорость перестройки частоты и низкий уровень фазового шума [1]. Основными недостатками ЦСПС являются высокий уровень паразитных спектральных составляющих и относительно низкие значения выходной частоты. На основе сочетания принципов аналогового прямого синтеза и использования ЦСПС предложены технические решения, позволяющие снизить относительный уровень паразитных составляющих без существенного снижения быстродействия и увеличения фазового шума [2–4]. Снижение уровня паразитных составляющих основано на преобразовании частоты сформированного ЦСПС сигнала в диапазон высоких частот с использованием в качестве гетеродина высокостабильного опорного сигнала и последующем делении частоты сигнала, полученного при преобразовании. В результате уровень паразитных составляющих (дБ) снижается на $20\lg(N)$, где N – коэффициент деления частоты; к сожалению, при этом в N раз уменьшается ширина полосы перестройки выходной частоты. В настоящей работе предлагаются методы расширения полосы перестройки синтезаторов частот СВЧ-диапазона до нескольких октав за счет схем прямого цифрового синтеза с одновременным обеспечением низкого уровня фазового шума, низкого уровня паразитных спектральных составляющих, малого шага перестройки частоты и высокой скорости перестройки выходной частоты.

Увеличения ширины полосы перестройки выходной частоты синтезатора частот более чем в 10 раз по сравнению с предложенным в [3] можно добиться, если вместо делителя частоты

с фиксированным коэффициентом деления использовать делитель частоты с переключаемым коэффициентом деления (ДПКД). Схема построения синтезатора частот на основе ЦСПС с низким уровнем паразитных составляющих, низким уровнем фазового шума и расширенным диапазоном перестройки частоты, в соответствии с [5], приведена на рис. 1.

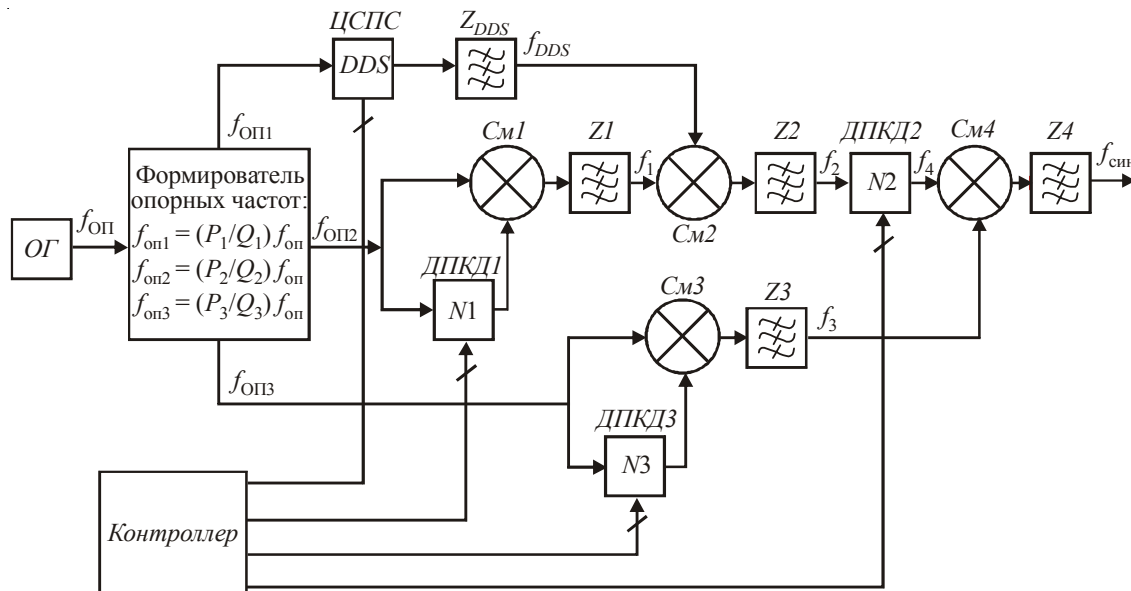


Рис. 1. Структурная схема синтезатора с расширенным диапазоном перестройки частоты выходного сигнала

При подаче от контроллера кода управления частотой со значением D_i ЦСПС, в соответствии с [1], формирует сигнал с частотой f_{DDS} :

$$f_{DDS} = \frac{D_i}{2^M} f_{\text{OPI}}, \quad (1)$$

где $f_{\text{оп}}$ – частота тактового сигнала ЦСПС; M – разрядность аккумулятора фазы ЦСПС (обычно $M = 32$ или 48).

ЦСПС формирует сигнал, перестраиваемый по частоте в пределах от $f_{DDS\min}$ до $f_{DDS\max}$ с шагом $\delta f = f_{\text{ОПН}} / 2^M$.

Сигнал с частотой $f_{\text{оп2}}$ одновременно поступает на вход гетеродина смесителя $См1$ и на вход $ДПКД1$, выходной сигнал которого поступает на низкочастотный вход $См1$. Если предположить, что полосно-пропускающий фильтр (ПФ) $Z1$ выделяет из сигнала на выходе $См1$ только спектральную составляющую с частотой, равной сумме частот гетеродина и выходного сигнала $ДПКД1$, то формируемые частоты будут иметь вид: $f_1(N1) = f_{\text{оп2}} + f_{\text{оп2}} / N1$. Этот сигнал поступает на вход гетеродина смесителя $См2$, на НЧ-вход которого поступает сигнал с выхода $ЦСПС$.

Предлагаемый способ формирования сетки частот гетеродина $f_1(N1)$ приводит к неравномерности шага перестройки, но имеет следующие преимущества:

- обеспечивается высокая скорость перестройки частоты, время перестройки частоты опре-

деляется длительностью импульсной характеристики ПФ $Z1$, полоса пропускания которого в несколько раз шире полосы перестройки частоты на выходе ЦСПС;

– при преобразовании частоты в $См1$ не образуется паразитных составляющих, попадающих в полосу пропускания $Z1$, так как на входы $См1$ всегда поступают кратные частоты $f_{оп2}$ и $f_{оп2}/N1$.

На рис. 2 приведен график перестройки частоты f_2 в зависимости от f_{DDS} при различных значениях $N1$. Можно заметить, что если диапазон перестройки ЦСПС выбран так, что $f_2(N1, f_{DDS\min}) = f_2(N1+1, f_{DDS\max})$, то участки перестройки частоты при различных значениях $N1$ будут состыкованы на граничных частотах полосы перестройки и станет возможным формирование любого значения частоты с шагом δf_{DDS} в интервале от $f_{2\min}$ до $f_{2\max}$, определяемом выражениями (2а) и (2б):

$$f_{2\min} = \left(1 + \frac{1}{N1_{\max}}\right) f_{оп2} + f_{DDS\min}, \quad (2a)$$

$$f_{2\max} = \left(1 + \frac{1}{N1_{\min}}\right) f_{оп2} + f_{DDS\max}. \quad (2б)$$

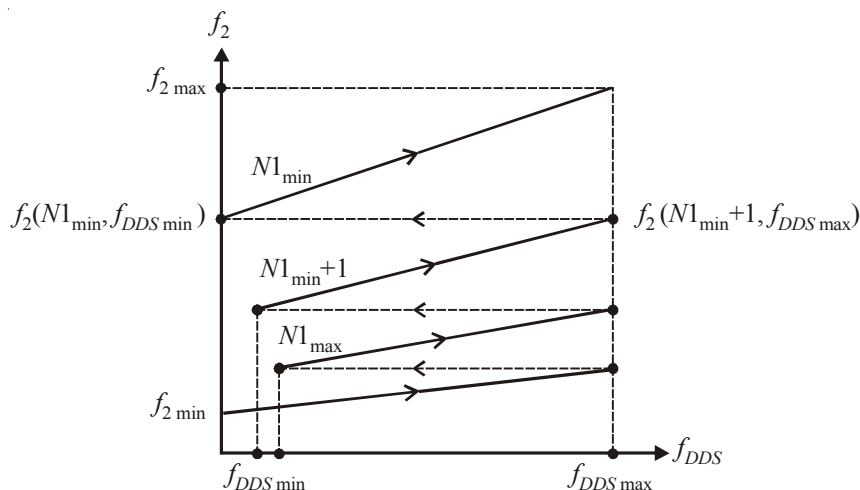


Рис. 2. Диаграмма перестройки частоты на выходе $См2$

Наибольшая перестройка ЦСПС требуется при наименьших значениях коэффициента деления из условия $f_2(N1, f_{DDS\min}) = f_2(N1+1, f_{DDS\max})$, из которого можно получить выражение для минимальной ширины полосы перестройки частоты ЦСПС $\Delta f_{DDS\min} = f_{DDS\max} - f_{DDS\min}$:

$$\Delta f_{DDS\min} = \frac{1}{N1_{\min}(N1_{\min} + 1)} f_{оп2}. \quad (3)$$

Для ширины полосы перестройки сигнала с частотой f_2 будем иметь:

$$\Delta f_2 = \left(\frac{1}{N1_{\min}} - \frac{1}{N1_{\max}} \right) f_{\text{оп}2} + \Delta f_{\text{DDS}}. \quad (4)$$

Далее сигнал с частотой f_2 поступает на вход ДПКД2 с коэффициентом деления $N2$, изменяемым в пределах от $N2_{\min}$ до $N2_{\max}$. ДПКД2 обеспечивает снижение относительного уровня паразитных спектральных составляющих на ΔA , дБ, в соответствии с [6]:

$$\Delta A \geq 20 \lg(N2). \quad (5)$$

Формула (5) предполагает, что паразитные составляющие на входе ДПКД малы по сравнению с полезным сигналом, что они вызваны только паразитной угловой модуляцией входного сигнала и имеют малую отстройку по частоте от полезного сигнала (намного меньше частоты выходного сигнала ДПКД2).

Частота на выходе ДПКД2 будет перестраиваться в пределах от $f_{4\min} = f_{2\min} / N2_{\max}$ до $f_{4\max} = f_{2\max} / N2_{\min}$. Диаграмма перестройки частоты для различных значений $N2$ будет аналогична приведенной на рис. 2. Шаг перестройки частоты зависит от величины коэффициента деления ДПКД2, но его максимальное значение $\delta f_{\text{син}} = \delta f_{\text{DDS}} / N2_{\min}$ очень мало: при $M = 48$ $\delta f \approx 10^{-16} f_{\text{оп}1}$. Это меньше, чем требования по точности установки частоты, и его изменения не имеют практического значения.

Для обеспечения возможности перестройки частоты с шагом менее $\delta f_{\text{син}}$ при изменении значения коэффициента деления ДПКД2 должно выполняться неравенство: $f_4(f_{2\min}, N2_k) \leq f_4(f_{2\max}, N2_k + 1)$. В результате для минимально необходимого значения ширины полосы перестройки частоты сигнала на входе делителя при значениях коэффициента деления $N2_k$ и $N2_k + 1$ может быть получено выражение: $\Delta f_2(N2_k) = \frac{1}{N2_k} f_{2\min}$; значение Δf_2 будет наибольшим при $N2 = N2_{\min}$. Следовательно, для сигнала на входе ДПКД2 необходимо обеспечить перестройку частоты в пределах

$$\Delta f_{2\min} = \frac{1}{N2_{\min}} f_{2\min}. \quad (6)$$

Современные интегральные схемы ЦСПС обеспечивают синтез гармонического сигнала с относительным уровнем негармонических паразитных составляющих порядка $-60 \dots -70$ дБ. Аналогичный уровень паразитных комбинационных составляющих необходимо обеспечить на выходе $См2$. Для обеспечения требований к относительному уровню паразитных составляющих в выходном сигнале порядка -100 дБ необходимо выбирать значения $N2$ от 20 до 50.

Сигнал выходной частоты синтезатора формируют за счёт преобразования частоты выходного сигнала ДПКД2 в диапазон выходных частот. При этом преобразовании для расширения диапазона перестройки выходной частоты используется несколько значений частоты гетеродина f_3 , которые формируются аналогично сигналу с частотой f_1 из опорного сигнала с частотой $f_{\text{оп}3}$. Окончательно для частоты выходного сигнала получим:

$$f_{\text{син}} = \left(1 + \frac{1}{N3} \right) f_{\text{оп}3} + \frac{1}{N2} \left(\frac{D_i}{2^M} f_{\text{оп}1} + \left(1 + \frac{1}{N1} \right) f_{\text{оп}2} \right). \quad (7)$$

Значения частот на входе $См4$ необходимо выбирать с учетом подавления нежелательных комбинационных составляющих до уровня требований к выходному сигналу [7].

Длительность переходного процесса при перестройке частоты описываемого синтезатора будет определяться суммарным значением групповой задержки в фильтрах Z_{DDS} , $Z2$ и $Z4$. В рассматриваемой схеме фильтры являются относительно широкополосными, так как рассчитаны на пропускание всего диапазона частот в тракте обработки сигнала. Спектральная плотность мощности фазового шума для рассматриваемой схемы определяется в основном фазовым шумом источника опорного сигнала с частотой $f_{опз}$, а при больших отстройках от несущей также собственным шумом ДПКД2 и ДПКД3.

Расчёт коэффициентов деления ДПКД1...ДПКД3 и выбор значений сигналов опорных частот и диапазона перестройки частоты для рассматриваемой схемы представляет собой достаточно сложную итерационную процедуру из-за большого количества возможных реализаций. Целью оптимизации является обеспечение максимальной простоты схемы, возможности реализации требований к избирательности фильтров при обеспечении требований к чистоте спектра выходного сигнала.

Синтезатор, в соответствии со схемой на рис. 1, может обеспечить ширину полосы перестройки частоты порядка 100...300 МГц при уровне паразитных составляющих порядка –100 дБ относительно несущей. На его основе может быть построен широкополосный синтезатор частот, структурная схема которого приведена на рис. 3 [8].

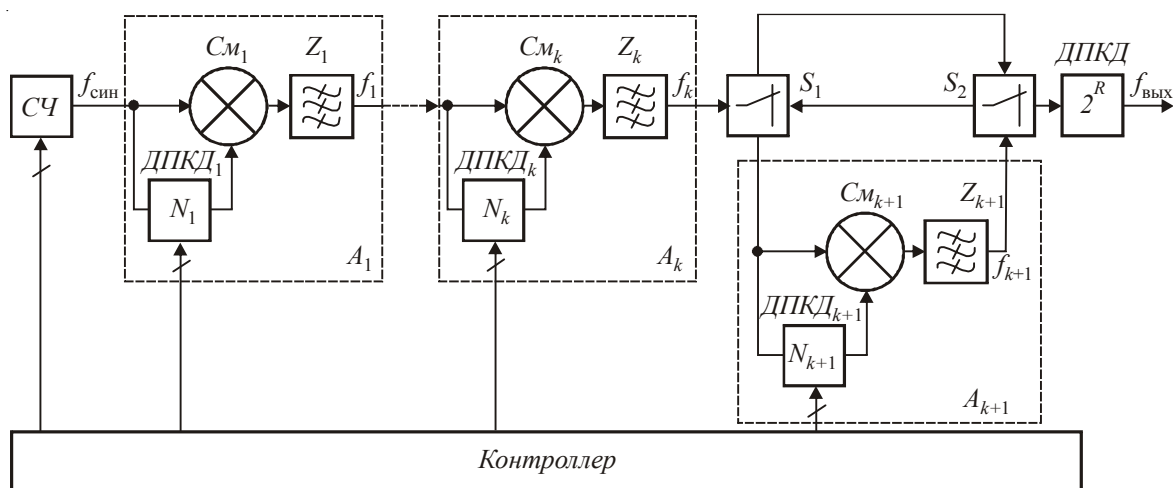


Рис. 3. Широкополосный синтезатор частот

На рис. 3 СЧ – синтезатор частот с малым шагом перестройки частоты (см. рис. 1). Сигнал, сформированный СЧ, построенным в соответствии с описанными выше принципами, поступает на цепочку одинаковых по схеме и включенных последовательно блоков расширения диапазона перестройки частоты (БРДП) $A_1 \dots A_{k+1}$.

По схеме БРДП соответствует устройствам формирования сетки частот гетеродина, используемым в узкополосном синтезаторе частот (см. рис. 1). Отличием является то, что на вход БРДП вместо сигнала опорной частоты поступает сигнал, перестраиваемый по частоте. Предполагая, что полезной составляющей на выходе смесителя является компонента спектра с суммарной частотой, для выходной частоты БРДП A_k получим:

$$f_k(N1, f_{k-1}) = \left(1 + \frac{1}{Nk}\right) f_{k-1}, \quad (8)$$

где f_{k-1} и f_k – частота на входе и выходе БРДП A_k соответственно.

Для обеспечения перестройки частоты на выходе БРДП A_k с шагом $\Delta f_k = \Delta f_{k-1} + \Delta f_{k-1} / N1$ при изменении значений коэффициента деления ДПКД необходимо выполнение условия перекрытия участков перестройки: $f_k(Nk_{\min}, f_{k-1, \min}) \leq f_k(Nk_{\min} + 1, f_{k-1, \max})$, из которого для минимально возможного диапазона перестройки входной частоты f_{k-1} можно получить:

$$\frac{f_{k-1, \max}}{f_{k-1, \min}} = \frac{(Nk_{\min} + 1)^2}{Nk_{\min} (Nk_{\min} + 2)}, \quad (9)$$

где $Nk_{\min}$ – минимальное значение коэффициента деления ДПКД в k -м БРДП.

Отметим, что перестройка входной частоты в более широких пределах, чем требует (9), приведёт к незначительному увеличению полосы перестройки выходной частоты и существенному усложнению конструкции ПФ Z_1 . Эффективность расширения диапазона перестройки частоты с блоком A_k можно оценить с помощью коэффициента расширения $K_{\text{расш}}$, представляющего собой отношение ширины полосы перестройки на выходе к ширине полосы перестройки на входе:

$$K_{\text{расш}} = \frac{f_{k, \max} - f_{k, \min}}{f_{k-1, \max} - f_{k-1, \min}} = 1 + \frac{(1 + Nk_{\min})^2}{Nk_{\min}} - \frac{Nk_{\min} (2 + Nk_{\min})}{Nk_{\max}}. \quad (10)$$

Отношение максимального значения выходной частоты к минимальному рассчитывается по формуле

$$\frac{f_{k, \max}}{f_{k, \min}} = \frac{1 + \frac{1}{Nk_{\min}}}{1 + \frac{1}{Nk_{\max}}} \frac{f_{k-1, \max}}{f_{k-1, \min}}. \quad (11)$$

Если принять, что отношение максимального коэффициента деления ДПКД к минимальному равно 2, то для $Nk_{\min} = 2$ ($Nk_{\max} = 4$) получим: $K_{\text{расш}} = 3,5$; а для $Nk_{\min} = 16$ ($Nk_{\max} = 32$) $K_{\text{расш}} = 10,16$. Однако, несмотря на то, что с увеличением $Nk_{\min}$ коэффициент расширения тоже растёт, абсолютное значение полосы перестройки, в соответствии с (11), будет невелико, так как для больших значений коэффициента деления $Nk_{\min}$, в соответствии с (9), требуется узкая полоса перестройки частоты входного сигнала. Например, при $Nk_{\min} = 16$ и $Nk_{\max} = 32$ получим: $f_{k, \max} - f_{k, \min} \approx 0,035 f_{k-1, \min}$. Наибольшая ширина полосы перестройки выходной частоты может быть достигнута при $Nk_{\min} = 2$, когда будет выполняться условие: $Nk_{\max} = 4$. В соответствии с (9) и (11), получим: $f_{k, \max} / f_{k, \min} = 27 / 20$ (35 %), при этом потребуется перестройка входного сигнала в пределах $f_{k-1, \max} / f_{k-1, \min} = 9 / 8$.

Перестройку выходной частоты в широких пределах можно получить, используя последовательное включение нескольких БРДП, при этом в первом БРДП значения коэффициента деления ДПКД должны быть наибольшими, а в последнем – наименьшими.

Рассматриваемая схема обладает важным преимуществом за счёт того, что при преобразовании частоты в каждом БРДП участвуют сигналы с кратными частотами. При этом частоты всех паразитных спектральных составляющих, образующихся при преобразовании частоты, соответствуют формуле: $f_{m,n} = |m \pm n / Nk| f_{k-1}$. Наименьшая отстройка ближайшей паразитной спектральной составляющей от частоты полезного сигнала будет не менее f_{k-1} / Nk и может быть подавлена фильтром на выходе смесителя до любого желаемого уровня. Чем шире требуемая полоса перестройки, тем меньшие значения Nk будут использоваться и тем больше будет отстройка паразитных составляющих от полезного сигнала. В случае, когда сигналы на входах смесителя имеют не кратные частоты или находятся в более сложном кратном соотношении, на выходе смесителя возникают комбинационные составляющие, близкие по частоте к полезному сигналу, которые не могут быть подавлены выходным ПФ. В аналоговых синтезаторах прямого синтеза, построенных по традиционным схемам, проблема снижения уровня этих комбинационных составляющих решается за счёт увеличения линейности смесителя и уменьшения полосы перестройки выходной частоты до величины менее 10 % от значения выходной частоты; более широкие полосы перестройки получают за счёт разбиения выходного диапазона на части с соответствующим усложнением схемы [7, 9].

На основе предлагаемых принципов можно получить полосу перестройки выходной частоты больше $f_{\text{вых. max}} / f_{\text{вых. min}} = 27 / 20$, для этого в схеме на рис. 3 предусмотрена возможность прохождения сигнала, сформированного предпоследним БРДП A_k , в обход последнего БРДП A_{k+1} за счёт введения в схему управляемых переключателей S_1 и S_2 . При этом в выходном БРДП A_{k+1} используются два значения коэффициента деления ДПКД: $N_{k+1} = 2$ и 4. На рис. 4 приведена диаграмма перестройки частоты с указанием моментов переключения, коэффициентов деления и переключателей S_1 и S_2 . Значения входной и выходной частоты на диаграмме нормированы на минимальное значение частоты на входе БРДП A_{k+1} .

Из рис. 4 следует, что при перестройке частоты на входе A_{k+1} в интервале от 1 до $4/3$ для выходной частоты возможна перестройка в полосе от 1 до 2. Октавная перестройка частоты

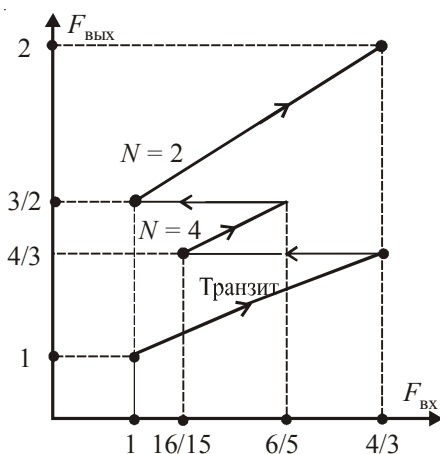


Рис. 4. Диаграмма перестройки частоты БРДП с октавной перестройкой

на выходе A_{k+1} позволяет получить перестройку частоты в пределах $R + 1$ октав без ухудшения остальных параметров синтезатора за счет использования на выходе синтезатора ДПКД с коэффициентом деления 2^R .

Расчеты с использованием выражений (9) и (11) показывают, что при обеспечении диапазона перестройки выходной частоты синтезатора $СЧ f_{\text{син. max}}/f_{\text{син. min}} \geq 121/120$ для реализации октавной перестройки выходной частоты достаточно только четырех БРДП. Для обеспечения подавления всех паразитных составляющих ПФ $Z_1 \dots Z_4$ при необходимости выполняются как 2- или 3-полосные блоки переключаемых фильтров.

Для оценки уровня фазового шума на выходе синтезатора схему расширения диапазона перестройки частоты можно рассматривать как умножитель частоты с дробным коэффициентом умножения. Значения частоты на входе первого БРДП A_1 и частоты на выходе связаны выражением:

$$f_{\text{вых}} = \left[\left(1 + \frac{1}{N_{A1}} \right) \left(1 + \frac{1}{N_{A2}} \right) \dots \left(1 + \frac{1}{N_{Ak+1}} \right) \frac{1}{2^R} \right] f_{\text{син}} \quad (12)$$

Даже при расширении полосы перестройки выходной частоты до октавы, при $f_{\text{син. max}}/f_{\text{син. min}} = 121/120$, общий «коэффициент умножения» схемы будет менее 3,1. Следовательно, увеличение фазового шума сигнала, сформированного СЧ (см. рис. 2), при расширении диапазона перестройки частоты до октавы без учета аддитивных шумов делителей частоты будет менее 10 дБ. Аддитивные шумы делителей частоты оказывают влияние на фазовый шум при отстройках от несущей более 10 кГц. Они ограничивают снижение относительной спектральной плотности мощности фазового шума уровнем -140 дБ/Гц при больших отстройках от несущей.

На рис. 5 приведен переходный процесс экспериментального образца синтезатора, построенного на основе описываемых принципов. Длительность переходного процесса при измене-

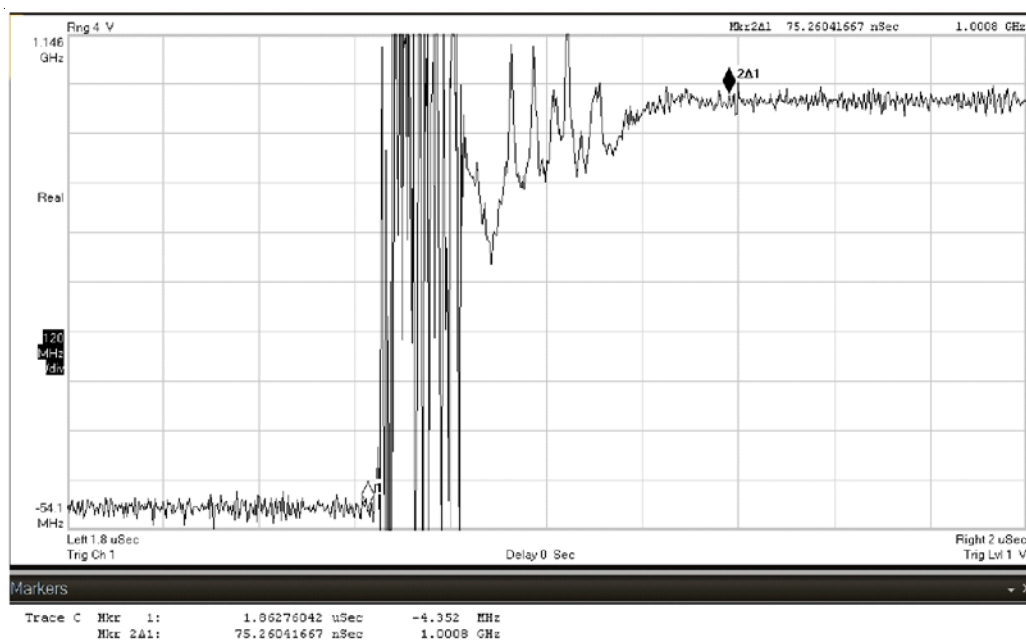


Рис. 5. Переходный процесс при перестройке частоты экспериментального образца широкополосного синтезатора

нии частоты от 9 до 10 ГГц – менее 100 нс, при этом относительный уровень спектральной плотности мощности фазового шума при отстройке от несущей 1 кГц составлял –110 дБ/Гц и определялся фазовым шумом опорного генератора.

ЛИТЕРАТУРА

1. A technical tutorial on digital signal synthesis. Analog Devices Inc., 1999 // Internet. http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/450968421DDS_Tutorial_rev12-2-99.pdf.
2. *Chenakin A.* Frequency synthesis: current solutions and new trends // *Microwave Journal*. – May 2007.
3. Pat. 5495202 US, МКИ Н 03 В 19/00. High spectral purity digital waveform synthesizer / Steve I. Hsu. – 27.02.96.
4. Coherent frequency synthesizer with wide spurious-free dynamic range, low phase noise and tuning resolution / *D.A. Barinov, V.I. Mandrov, V.N. Posadskiy, E.A. Semenov* // *Proc. of Int. Symp. on Acoustoelectronics, Frequency Control and Signal Generation*, 7–12 June 1998, St.-Peterburg, Russia. – P. 144–147.
5. Пат. 111946 РФ, Н 03 В 19/00. Синтезатор частот / *Д.А. Баринов* и др. – Оpubл. Бюл. № 36, 2011.
6. *Рыжков А.В., Попов В.Н.* Синтезаторы частот в технике радиосвязи. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
7. *Шарапов Ю.И., Крылов Г.М., Пантелеев Ю.П.* Преобразование сигнала без комбинационных частот. – М.: ИПРЖР, 2001. – 288 с.
8. Пат. 114242 РФ, Н 03 В 19/00. Быстродействующий формирователь частот / *Д.А. Баринов* и др. – Оpubл. Бюл. № 7, 10.03.12.
9. *Шapiro Д.Н., Паин А.А.* Основы теории синтеза частот. – М.: Радио и связь, 1981. – 264 с.

Статья поступила 21 июля 2012 г.

УДК 621.396.967

ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОИМПУЛЬСОВ С ФАЗОКОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ И НАНОСЕКУНДНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТЬЮ

Д. А. Баринев, В. А. Коломейцев, А. С. Михеев

ЗАО «НПЦ «Алмаз – Фазотрон», г. Саратов

Рассматривается метод формирования радиоимпульса с фазокодовой манипуляцией (ФКМ) несущей при использовании в качестве модулирующего элемента для фазы и амплитуды двойного балансного смесителя и дополнительного амплитудно-импульсного модулятора. Предлагаемый метод формирования позволяет уменьшить искажения ФКМ-сигнала и ослабить требования по точности формирования модулирующих сигналов. Применение рассматриваемого метода эффективно при формировании широкополосных сигналов с ФКМ при наносекундных длительностях элемента.

КС: формирование сигнала, фазокодовая манипуляция, взаимно корреляционная функция, амплитудно-импульсный модулятор

A waveform shaping technique with a phase-shift keying (PSK) used as a modulating element for phase and amplitude of double-balanced mixer and additional pulse-amplitude modulator is presented. The proposed technique makes it possible to reduce waveform distortion and weaken the requirements to the accuracy of waveform shaping. An application of the technique is efficient for broadband PSK waveform shaping.

Keywords: waveform shaping, phase-shift keying, cross-correlation function, pulse-amplitude modulator

Одним из наиболее часто используемых в радиолокации сигналов является радиоимпульс с фазокодовой манипуляцией (ФКМ) и изменением фазы на 180 град. Переключение фазы несущей внутри радиоимпульса происходит в соответствии с двоичной последовательностью, обладающей автокорреляционной функцией с максимально узким центральным пиком и низким уровнем боковых лепестков. Ширина корреляционного пика по уровню половины амплитуды получается приблизительно равной длительности $\tau_{эл}$ самого короткого элемента в последовательности [1].

Обычно при формировании радиоимпульса ФКМ и формирование огибающей производятся различными узлами аппаратуры [2]. Аппаратные временные задержки приводят к смещению начала амплитудно-импульсной манипуляции (АИМ) по отношению к началу ФКМ. В результате возникают искажения длительности первого и последнего элемента модулирующей последовательности и, как следствие, уменьшается отношение амплитуды центрального максимума автокорреляционной функции к амплитуде максимального из остальных наблюдаемых пиков – $C_{посл}$.

При формировании радиоимпульсов с ФКМ при наносекундной длительности элементов модулирующей последовательности аппаратные ограничения быстродействия электронных ключей и точности совмещения во времени моментов срабатывания фазового и амплитудного модулятора приведут к значительным искажениям в формируемом радиоимпульсе и, в конечном счете, к ухудшению корреляционных свойств излучаемого сигнала.

Для получения количественных критериев точности формирования сигнала на значение $C_{\text{посл}}$ были проведены расчеты взаимно корреляционной функции. При этом в качестве одного из сигналов использовался сигнал без искажений, в качестве второго – такой же сигнал, в один из параметров которого вносились искажения. Следует отметить, что из-за интегрального характера автокорреляционной функции влияние изменения длительности первого и последнего элементов последовательности на значение $C_{\text{посл}}$ более существенно для кодов с малым количеством элементов $N_{\text{посл}}$, поэтому для расчетов и экспериментов был выбран 13-элементный код Баркера. Для моделирования конечного времени переключения фазы использовался сигнал, в котором изменения фазы происходят мгновенно. Затем сигнал пропусклся через фильтр низких частот (ФНЧ), частота среза которого определяла длительность переходного процесса. Аналогично вносились искажения в огибающую радиоимпульса. Проведённые расчёты показали, что увеличение времени переключения фазы и длительности фронта огибающей радиоимпульса не оказывает значительного влияния на форму взаимно корреляционной функции.

Влияние ошибки совмещения начала АИМ и ФКМ на уровень боковых лепестков огибающей взаимно корреляционной функции для 13-элементного кода Баркера приведено на рис. 1. Ошибка совмещения АИМ и ФКМ здесь нормирована на значение $\tau_{\text{эл}}$. По вертикальной оси отложена разница между уровнем боковых лепестков, полученных после вычисления огибающей взаимно корреляционной функции, и максимально возможным значением для 13-элементного кода Баркера ($C_{\text{посл}} = 22,2$ дБ).

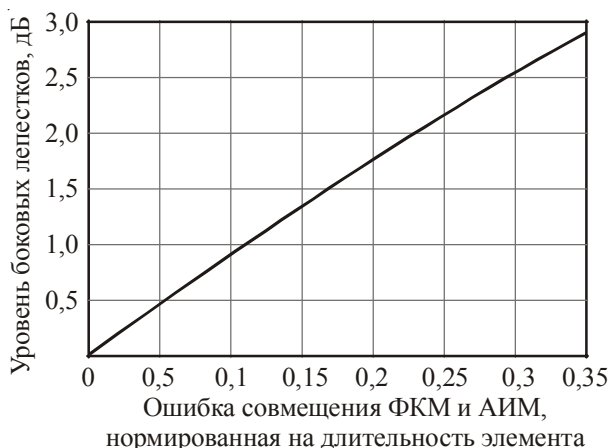


Рис. 1. Зависимость уровня боковых лепестков взаимно корреляционной функции от ошибки совмещения АИМ и ФКМ

Результаты, показанные на рис. 1, свидетельствуют о необходимости очень точного совмещения АИМ и ФКМ при формировании радиоимпульса. Например, при значении $\tau_{\text{эл}} = 5$ нс и допустимом ухудшении подавления боковых лепестков на 1 дБ необходимо обеспечить ошибку совмещения не более 0,5 нс. Данное значение ошибки совмещения сравнимо с температурной нестабильностью формирования сигналов быстродействующими цифровыми схемами, поэтому при сокращении величины $\tau_{\text{эл}}$ сложно использовать традиционный подход, когда ФКМ и АИМ выполняются в различных узлах аппаратуры.

Для решения проблемы прецизионного совмещения амплитудной и фазовой модуляций при формировании радиоимпульсов наносекундной длительности с хорошими корреляционными свойствами в работе предложен метод, в котором формирование АИМ и ФКМ обеспечивает-

ся одновременно с помощью двойного балансного смесителя, имеющего низкочастотный (НЧ) вход со связью по постоянному току, на который подается двуполярный видеосигнал. На вход гетеродина смесителя подается немодулированный сигнал с требуемым значением несущей частоты. Данный сигнал поступает на высокочастотный (ВЧ) выход балансного смесителя со сдвигом фаз в зависимости от полярности видеосигнала на НЧ-входе. При изменении полярности происходит изменение фазы сигнала на ВЧ-выходе на 180 град, при нулевом напряжении на НЧ-входе сигнал на ВЧ-выходе подавляется. Так как в балансном смесителе управление фазой и амплитудой осуществляется одним и тем же элементом (диодом с барьером Шотки), то на его выходе формируется сигнал с идеально совмещенной амплитудной и фазовой модуляцией. Достоинством балансного смесителя является то, что переключение фазы и амплитуды в нем происходит за время около 0,1 нс, а для управления достаточно подать на НЧ-вход сигнал с амплитудой $\pm 0,8$ В на нагрузке 50 Ом. Управляющий видеосигнал может быть сформирован с использованием микросхем положительной эмиттерно-связанной логики и быстродействующих дифференциальных усилителей.

Практически при нулевом значении видеосигнала на входе балансного смесителя на его выходе присутствует сигнал гетеродина, ослабленный относительно максимального выходного уровня на величину приблизительно 25 дБ. Для увеличения глубины подавления СВЧ-сигнала в паузе между радиоимпульсами, обеспечиваемой балансным смесителем, в схеме необходимо использовать дополнительный амплитудный модулятор. Однако, за счет того что частично амплитудная модуляция уже наложена, этот модулятор может управляться более широким сигналом, чем требуемая длительность радиоимпульса, и требования к точности совмещения дополнительной амплитудной модуляции с АИМ в балансном смесителе, а также к крутизне фронтов огибающей, формируемой дополнительным амплитудным модулятором, могут быть существенно ослаблены.

Для количественной проверки данного утверждения были проведены расчеты, аналогичные сделанным при построении рис. 1, но модель сигнала с искажениями была изменена. Огибающая радиоимпульса имела ступенчатый фронт и спад. Сначала (спустя $0,5\tau_{эл}$ после начала ФКМ сигнала) амплитудный множитель из значения 0 переходил к значению 0,1, затем, через задаваемый программно-временной интервал (в пределах $\pm 0,5\tau_{эл}$ от оптимального значения), происходит второе ступенчатое изменение амплитуды до величины 1,0. Спад импульса формируется аналогично двумя ступенями: с 1,0 до 0,1 и затем с 0,1 до 0. Длительность импульса с амплитудой 1,0 остается всегда постоянной, равной оптимальному значению ($13\tau_{эл}$). Изменение значения программно-задаваемого временного интервала обеспечивало перемещение импульса амплитудой 1,0 по пьедесталу амплитудой 0,1. Построенная таким образом амплитудная огибающая «сглаживалась» ФНЧ с полосой $3/\tau_{эл}$ и умножалась на ФКМ-сигнал с фиксированным по времени началом.

В результате расчетов при изменении задержки начала дополнительной АИМ относительно начала ФКМ было получено увеличение амплитуды боковых лепестков взаимно корреляционной функции в пределах от 0,4 до 0,8 дБ по сравнению с теоретическим минимумом 22,2 дБ, что приемлемо для практических применений.

При экспериментальной проверке на изготовленном макете формирователя радиоимпульсов с ФКМ при длительности элемента сигнала около 5 нс наблюдаемое увеличение боковых лепестков относительно теоретического (22,2 дБ) не превышало 1 дБ. Фронт и спад сформированного радиоимпульса приведены на рис. 2.

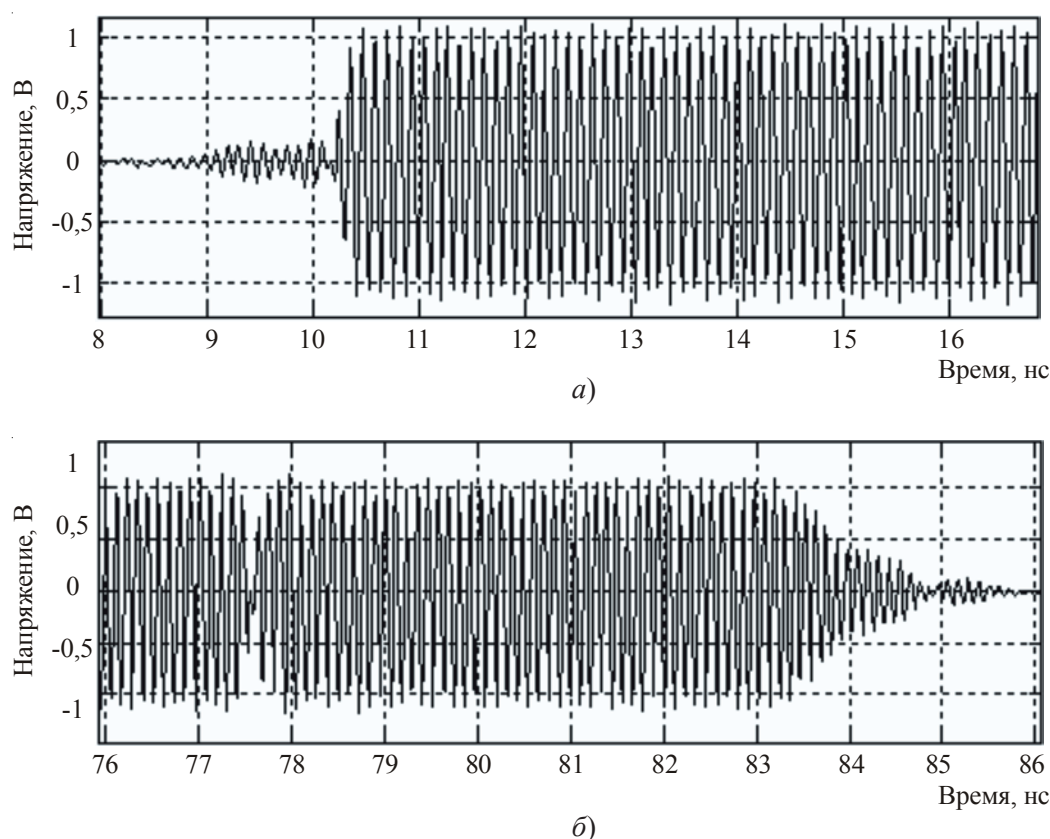


Рис. 2. Фронт (а) и спад (б) радиоимпульса на выходе макета формирователя

Фронт огибающей выходного сигнала макета соответствовал модели сигнала при расчётах, в то время как спад огибающей искажён в большей степени, чем в расчётной модели. Это связано с более высокой чувствительностью управления амплитудой выходного сигнала балансного смесителя при малых уровнях модулирующего сигнала, чем при уровнях, близких к максимальному, из-за нелинейности характеристики управления. Однако, несмотря на наблюдаемые искажения, корреляционные свойства сформированного сигнала оказались приемлемыми.

Таким образом, предлагаемый в данной работе метод формирования радиоимпульсов с ФКМ при наносекундной длительности элемента позволяет обеспечить требуемую длительность всех элементов ФКМ последовательности и хорошие корреляционные свойства сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Трухачев А.А. Радиолокационные сигналы и их применение. – М.: Воениздат, 2005. – 320 с.
2. Модуляторы сигналов сверхвысоких частот. Основные классы / Л. Белов, А. Голубков, А. Кондрашов, А. Карутин // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2008. – № 3. – С. 76–83.

Статья поступила 21 июля 2012 г.

УДК 621.373.52

ОПЫТ РАЗРАБОТКИ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ МОДУЛЕЙ – ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ СВЧ-ДИАПАЗОНА ДЛЯ ЗАДАЮЩИХ ГЕНЕРАТОРОВ ДОПЛЕРОВСКИХ РЛС

В. С. Гришин, А. В. Дерунов, Б. М. Железнов, Т. А. Николаева,
В. О. Худоложкин, М. С. Шалагинов

ЗАО «НПЦ «Алмаз – Фазотрон», г. Саратов

Рассмотрены характеристики спектров выходных сигналов модулей – преобразователей частоты, используемых в качестве формирователей сетки частот в синтезаторах частоты с кварцевым генератором опорного сигнала для доплеровских РЛС. Обсуждаются природа возникновения паразитных дискретных составляющих в спектрах выходных сигналов и способы их подавления в реальных конструкциях модулей – преобразователей частоты. В дм-диапазоне длин волн экспериментально показано, что приращение фазовых шумов при отстройках более 1 кГц в модулях с умножением частоты сигнала опорного кварцевого генератора с большой кратностью могут поддерживаться в пределах ± 3 дБ относительно расчётных, а при отстройках менее 1 кГц могут быть даже на 7...8 дБ меньше расчётных. В выходных сигналах модулей с преобразованием частоты за счёт смещения приращения фазовых шумов относительно входного сигнала гетеродина не превышают 3 дБ при подаче опорного сигнала кварцевого генератора в качестве «подставки» НЧ. Величина приращений фазовых шумов во многом определяется качеством согласования усилителя сигнала гетеродина со входом смесителя и выхода полосно-пропускающего фильтра с усилителем преобразованного сигнала в канале фильтрации частоты.

КС: синтезатор частоты, преобразователь частоты, умножитель частоты, высокая кратность умножения, модуль, паразитная дискретная составляющая, уровень дискретной составляющей, частота отстройки от несущей, фазовый шум, приращение фазового шума, чистота спектра сигнала, смеситель, усилитель, полосно-пропускающий фильтр, комбинационная составляющая, порядок комбинационной составляющей, конструкция модуля, экранированный отсек, индивидуальная крышка, согласование СВЧ-узлов

Output signal spectra characteristics of modules – frequency converters used as frequency spectrum formers in frequency synthesizers with a reference signal quartz oscillator for Doppler radars were considered. The origin of parasitic discrete components in output signal spectra and the ways of their suppression in real designs of modules – frequency converters are discussed. In dm wave length range it was experimentally shown that in modules with signal frequency multiplication of reference quartz oscillator with a high multiplication factor, phase noise increments with more than 1 kHz offsets can be kept within ± 3 dB as compared to calculated values and at less than 1 kHz offsets they can be even 7...8 dB lower than the calculated ones. In output signals of modules with frequency conversion due to mixing, phase noise increments relative to the local oscillator input signal do not exceed 3 dB at reference signal injection of quartz oscillator as LF “support”. The value of phase noise increments is mainly defined by the quality of matching local oscillator signal amplifier with mixer input, and bandpass-transmission filter with converted signal amplifier in frequency filtration channel.

Keywords: frequency synthesizer, frequency converter, frequency multiplier, high multiplication factor, module, parasitic discrete component, discrete component level, carrier offset frequency, phase noise, phase noise increment, signal spectrum purity, mixer, amplifier, bandpass-transmission filter, side-band component, side-band component order, module design, shielding chamber, individual lid, microwave nodes matching

1. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в доплеровских РЛС широко используются задающие генераторы (синтезаторы частоты), формирующие сетку высокостабильных по частоте сигналов путём умножения с большой кратностью сигнала опорного кварцевого генератора и последующего смешения с низкочастотными сигналами «подставки». Синтезаторы частоты являются, по сути, возбудителями мощных передающих устройств, и, кроме того, их выходные сигналы используются как сигналы гетеродина в приёмных устройствах РЛС. Отсюда требования к чистоте спектров выходных сигналов, к малости уровня амплитудных и фазовых шумов при жёстких требованиях к массогабаритным характеристикам синтезаторов частоты для бортовых РЛС.

Модули – преобразователи частоты на СВЧ являются важнейшими составными частями синтезаторов частоты модульной конструкции. В них выполняются операции умножения и смешения частот и обеспечивается глубокая фильтрация сигналов. В результате на выходе модулей формируются полезные сигналы с параметрами, во многом определяющими параметры сетки частот на выходе синтезатора. Поэтому высокие требования к монохроматичности выходных сигналов синтезатора частоты транслируются на выходные сигналы модулей – преобразователей частоты и ещё более ужесточаются, если в синтезаторе частот предусматривается дополнительное умножение частоты в выходных модулях.

Настоящая работа есть результат обобщения накопленного на предприятии более чем пятнадцатилетнего опыта разработки преобразователей частоты модульной конструкции в основном для задающих генераторов бортовых доплеровских РЛС. В ней использованы технические решения, предложенные авторами при разработке модулей в обеспечение таких опытно-конструкторских работ по этой тематике, как «Орган-1», «Орган-2М», «Ольха», «Олива», «Переложение», «Епанча», «Панда» и др.

2. ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ СПЕКТРОВ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ МОДУЛЕЙ – ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

Высокие показатели чистоты спектра выходных сигналов модулей – преобразователей частоты достигнуты за счёт применения в каналах фильтрации микрополосковых полосно-пропускающих фильтров (ППФ) классических типов, широко известных в литературе [1, 2]: фильтров лестничного типа, фильтров на шпилечных резонаторах, фильтров на встречных стержнях, а также микрополосковых фильтров нижних частот (ФНЧ) с распределёнными и сосредоточенными ёмкостями и индуктивностями. Спектры выходных сигналов некоторых из разработанных модулей – преобразователей частоты характеризуются основными параметрами, приведёнными в таблице.

Близкое расположение паразитных сигналов от полосы пропускания полосно-пропускающих фильтров потребовало разработки узкополосных фильтров с максимально возможной крутизной боковых склонов полосы пропускания. Такие фильтры, как оказалось в процессе серийного производства, из-за разбросов параметров диэлектрических подложек нуждаются в подстройке граничных частот полосы пропускания с допустимым отклонением от номинала не более нескольких мегагерц.

Эта задача для фильтров см-диапазона лестничного типа решается при их настройке за счёт нанесения на поверхность фильтров с заведомо смещённой вверх по частоте полосой пропус-

Тип модуля – преобразователя частоты	Характеристика спектра выходного сигнала
Умножитель частоты высокой кратности дм-диапазона длин волн на ДНЗ: число переключаемых каналов умножения частоты – 4	Относительный уровень гармонических спектральных составляющих, отстоящих от несущей на $\pm(2,5...3)$ % и более, не превышает минус 120 дБ при кратности умножения $n = 36$
Широкополосный умножитель частоты на четыре: диапазон выходных частот – 4,8...8,4 ГГц	Относительные уровни паразитных дискретных спектральных составляющих при отстройках от несущей $\pm(50...600)$ МГц – не более минус 60 дБ. Относительный уровень ближайших к полезной гармонических составляющих – не более минус 60 дБ, второй гармоники полезного сигнала – не более минус 40 дБ
Преобразователь частоты см-диапазона длин волн: относительная полоса перестройки частоты выходного сигнала – около 8 %; частоты гетеродинов $f_{\text{гет}}$ соответствуют 3,5-см диапазону длин волн; частоты НЧ «подставок» F_m – от 250 до 340 МГц; число переключаемых каналов фильтрации частоты – 4	Относительный уровень паразитных дискретных спектральных составляющих, дБ при отстройках от несущей: $\pm(0,2...10)$ МГц – не более минус 90 $\pm(10...100)$ МГц – не более минус 85 $\pm(100...550)$ МГц – не более минус 80 $\pm(550...1200)$ МГц – не более минус 60
Преобразователь частоты дм-диапазона длин волн: относительная полоса перестройки частоты выходного сигнала – около 20 %; частоты НЧ «подставок» F_m – от 150 до 220 МГц; частоты гетеродинов $f_{\text{гет}}$ – от 1650 до 2000 МГц; число переключаемых каналов фильтрации частоты – 7	Относительный уровень паразитных дискретных спектральных составляющих, дБ, при отстройках от несущей: $\pm(0,18...28)$ МГц – не более минус 90 $\pm(28...100)$ МГц – не более минус 85
Преобразователь частоты дм-диапазона длин волн: относительная полоса перестройки частоты выходного сигнала – около 10 %; частоты НЧ «подставок» F_m – от 100 до 200 МГц; частоты гетеродинов $f_{\text{гет}}$ – от 1750 до 2150 МГц; число переключаемых каналов фильтрации частоты – 4	Относительный уровень паразитных дискретных спектральных составляющих, дБ, при отстройках от несущей: $\pm(0,2...1,0)$ МГц – не более минус 102 $\pm(1,0...10,0)$ МГц – не более минус 95 $\pm(10,0...100)$ МГц – не более минус 85 $\pm(100...600)$ МГц – не более минус 80

кания плёнки жидкого диэлектрика с малыми потерями. Смещение полосы пропускания в сторону низких частот может плавно регулироваться изменением толщины плёнки и площади перекрытия ею резонаторов фильтра без существенного изменения формы АЧХ фильтра после полимеризации диэлектрика. В фильтрах дм- и см-диапазона настройка плёнкой жидкого диэлектрика может дополнять настройку с использованием накладываемых на резонаторы

диэлектрических пластин различной конфигурации и размеров, при этом диэлектрическая плёнка используется также для закрепления пластин на резонаторах.

Учитывая сравнительно невысокую добротность малогабаритных микрополосковых ППФ, требуемый уровень подавления внеполосных дискретных составляющих (ниже минус 85 дБ) достигается путём последовательного каскадирования двух-трёх ППФ и усилительных каскадов в каналах фильтрации частоты.

Паразитные гармонические и комбинационные спектральные составляющие образуются в модулях главным образом в узле смесителя либо в узле умножителя частоты. Именно там их уровень максимален относительно полезного сигнала. В связи с этим указанные узлы (вместе с входными цепями) и расположенный за ними, переключающий каналы фильтрации входной коммутатор должны быть хорошо экранированы от остальных функциональных узлов модуля. Конструкция канала фильтрации частоты, в свою очередь, должна предотвращать проникновение сигналов с входа на выход в обход ППФ. Диапазон частот, в котором необходимо реализовать электромагнитную экранировку и устранить паразитные связи, простирается вплоть до частот второй или третьей гармоники полезного сигнала.

Каналы фильтрации, включённые параллельно друг другу, располагаются каждый в своём отсеке и со своей индивидуальной крышкой. Паразитная связь между входом и выходом в канале устраняется оптимальным выбором геометрии экранирующего отсека. Напряжения питания и управления подаются в каналы и на коммутаторы через фильтры питания. Для уменьшения паразитных СВЧ-связей и предотвращения возможного возбуждения усилительных каскадов, также приводящего к появлению нежелательных дискретных составляющих, на внутреннюю поверхность крышек наносится поглощающий компаунд марки ПК-2 БУ/ОМО.028.065 ТУ. Очищенные от паразитных дискретных составляющих сигналы с выходов каналов фильтрации приводятся выходным коммутатором к одному направлению, после чего усиливаются и распределяются по выходам модуля.

Из-за неидеальной направленности коммутаторов возможно проникновение паразитных дискретных составляющих в обход подключённого канала фильтрации частоты через полосы пропускания ППФ параллельных каналов.

Поэтому в каналах при их выключении предусмотрено обязательное запирающее устройство, что снижает уровень «просачиваемого» через ППФ сигнала на 35...80 дБ. С учётом направленности коммутаторов расчётное затухание паразитных дискретных составляющих, попадающих в полосу пропускания ППФ в закрытых каналах, достигает величины более 120 дБ. Каждый из пяти каналов представленного на рис. 1 фрагмента модуля содержит по два ППФ и по два усилителя на микросхемах, каждый из которых обеспечивает в закрытом состоянии затухание около 50 дБ. Индивидуальные крышки с поглощающим компаундом на рисунке не показаны.

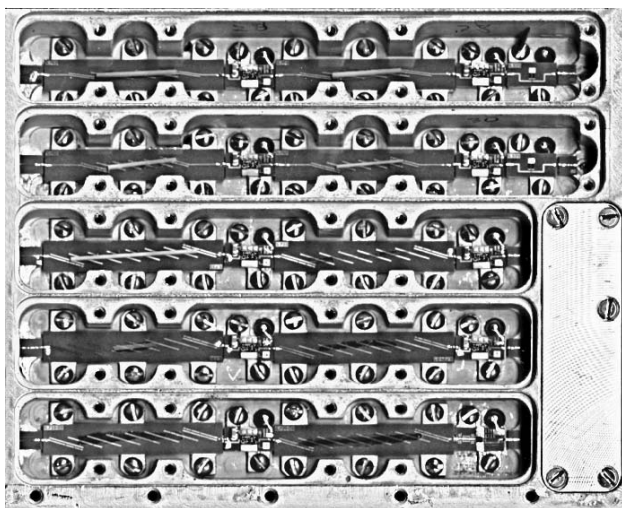


Рис. 1. Фрагмент пятиканального модуля – преобразователя частоты см-диапазона длин волн

Определённую проблему создают паразитные дискретные составляющие вблизи несущей (отстройки – иногда доли и единицы мегагерц), образующиеся в смесителе как комбинационные (гармонические) составляющие высоких порядков. Например, при $f_{\text{гет}} = 1900$ МГц и $F_m = 136$ МГц частоты гармонической и комбинационной составляющих 15 порядка ($15F_m$ и $2f_{\text{гет}} - 13F_m$) будут находиться на расстоянии ± 4 МГц от частоты преобразованного сигнала ($f_{\text{п}} = f_{\text{гет}} + F_m = 2036$ МГц). Указанные составляющие не могут быть подавлены каналами фильтрации частоты, хотя требования к их уровню вблизи несущей для синтезаторов частоты доплеровских РЛС наиболее жёсткие (менее минус 90...100 дБ).

Подавление рождаемых в смесителе комбинационных составляющих высоких порядков, лежащих в рабочей полосе канала фильтрации вблизи несущей, достигается за счёт оптимального выбора величины входного НЧ-сигнала в малосигнальном режиме работы смесителя.

Интенсивные дискретные составляющие в спектрах выходных сигналов могут также рождаться на выходах модулей на частотах полос заграждения каналов фильтрации за счёт проникновения через паразитные окна прозрачности ППФ комбинационных составляющих с частотами, близкими к частотам второй или третьей гармоники полезного сигнала, и последующего их взаимодействия с полезным сигналом или его высшими гармониками на нелинейности выходного усилителя. В результате на выходе модуля может сформироваться сигнал с частотой, например, гетеродина, какие бы усилия не предпринимались по наращиванию затухания в ППФ на этой частоте. Так, например, взаимодействие полезного сигнала с частотой $f_{\text{гет}} + F_m$ и прошедшей через второе окно прозрачности ППФ комбинационной составляющей третьего порядка с частотой $2f_{\text{гет}} + F_m$ на нелинейности усилителя даёт разностную комбинационную составляющую с частотой $f_{\text{гет}}$. Уровни формирующихся таким способом сигналов могут превосходить допустимый, т. к. в перечисленных выше ППФ затухание в паразитных окнах прозрачности может быть достаточно малым.

Для предотвращения подобных эффектов в дм-диапазоне длин волн разработаны модифицированные микрополосковые шпилечные фильтры с заземлёнными U-образными резонаторами. Введение заземления средней части шпилек через небольшую индуктивность увеличивает на 20...30 дБ затухание в паразитных окнах прозрачности (рис. 2). Возможное появление

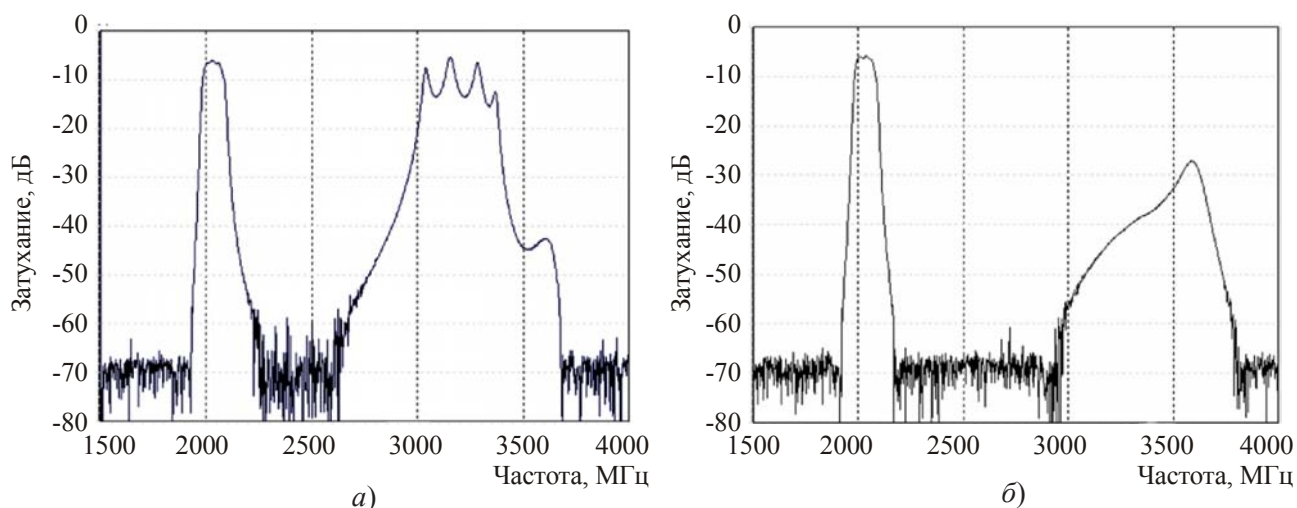


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика узкополосного ППФ на шпилечных резонаторах классического типа (а) и с заземлённой через индуктивность средней частью шпилек (б).

Запись в электронном виде с экрана измерителя КСВН и ослаблений Р2-140

в этом случае окон прозрачности на частотах ниже полосы пропускания хорошо компенсируется использованием в канале фильтрации комбинации из обычных и модифицированных фильтров. Эффективно также применение малогабаритных ФНЧ, размещаемых непосредственно на выходе смесителя или в каналах в сочетании с ППФ.

Для использования в модулях кроме ППФ и ФНЧ разработаны на отечественной элементной базе каскады малогабаритных узкополосных усилителей в диапазоне частот 1...9 ГГц с выходной мощностью до 180 мВт и коэффициентом усиления от 15 до 30 дБ на чипах GaAs ПТШ, узкополосные умножители частоты с кратностью умножения от 2 до 40 на ДНЗ типа 2А604А, широкополосные удвоители частоты дм- и см-диапазона длин волн на чипах GaAs ПТШ, балансные и двойные балансные смесители частоты дм- и см-диапазона длин волн на диодах 3А117АР-6, 3А119АР-6 и четвёрках диодных 2А139АС-4, 2А139БС-4, коммутаторы на два, три и четыре направления дм- и см-диапазона длин волн с развязкой между каналами от 20 до 60 дБ на $p-i-n$ -диодах типа 2А547А-5. Кроме того, в настоящее время в модулях – умножителях и преобразователях частоты для многих применений стали широко использоваться функциональные узлы на импортных монолитных СВЧ-микросхемах как в корпусном, так и в бескорпусном исполнении. Использование согласованных широкополосных СВЧ-микросхем в разы снижает трудоёмкость настройки модулей и повышает их надёжность.

3. ВНОСИМЫЕ ФАЗОВЫЕ ШУМЫ

Выходные сигналы задающих генераторов для доплеровских РЛС кроме малого уровня паразитных дискретных составляющих должны обладать малыми уровнями фазовых шумов (ф/ш) при отстройках от несущей частоты до сотен кГц. Применяемые в синтезаторах частоты опорные кварцевые генераторы с частотой $f_{оп}$ при отстройках 0,3...200 кГц характеризуются достаточно низким относительным уровнем ф/ш, порядка минус (130...160) дБ/Гц (рис. 3, а). Задача последующих за опорным генератором модулей – умножителей и преобразователей частоты сводится к передаче этого малого уровня ф/ш сформированным выходным сигналам с минимально возможными приращениями.

Оценка приращения уровня фазовых шумов $\Delta_{ф/ш}$ после умножения частоты в n раз проводится при проектировании радиоаппаратуры с помощью широко известного выражения:

$$\Delta_{ф/ш} = 20 \lg n \quad (1)$$

(см., например, [3]). Однако оказалось, что в реальных модулях – умножителях частоты дм-диапазона длин волн $\Delta_{ф/ш}$ зависит от величины частоты отстройки и может отклоняться от оценочной величины при больших кратностях умножения на ± 3 дБ, а при уровнях отстройки менее 1 кГц может быть меньше этой величины на 7...8 дБ.

Оценить приращение $\Delta_{ф/ш}$, вносимое преобразователем частоты со смещением частот, достаточно сложно, так как приходится иметь дело с взаимодействием ф/ш двух сигналов: сигнала гетеродина, полученного путём умножения опорной частоты с большой кратностью, и НЧ-сигнала «подставки», сформированного, как правило, из опорного сигнала. Были экспериментально исследованы ф/ш преобразователя частоты с опорным сигналом кварцевого генератора в качестве НЧ-сигнала «подставки». В этом случае ф/ш гетеродина являются превалирующими, а потому ф/ш второго сигнала можно пренебречь.

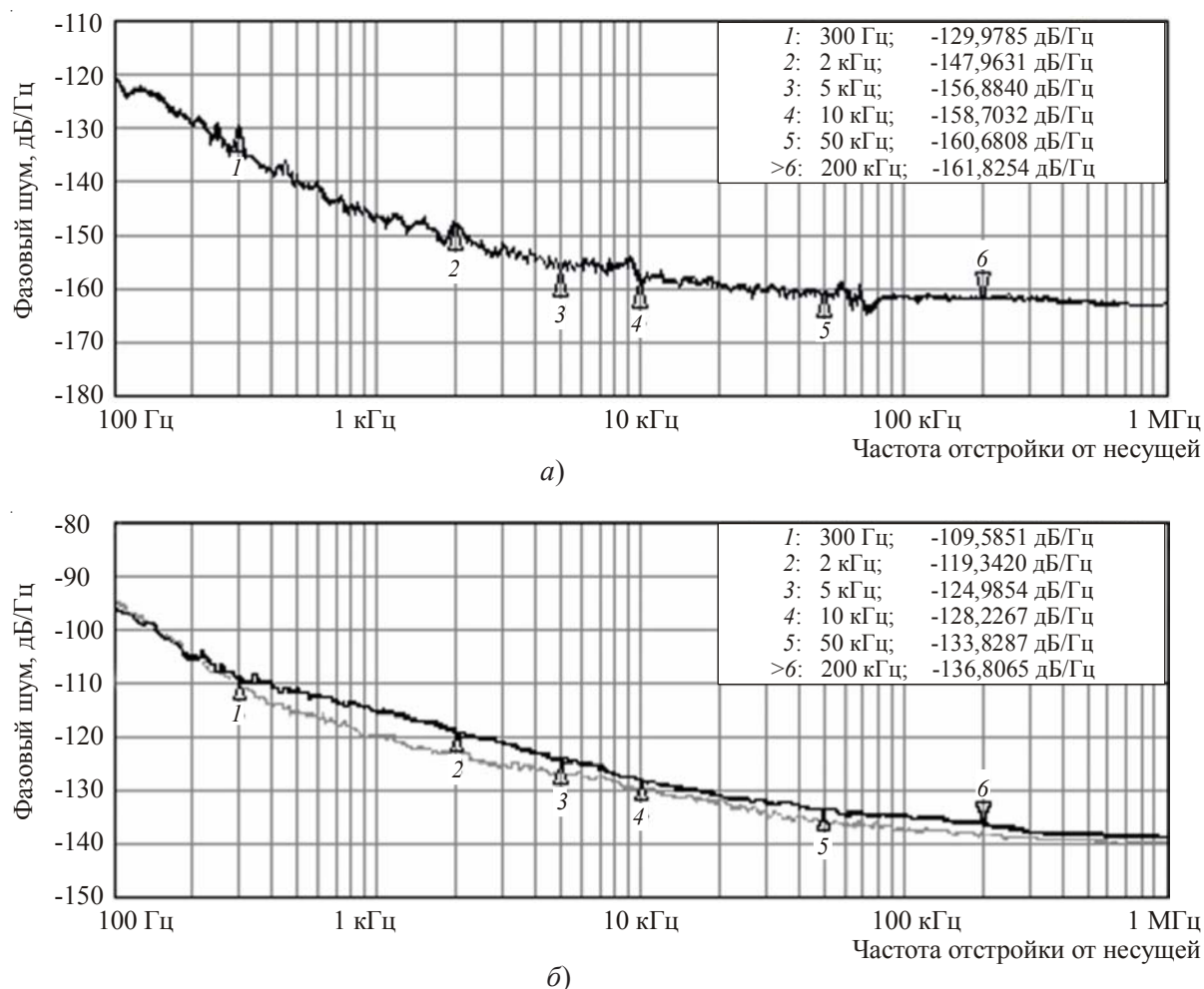


Рис. 3. Зависимости фазовых шумов от частоты отстройки от несущей частоты сигнала на выходе опорного кварцевого генератора (а); на гетеродинном входе и выходе (кривая отмечена маркерами с номерами от 1 до 6) модуля – преобразователя частоты дм-диапазона длин волн в штатном режиме работы (б).

Запись в электронном виде с экрана анализатора источников сигналов типа E5052B

Измерялись приращения $\Delta_{\phi/\text{ш}}$ трёх выходных сигналов одной и той же частоты $f_{\text{в.с}}$ дм-диапазона длин волн, полученных или как суммарно-разностные составляющие при подаче на смеситель двух различных по частоте сигналов гетеродина: $f_{\text{гет1}} = n f_{\text{оп}}$ и $f_{\text{гет1}} = (n + 2) f_{\text{оп}}$, отличающихся друг от друга на $2 f_{\text{оп}}$, или как сигнал гетеродина $f_{\text{гет3}} = (n + 1) f_{\text{оп}}$, прошедший через смеситель, канал фильтрации частоты и далее на выход модуля без преобразования частоты:

$$f_{\text{в.с}} = f_{\text{гет1}} + f_{\text{оп}} = n f_{\text{оп}} + f_{\text{оп}} = (n + 1) f_{\text{оп}}, \quad (2)$$

$$f_{\text{в.с}} = f_{\text{гет2}} - f_{\text{оп}} = (n + 2) f_{\text{оп}} - f_{\text{оп}} = (n + 1) f_{\text{оп}}, \quad (3)$$

$$f_{\text{в.с}} = f_{\text{гет3}} = (n + 1) f_{\text{оп}}. \quad (4)$$

Измерения проводились при отстройках от несущей частоты $f_{\text{в.с}}$ на $\pm 0,3$, ± 2 , ± 5 , ± 10 , ± 50 и ± 200 кГц.

Оказалось, что приращения $\Delta_{\phi/\omega}$ для всех трёх выходных сигналов и шести значений частот отстройки положительные, это свидетельствует об ухудшении ϕ/ω в выходном сигнале преобразователя частоты по сравнению с входным сигналом гетеродина. Сильная зависимость $\Delta_{\phi/\omega}$ от частоты сигнала гетеродина для большинства частот отстройки позволила считать, что основной вклад в ухудшение ϕ/ω вносят цепи сигнала гетеродина (от СВЧ-входа модуля до гетеродинного входа смесителя). Действительно, улучшение согласования выхода усилителя сигнала гетеродина со входом смесителя позволило значительно снизить разброс $\Delta_{\phi/\omega}$ от частоты сигнала гетеродина для всех частот отстроек, а дополнительное согласование размещённых в канале фильтрации ППФ со входами сопряжённых с ними усилителей позволило удерживать в процессе серийного производства синтезаторов частоты приращение $\Delta_{\phi/\omega}$, не превышающим 3 дБ для всех частот гетеродина и частот отстройки (рис. 3, б).

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Обеспечение высоких требований, предъявляемых к чистоте спектра выходных сигналов модулей – преобразователей частоты разработчиками синтезаторов частоты для доплеровских РЛС, является достаточно сложной технической задачей. Наличие нежелательных дискретных составляющих в выбранной конструкции модуля обусловлено разнообразными факторами, особенно в случаях перестройки частоты полезного сигнала в широкой полосе частот (многоканальные преобразователи частоты).

Проблема минимизации уровня вносимых модулями – умножителями и преобразователями частоты фазовых шумов в синтезаторах частоты с кварцевым опорным генератором до конца не решена, она, по-видимому, значительно упрощается при использовании в конструкции модулей – преобразователей частоты функциональных узлов на основе широкополосных монолитных СВЧ-микросхем, имеющих, как правило, КСВН не более 2 в рабочей полосе частот.

Тщательный анализ спектральных характеристик и уровня фазовых шумов СВЧ-сигналов в процессе разработки и производства модулей стал возможным после приобретения современной измерительной высокоточной аппаратуры фирмы Agilent: анализаторов спектра серии PXA N9030A, анализаторов источников сигналов типа E5052B с дополнительной опцией E5053A и генераторов сигналов типа E8257D с высокой стабильностью частоты [4].

ЛИТЕРАТУРА

1. Справочник по элементам полосковой техники / О.И. Мазенова, В.П. Мещанов, Н.И. Прохорова, А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич; под ред. А.Л. Фельдштейна. – М.: Связь, 1979.
2. Лоткова Е.Д. Фильтры на шпилечных резонаторах // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. – 1976. – Вып. 1.
3. Манасевич В.А. Синтезаторы частоты. Теория и проектирование: Пер. с англ. – М.: Связь, 1979.
4. Agilent Technologies. Контрольно-измерительное оборудование: Каталог. – 2010.

Статья поступила 21 июля 2012 г.

УДК 621.372: 621.317.799

БЛИЖНЕПОЛЕВАЯ СВЧ-МИКРОСКОПИЯ НАНОСТРУКТУР МЕТАЛЛ – ДИЭЛЕКТРИК

Д. А. Усанов, С. А. Никитов, А. В. Скрипаль, С. С. Горбатов,
Д. В. Пономарев, А. П. Фролов, В. Ю. Кваско

ФГБОУ ВПО «Саратовский государственный университет
им. Н.Г. Чернышевского»

Рассмотрены принципы действия, приведены основные характеристики, обсуждены достоинства и недостатки, приведены примеры применения различных типов ближнеполевых сканирующих СВЧ-микроскопов. Показана возможность использования в качестве зонда в ближнеполевых СВЧ-микроскопах для повышения чувствительности и разрешающей способности низкоразмерных СВЧ-резонаторов на основе систем «штырь с зазором – близкорасположенный короткозамыкатель» и системы «индуктивная диафрагма – емкостная диафрагма». Достигнута разрешающая способность на уровне 0,5 мкм. Описан метод измерения толщины нанометровых металлических пленок и электропроводности полупроводниковой подложки, являющихся слоями фотонного кристалла СВЧ-диапазона, с целью создания эталонных образцов, используемых при калибровке СВЧ-микроскопа. Приведено описание ближнеполевого СВЧ-микроскопа на основе полупроводникового автодинного генератора на диоде Ганна. Продемонстрирована возможность визуализировать с высоким пространственным разрешением рельеф и электрофизические свойства поверхности керамической пластины с нанесённым нанометровым слоем металла, как в режиме прямого доступа к объекту сканирования, так и в режиме подповерхностного зондирования.

КС: ближнеполевая СВЧ-микроскопия, наноструктура, металл – диэлектрик

The operating mechanisms are considered, the principal characteristics are given, advantages and disadvantages are discussed, the examples of using different types of near-field scanning microscopes are shown. A possibility of using small size microwave resonators based on “pin with a gap – closely spaced short-circuiting plug” systems and “inductive diaphragm – capacitive diaphragm” systems as a probe in near-field microwave microscopes to increase sensibility and resolution is shown. 0.5 μm resolution was reached. The way of measuring nanometer metal film thicknesses and electrical conductance of semiconductor substrate which are the layers of microwave photonic crystal is described with the purpose of creating reference samples used at microwave microscope calibration. The description of near-field microwave microscope based on semiconductor Gunn diode autodyne oscillator is presented. A possibility to visualize the relief and electrophysical properties of ceramic plate surface with an overlaid nanometer metal layer was shown with a high spatial resolution both in the mode of direct access to the object of scanning and in the mode of subsurface probing.

Keywords: near-field microwave microscopy, nanostructure, metal – dielectric

1. ВВЕДЕНИЕ

В процессе создания структур твердотельной микро- и нанoeлектроники немаловажную роль имеют операции контроля. Одним из способов такого контроля является ближнеполевая сканирующая СВЧ-микроскопия. Этот вид микроскопии имеет ряд преимуществ, среди кото-

рых – отсутствие квантовых эффектов поглощения излучения веществом исследуемого объекта, прозрачность в СВЧ-диапазоне многих оптически непрозрачных веществ. Данный вид микроскопии особенно предпочтителен при отладке технологии производства микроэлектронных устройств, предназначенных для использования именно в СВЧ-диапазоне, так как параметры материалов и структур измеряются на тех же частотах, на которых они будут использованы [1]. Таким образом, если даже ближнеполевая СВЧ-микроскопия и не заменяет других видов контроля и исследования, то, как минимум, гармонично их дополняет. Результаты измерений с помощью ближнеполевого сканирующего СВЧ-микроскопа могут быть успешно использованы при изучении сверхпроводимости, эффектов, связанных с распространением спиновых волн, плазмонов, эффекта Джозефсона и т. д. Высокое разрешение ближнеполевых сканирующих СВЧ-микроскопов позволяет локализовать области дефектов в интегральной схеме.

2. РЕЗОНАТОР БЛИЖНЕПОЛЕВОГО СВЧ-МИКРОСКОПА

Основным элементом ближнеполевого СВЧ-микроскопа, обеспечивающим в большей мере его высокую чувствительность и разрешающую способность, авторы [1] назвали связанный с зондом СВЧ-резонатор.

По изменению характеристик резонатора (резонансной частоты и добротности) в процессе сканирования исследуемого образца можно судить о его топологии и изменении свойств материала подложки от точки к точке. Ясно, что с увеличением чувствительности резонатора к вносимому в него через зонд возмущению повышается чувствительность и разрешающая способность СВЧ-микроскопа в целом.

В работе [2] показана возможность создания СВЧ-резонаторов на основе так называемых низкоразмерных резонансных систем и обнаружена их высокая чувствительность к возмущающим воздействиям. Резонансы в таких системах объяснены возбуждением в них высших типов колебаний. Так как один из размеров такого рода резонаторов намного меньше длины волны основного типа, они были названы «низкоразмерными» [3]. Вносимое в низкоразмерный резонатор малое возмущение, изменяющее его электрическую длину, приводит к значительному изменению его характеристик, что и демонстрировалось в работах [2, 3].

В работе [4] была показана возможность создания СВЧ-резонаторов на основе систем «штырь с зазором – близкорасположенный короткозамыкатель» и обнаружена их высокая чувствительность к возмущающим воздействиям. Конструкция резонатора в совокупности с зондовым элементом для ближнеполевого СВЧ-микроскопа описана в работе [5] и приведена на рис. 1.

Конструкция включает в себя прямоугольный волновод 1 с подключаемым к нему СВЧ-генератором, имеющий короткозамыкатель 2. В непосредственной близости от короткозамыкателя в центральной части на одной из широких стенок волновода параллельно короткозамыкателю располагается металлический штырь. Высота штыря h меньше размера узкой стенки волновода b , так что между штырем и другой широкой стенкой имеется зазор. Короткозамыкатель 2 имеет на поверхности, обращенной внутрь волновода, полукруглую выемку 4, по всей его ширине параллельную штырю, и отверстие 5. В выемке коаксиально расположен выступающий за пределы волновода 1 зонд в виде иглы 6, с помощью петли связи 7 гальванически соединенный с короткозамыкателем 2. Расстояние от штыря 3 до короткозамыкателя 2 и величина зазора выбираются из условия возникновения резонанса, с малым коэффициентом отражения на резонансной частоте. Авторы [5] установили, что с помощью такого устройства можно прово-

дить локальные измерения диэлектрической проницаемости в диапазоне 1,5...400, проводимости в диапазоне $2 \cdot 10^{-2} \dots 10^7 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$ без дополнительной перестройки резонаторной системы. В приведенном в [5] примере реализации описанного устройства использовался СВЧ-генератор, работающий в 3-см диапазоне длин волн. Размер широкой стенки волновода $a = 23 \text{ мм}$, узкой $b = 10 \text{ мм}$, $d = 6,5 \text{ мм}$, высота зазора в штыре была равна 1 мм, радиус иглы – 0,1 мм, расстояние k между штырем и короткозамыкателем – не более $\lambda/10$, где λ – длина волны основного типа в волноводе; характеризующие выемку размеры s и w были соответственно равны 7 и 2,15 мм.

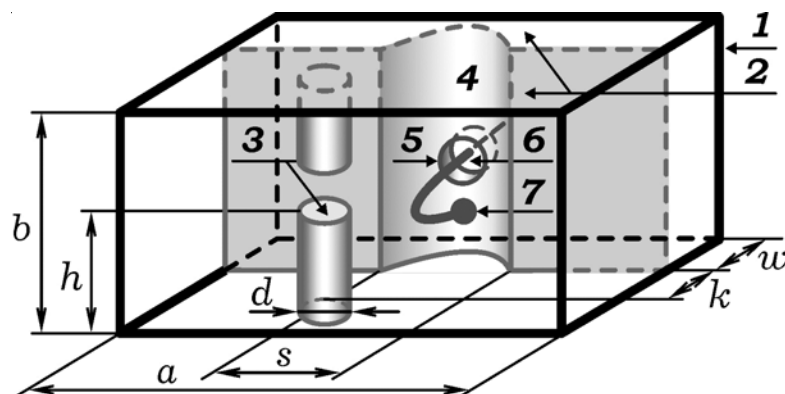


Рис. 1. Низкоразмерный резонатор ближнеполевого СВЧ-микроскопа на основе системы «штырь с зазором – близкорасположенный короткозамыкатель»

В конструкции [6] резонатором являлась система близкорасположенных индуктивной и емкостной диафрагм.

Схематическое изображение резонатора типа «индуктивная диафрагма – емкостная диафрагма» приведено на рис. 2, где 1 – волновод; 2 – индуктивная диафрагма; 3 – емкостная диафрагма; 4 – иглы-зонды; $a = 23 \text{ мм}$ – размер широкой стенки волновода; $b = 10 \text{ мм}$ – размер узкой стенки волновода; $h = 0 \dots 7 \text{ мм}$ – расстояние от индуктивной диафрагмы до емкостной диафрагмы; $d_1 = 2 \text{ мм}$ – ширина щели в емкостной диафрагме; $d_2 = 1 \text{ мм}$ – ширина щели в индуктивной диафрагме.

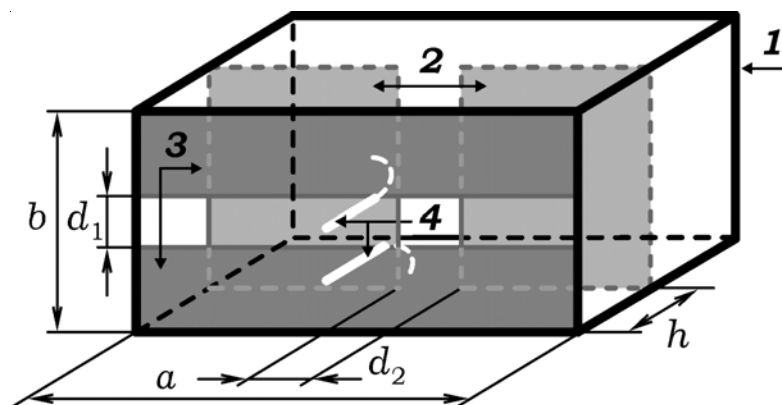


Рис. 2. Низкоразмерный резонатор ближнеполевого СВЧ-микроскопа на основе системы «индуктивная диафрагма – емкостная диафрагма»

Изменением расстояния между емкостной диафрагмой 3 и индуктивной диафрагмой 2 добивались возникновения резонанса с малым коэффициентом отражения, после чего это расстояние фиксировалось. Часть электромагнитного поля, возникшего в резонансной структуре, локализовалась в зазоре между двумя иглами-зондами 4 в виде квазистационарного (ближнего) поля и взаимодействовала с исследуемым объектом, поднесенным к этому зазору на расстояние 0,5...1,5 мкм.

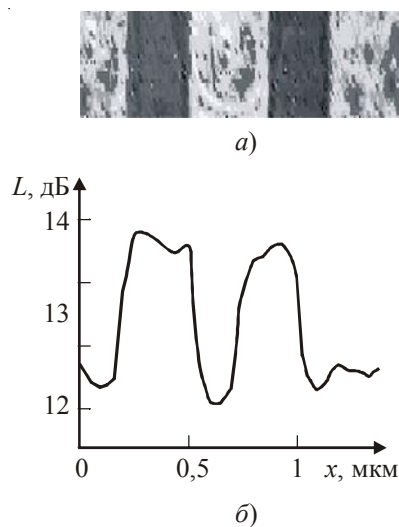


Рис. 3. Структура из ниобата лития с нанесенной металлизацией (а) и экспериментальная зависимость потерь L , соответствующих пику резонанса, от смещения измерительного зонда вдоль оси x (б)

Авторами [6] для иллюстрации возможностей описанного микроскопа выбрана использующаяся в СВЧ акустических линиях задержки и фильтрах на поверхностных акустических волнах структура из ниобата лития с нанесенной на него металлизацией в виде встречно-штыревой алюминиевой системы с периодом 0,5 мкм, фотоизображение которой приведено на рис. 3, а. Зонд устанавливался на расстоянии 2 мкм от исследуемой структуры.

На рис. 3, б приведена экспериментальная зависимость потерь L , соответствующих пику резонанса, от смещения измерительного зонда вдоль оси x . При смещении зонда глубина резонанса изменялась, что позволило судить о разрешении металлических элементов исследуемой структуры с шириной около 0,5 мкм.

3. СВЧ-ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЭТАЛОННЫХ СТРУКТУР

Для определения толщины и электропроводности полупроводниковых слоёв и нанометровых металлических пленок в слоистых структурах, с целью создания эталонных образцов, используемых при калибровке ближнеполевого СВЧ-микроскопа, можно использовать результаты измерений спектров отражения и прохождения взаимодействующего с ними СВЧ-излучения.

Нахождение электрофизических параметров слоистых структур в этом случае связано с необходимостью решать обратную задачу. Высокая точность измерений достигается при условии, что известно теоретическое описание спектров отражения и прохождения, хорошо согласующееся с экспериментом, и эти спектры характеризуются высокой чувствительностью к изменению величин искомых параметров.

Интенсивное развитие нанотехнологий стимулировало разработку и создание нового класса периодических структур, получивших название фотонных кристаллов. Эти структуры состоят из периодически расположенных составляющих, размеры которых сравнимы с длиной волны распространяющегося в них электромагнитного излучения. В спектре пропускания такой структуры имеется частотная область, запрещенная для распространения электромагнитной волны – аналог запрещенной зоны в кристаллах. В СВЧ-диапазоне одномерный фотонный кристалл может быть реализован с помощью волноводов с периодически изменяющимся диэлектриче-

ским заполнением [7]. При наличии нарушений в периодичности слоистой структуры в запрещенной зоне фотонного кристалла могут возникать узкие «окна» прозрачности [8], обладающие высокой частотной чувствительностью к электрофизическим параметрам нарушенного слоя, в качестве которого может выступать исследуемая структура [7].

Измерение толщины нанометровых металлических пленок и электропроводности полупроводниковой подложки, являющихся слоями фотонного кристалла СВЧ-диапазона и выступающих в качестве нарушений его периодичности, основано на измерении коэффициентов отражения R и прохождения T электромагнитной волны, взаимодействующей со слоистой структурой.

Теоретическая модель. В качестве составляющих частей волноводного фотонного кристалла использовался отрезок волновода со структурой, представляющей собой периодически чередующиеся слои двух типов диэлектриков с различными значениями толщины и диэлектрической проницаемости [7].

Для расчета коэффициентов отражения и прохождения электромагнитной волны при её нормальном падении на такую многослойную структуру использовалась матрица передачи волны между областями с различными значениями постоянной распространения электромагнитной волны.

Коэффициенты отражения R и прохождения T электромагнитной волны, взаимодействующей со слоистой структурой, определяются через элементы матрицы передачи $\mathbf{T}_N$ с помощью соотношений:

$$R = -\frac{\mathbf{T}_N [2,1]}{\mathbf{T}_N [2,2]}, \quad (1)$$

$$T = \frac{\mathbf{T}_N [1,1] \cdot \mathbf{T}_N [2,2] - \mathbf{T}_N [1,2] \cdot \mathbf{T}_N [2,1]}{\mathbf{T}_N [2,2]},$$

где $\mathbf{T}_N = \begin{pmatrix} \mathbf{T}_N [1,1] & \mathbf{T}_N [1,2] \\ \mathbf{T}_N [2,1] & \mathbf{T}_N [2,2] \end{pmatrix} = \prod_{j=N}^0 \mathbf{T}_{j,j+1} = \mathbf{T}(z_{N,N+1}) \cdot \mathbf{T}(z_{N-1,N}) \dots \mathbf{T}(z_{1,2}) \cdot \mathbf{T}(z_{0,1})$ – матрица передачи слоистой структуры, состоящей из N слоев.

Измерение толщины металлической пленки t_m и электропроводности подложки σ_n по спектрам отражения $R(\omega)$ и прохождения $T(\omega)$ электромагнитного излучения (при использовании метода наименьших квадратов для обработки экспериментальных данных) для этого случая основано на решении системы уравнений

$$\begin{cases} \frac{\partial S(t_m, y_n)}{\partial t_m} = 0, \\ \frac{\partial S(t_m, y_n)}{\partial y_n} = 0, \end{cases} \quad (2)$$

где

$$S(t_m, y_n) = \sum_{i=1}^N \left(\left| R_2(\omega_{\text{эксп}}, t_m, y_n) \right|^2 - \left| R_1(\omega_{\text{эксп}}, t_m, y_n) \right|^2 - \left| R_{i2 \text{ эксп}} \right|^2 - \left| R_{i1 \text{ эксп}} \right|^2 \right)^2, \quad (3)$$

$R_1(\omega, t_m, y_n)$, $R_2(\omega, t_m, y_n)$ – частотные зависимости коэффициентов отражения электромагнитной волны при двух различных комбинациях слоев в фотонном кристалле.

В эксперименте измерялись структуры металл – полупроводник, представляющие собой пленки нихрома, нанесенные на кремниевые подложки толщиной 430 мкм. Коэффициент отражения измерялся с помощью векторного анализатора цепей Agilent PNA N5230A. Измерения проводились для двух различных комбинаций чередования слоев: волноводный фотонный кристалл – металлическая пленка – полупроводниковая подложка и волноводный фотонный кристалл – полупроводниковая подложка – металлическая пленка.

Измеряемые образцы размещались после 11-слойного волноводного фотонного кристалла, представляющего собой чередующиеся слои поликора ($\epsilon = 9,6$; $\text{tg}\delta = 1 \cdot 10^{-4}$) толщиной 1 мм и пенопласта ($\epsilon = 1,1$; $\text{tg}\delta = 1 \cdot 10^{-3}$) толщиной 12 мм. Фотонный кристалл содержал нарушение в виде уменьшенной до 6 мм толщины 6-го слоя (пенопласт).

По результатам измерений спектров отражения и их расчета с использованием (1) была построена функция невязок $S(t_m, y_n)$ в виде (3).

В результате решения обратной задачи по измеренным спектрам отражения в диапазоне частот 9...10 ГГц с использованием системы уравнений (2) и функции невязок $S(t_m, y_n)$ в виде (3) были определены параметры исследуемых структур (см. таблицу).

Наименование структуры	Толщина металлической пленки $t_{\text{м.иск}}$, нм	Электропроводность подложки $y_{\text{п.иск}}$, $\text{Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$
Структура 1	10	50
Структура 2	44	48
Структура 3	110	45,3

4. БЛИЖНЕПОЛЕВОЙ СВЧ-МИКРОСКОП НА ОСНОВЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО АВТОДИННОГО ГЕНЕРАТОРА НА ДИОДЕ ГАННА

В ближнеполевых СВЧ-микроскопах в качестве зондирующего используют поле нераспространяющегося типа волн [9]. Именно такое поле образуется, если центральный проводник коаксиальной линии выходит за пределы внешнего проводника. Достоинством использования волн нераспространяющегося типа, образующих «ближнее поле», является то, что внесение в это поле «возмущающего» элемента сильно изменяет электродинамические характеристики систем. Ближнее поле затухает на малом расстоянии, вблизи зонда, что позволяет наряду с высокой чувствительностью к параметрам вносимого «возмущения» получить высокое пространственное разрешение.

Использовать коаксиальный зонд, включенный в цепь СВЧ-генератора с центральным проводником, выступающим за пределы внешнего проводника на расстояние не более 0,3 длины волны λ , для измерения диэлектрической проницаемости материалов предложили в 1982 г. авторы [10]. В предложенном ими устройстве для генерации СВЧ-колебаний зонд подключался к активному элементу, в качестве которого использовался СВЧ-транзистор.

В работе [11] авторы предложили использовать коаксиальный зонд с центральным проводником, выступающим за пределы внешнего проводника, для измерения толщины металлodieлектрических слоев в нанометровом масштабе значений.

При непосредственном подключении зонда ближнеполевого СВЧ-микроскопа к СВЧ-генератору, без использования элементов развязки, может быть создана автодинная система, в которой реализуется так называемый эффект автодинного детектирования, при котором активный элемент СВЧ-генератора является одновременно источником и приёмником отражённой электромагнитной волны [12]. Применение эффекта автодинного детектирования в полупроводниковых СВЧ-генераторах для контроля параметров материалов основано на установлении зависимостей величины продетектированного сигнала от параметров контролируемых слоев, например: толщины, диэлектрической проницаемости, электропроводности [13–15].

Ниже приведены результаты исследования возможности создания ближнеполевого СВЧ-микроскопа на основе полупроводникового автодинного генератора на диоде Ганна с подключённым к нему зондом, выполненным на основе микрокоаксиально-волноводного перехода с отрезком микрокоаксиала, центральный проводник которого выступает за пределы внешнего проводника.

Экспериментальная установка и методика измерений. Полупроводниковый автодин *1* выполнен в виде СВЧ-генератора (*X*-диапазон) на основе короткозамкнутого отрезка волновода. В качестве активного элемента использовался диод Ганна типа 3A723, помещенный в зазор стержневого держателя. Частота и мощность СВЧ-генератора (около 12,0 ГГц и около 10 мВт соответственно) могли перестраиваться в результате перемещения поршня и изменения питающего напряжения *4* на диоде Ганна *2*. Сигнал автодинного генератора контролировался с помощью детекторного диода *3* типа 2A203, помещенного в зазор другого стержневого держателя и расположенного между диодом Ганна и короткозамыкающим поршнем на расстоянии одной длины волны от диода Ганна и четверти длины волны от короткозамыкающего поршня. Продетектированный сигнал через АЦП *5* передавался в компьютер *6* и обрабатывался при помощи специального программного обеспечения (рис. 4).

СВЧ-зонд *7* был выполнен на основе микрокоаксиально-волноводного перехода с отрезком микрокоаксиала, центральный проводник которого выступает за пределы внешнего проводника микрокоаксиала на величину приблизительно 560 мкм. Конец центрального провод-

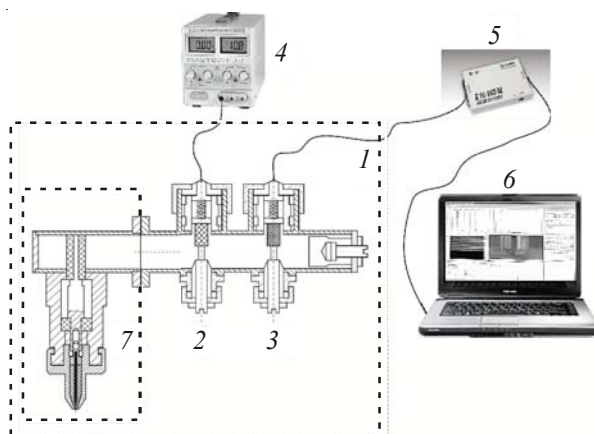


Рис. 4. Схема ближнеполевого СВЧ-микроскопа

ника микроаксиального зонда выполнялся заостренным с постепенно уменьшающимся диаметром до величины 2,5 мкм. Внутренняя (невыступающая) часть центрального проводника помещалась в диэлектрический конус. При проведении измерений образец располагался на подвижной измерительной площадке вблизи заостренного конца микроаксиального зонда, на расстоянии 20 мкм.

Перемещение зонда вдоль поверхности исследуемого образца осуществлялось с помощью платформы для механизированного перемещения с использованием линейных трансляторов, выполненных на основе шаговых двигателей.

Расстояние между зондом и образцом фиксировалось за счет микрометрической подачи, обеспечивающей перемещение измерительной площадки в направлении, перпендикулярном плоскости образца, вдоль оси Z , и дополнительно контролировалось с помощью цифровой видеокамеры.

Если поверхность образца обладает рельефом или образец является неоднородным по своим электрофизическим характеристикам (электропроводность, диэлектрическая проницаемость), то при перемещении зонда вдоль поверхности образца изменяются амплитуда и фаза отраженной электромагнитной волны. С изменением амплитуды и фазы отраженной волны, при работе генератора в автодинном режиме, изменяются частота и мощность генерируемого диодом Ганна СВЧ-сигнала, а значит, изменяется величина сигнала, фиксируемого детекторным диодом.

При сканировании исследуемого образца сигнал с детекторного диода через АЦП передавался в компьютер, где с помощью специального программного обеспечения с учётом величины сигналов, управляющих линейными трансляторами, формировался трёхмерный массив данных, позволяющий получить графическое представление свойств исследуемого образца.

Результаты экспериментальных исследований. В качестве объекта исследований использовалась структура, представляющая собой керамическую (Al_2O_3) пластину толщиной 0,5 мм

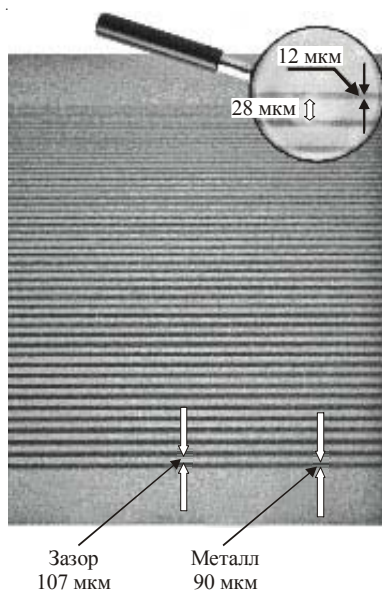


Рис. 5. Пластина с металлическими полосками изменяющейся ширины

и диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 9,6$ с нанесённым методом термического испарения в вакууме нанометровым металлическим (танталовым) слоем. С применением методов фотолитографии и химического травления на поверхности пластины была сформирована топология в виде металлических (танталовых) полосок, ширина которых монотонно изменялась от 90 до 12 мкм, а величина зазора – от 107 до 28 мкм. Толщина металлических полосок составляла 70 нм и определялась с использованием атомно-силового микроскопа Agilent 5600LS.

Фотография пластины с металлическими полосками изменяющейся ширины, нанесёнными на поликоровую подложку, приведена на рис. 5.

Результаты визуализации фрагмента поверхности керамической пластины с нанесёнными нанометровыми металлическими (танталовыми) полосками с использованием сигнала $V_{\text{дет}}$ формируемого детекторным диодом ближнеполевого СВЧ-микроскопа, представлены на рис. 6. Размер области сканирования, приведённой на рис. 5 и 6, составлял $1,0 \times 7,5$ мм. Шаг сканирования в направлении X – 1,25 мкм, в направлении Y – 10 мкм.

Для демонстрации разрешающей способности разработанной методики измерений и созданной экспериментальной установки был изготовлен образец с изображением юбилейного знака, посвящённого 100-летию образования Саратовского государственного университета. Юбилейный знак изготовлен нанесением тонкого, толщиной 70 нм, металлического (танталового) слоя на керамическую пластину толщиной 0,5 мм и диэлектрической проницаемостью 9,6 методом термического испарения в вакууме с использованием методов фотолитографии и химического травления.

На рис. 7 приведены результаты визуализации поверхности керамической пластины с изображением юбилейного знака Саратовского государственного университета с помощью ближнеполевого СВЧ-микроскопа. Шаг сканирования вдоль координат X и Y составлял 10,0 мкм. Размер области сканирования – 10×10 мм.

Для демонстрации возможности применения ближнеполевого СВЧ-микроскопа на основе полупроводникового автодинного генератора на диоде Ганна к задачам подповерхностного зондирования была использована керамическая пластинка с изображением юбилейного знака СГУ, покрытым слоем графита толщиной 0,8 мкм с удельной электропроводностью $10^3 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$. Фотография пластины с юбилейным знаком СГУ, фрагмент которого покрыт слоем графита, приведена на рис. 8.



Рис. 7. Результаты визуализации поверхности керамической пластины с изображением юбилейного знака СГУ



Рис. 8. Пластина с юбилейным знаком СГУ, фрагмент которого покрыт слоем графита

На рис. 9 приведены результаты визуализации фрагмента юбилейного знака, покрытого слоем графита, с помощью ближнеполевого СВЧ-микроскопа. Шаг сканирования составлял 2,0 мкм по обоим направлениям в плоскости образца.

Как следует из результатов, представленных на рис. 8 и рис. 9, трудноразрешимая в оптическом диапазоне длин волн задача подповерхностного зондирования может быть успешно решена с использованием метода ближнеполевой СВЧ-микроскопии.

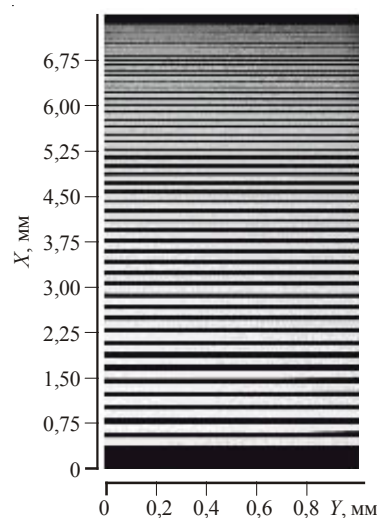


Рис. 6. Результаты визуализации фрагмента поверхности керамической пластины с нанесёнными нанометровыми металлическими полосками

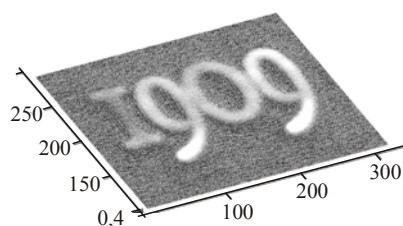


Рис. 9. Результаты визуализации фрагмента юбилейного знака, покрытого слоем графита

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в результате проведённых исследований показана возможность использования в качестве зонда в ближнеполевых СВЧ-микроскопах для повышения чувствительности и разрешающей способности низкоразмерных СВЧ-резонаторов на основе систем «штырь с зазором – близкорасположенный короткозамыкатель» и «индуктивная диафрагма – емкостная диафрагма». Достигнута разрешающая способность на уровне 0,5 мкм.

Описан СВЧ-метод измерения толщины нанометровых металлических пленок и электропроводности полупроводниковой подложки с целью создания эталонных образцов, используемых при калибровке СВЧ-микроскопа.

Показана возможность создания ближнеполевого СВЧ-микроскопа на основе полупроводникового автодинного генератора на диоде Ганна с подключённым к нему зондом, который был выполнен на основе микроаксиально-волноводного перехода с отрезком микроаксиала, центральный проводник которого выступает за пределы внешнего проводника микроаксиала. С использованием созданного микроскопа продемонстрирована возможность визуализировать с высоким пространственным разрешением рельеф и электрофизические свойства поверхности керамической пластины с нанесённым нанометровым слоем металла, как в режиме прямого доступа к объекту сканирования, так и в режиме подповерхностного зондирования.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, грантом Правительства РФ для государственной поддержки научных исследований, проводимых под руководством ведущих ученых в российских образовательных учреждениях высшего профессионального образования 11.G34.31.0030, ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы ГК № 16.740.11.0512, ЗАО «НПЦ «Алмаз-Фазотрон».

ЛИТЕРАТУРА

1. Near-field microwave microscopy of materials properties / S.M. Anlage, D.E. Steinhauer, B.J. Feenstra, C.P. Vlahacos and F.C. Wellstood; eds. H. Weinstock and M. Nisenoff // Microwave Superconductivity. – Amsterdam. The Netherlands: Kluwer, 2001. – P. 239–269.
2. Резонансы в полубесконечном волноводе с диафрагмой, связанные с возбуждением волн высших типов / Д.А. Усанов, С.С. Горбатов, С.Б. Вениг, В.Е. Орлов // Письма в ЖТФ. – 2000. – Т. 26, № 18. – С. 47–49.
3. Усанов Д.А., Горбатов С.С. Резонансы в волноводной системе «штырь с зазором – близкорасположенный поршень» // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2006. – Т. 49, № 2. – С. 27–33.
4. Усанов Д.А., Горбатов С.С. Резонансы в системах диафрагма — короткозамыкающий поршень // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2001. – Т. 4, № 3. – С. 13–20.

5. Пат. 2373545 РФ. Устройство для измерения параметров материалов / Д.А. Усанов, С.С. Горбатов, А.Н. Сорокин, В.Ю. Кваско – Оpubл. 20.11.09, Бюл. № 32; приоритет 3.06.08.
6. Усанов Д.А., Горбатов С.С., Кваско В.Ю. Ближнеполевой СВЧ-микроскоп с низкоразмерным резонатором типа «индуктивная диафрагма – емкостная диафрагма» // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2010. – № 6. – С. 66–69.
7. Использование волноводных фотонных структур для измерения параметров нанометровых металлических слоев на изолирующих подложках / Д.А. Усанов, А.В. Скрипаль, А.В. Абрамов, А.С. Боголюбов, В.С. Скворцов, М.К. Мерданов // Известия вузов. Электроника. – 2007. – № 6. – С. 25–32.
8. Donor and acceptor modes in photonic band structure / E. Yablonovitch, T.J. Gmitter, R.D. Meade, A.M. Rappe, K.D. Brommer and J.D. Joannopoulos // Phys. Rev. Lett. – Dec. 1991. – Vol. 67, No 24. – P. 3380–3383.
9. Kleiemit R.A., Kazimierczuk M.K. and Kozlowski G. Sensitivity and resolution of evanescent microwave microscope // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2006. – Vol. 54, No 2. – P. 639–647.
10. А. с. 1114979 СССР. Устройство для измерений диэлектрической проницаемости материалов / Д.А. Усанов, А.Ю. Вагарин, А.А. Безменов. – Оpubл. 07.08.84, Бюл. № 35; приоритет 22.06.82.
11. А. с. 1450602 СССР. Устройство для измерения толщин / Д.А. Усанов, Б.Н. Коротин, В.Е. Орлов. – Оpubл. 07.08.88, Бюл. № 29; приоритет 11.08.86.
12. Усанов Д.А., Скрипаль Ал.В., Скрипаль Ан.В. Физика полупроводниковых радиочастотных и оптических автодинов. – Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2003. – 312 с.
13. Усанов Д.А., Скрипаль А.В. Физика работы полупроводниковых приборов в схемах СВЧ. – Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 1999. – 376 с.
14. Усанов Д. А., Коротин Б. Н. Устройство для измерения толщины металлических пленок, нанесенных на диэлектрическую основу // ПТЭ. – 1985. – № 1. – 254 с.
15. Использование эффекта автодинного детектирования в полупроводниковых СВЧ генераторах для создания устройств радиоволнового контроля / Д.А. Усанов, В.Д. Тупикин, А.В. Скрипаль, Б.Н. Коротин // Дефектоскопия. – 1995. – № 5. – С.16–20.

Статья поступила 21 июля 2012 г

УДК 621.373.52

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ФОРМИРОВАТЕЛЬ СИГНАЛОВ X-ДИАПАЗОНА ЗАДАЮЩЕГО ГЕНЕРАТОРА БРЛС С НИЗКИМ УРОВНЕМ ДИСКРЕТНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ

А. В. Байкин, Ю. А. Кузьмин, В. С. Тяжлов

ЗАО «НПЦ «Алмаз – Фазотрон», г. Саратов

Приводятся принципы построения и результаты разработки многофункционального широкополосного формирователя сигналов X-диапазона задающего генератора с низким уровнем дискретных составляющих.

КС: преобразователь частоты, дискретная составляющая, уровень дискретной составляющей, преселектор, спектрограмма

The principles of arrangement and the results of development of X-range multifunctional broad-band signal shaper of a driving oscillator with a low level of discrete components are given.

Keywords: frequency converter, discrete component, discrete component level, preselector, spectrogram

1. ВВЕДЕНИЕ

Важнейшей составной частью современного задающего генератора БРЛС является многофункциональный формирователь (модуль) выходных сигналов. В модуле производится формирование сигналов выходных рабочих частот, их усиление, фильтрация и разветвление по каналам, необходимым для работы БРЛС. Кроме того, обеспечивается амплитудно-импульсная и фазокодовая модуляции выходных сигналов модуля, а также точная регулировка их мощностей. Качество работы БРЛС по захвату и сопровождению целей в значительной степени зависит от уровня дискретных составляющих в излучаемом сигнале. Повышенный уровень паразитных сигналов может существенно ухудшить точность локализации целей. Уровни дискретных составляющих серийно выпускаемых в настоящее время формирователей задающих генераторов превышают минус 75 дБ (при отстройке от несущей более 100 МГц). В связи с этим задача создания формирователей выходных частот задающих генераторов с низким уровнем дискретных составляющих весьма актуальна.

2. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Схема и внешний вид описываемого широкополосного формирователя X-диапазона приведены на рис. 1, 2.

Выходные рабочие частоты модуля F_{oi} формируются путем преобразования сигналов, поступающих на входы формирователя с модулей синтеза промежуточных частот, в соответствии с формулой:

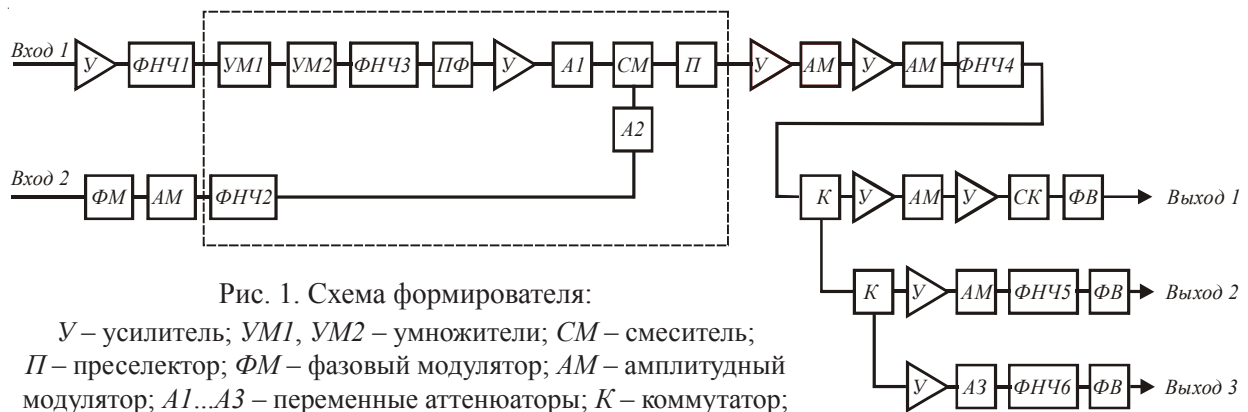


Рис. 1. Схема формирователя:

У – усилитель; УМ1, УМ2 – умножители; СМ – смеситель;
 П – преселектор; ФМ – фазовый модулятор; АМ – амплитудный
 модулятор; А1...А3 – переменные аттенюаторы; К – коммутатор;
 СК – схема контроля; ПФ – полосно-пропускающий фильтр;
 ФНЧ1...ФНЧ6 – фильтры нижних частот;
 ФВ – ферритовый вентиль

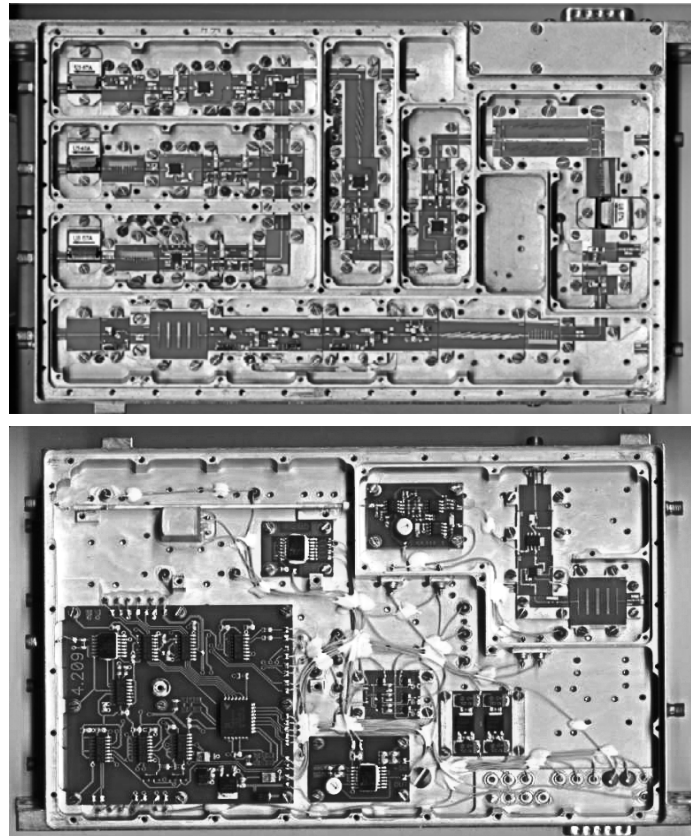


Рис. 2. Формирователь

$$F_{0i} = 4 F_{rli/4} + F_{np}, \quad (1)$$

где $F_{rli/4}$ – частоты сигналов входа 1; F_{np} – частота сигнала входа 2.

Уровни дискретных составляющих модуля почти в полной мере определяются параметрами его преобразовательной части (на рис. 1 показана пунктиром).

Для достижения наилучших результатов необходимо выполнение следующих условий:

- обеспечение подачи преобразуемых сигналов на входы смесителя с высокой чистотой спектра и оптимальными уровнями мощности;
- применение в конструкции модуля широкополосного смесителя с высоким динамическим диапазоном и минимальным количеством собственных комбинационных составляющих;
- подавление возникающих в смесителе паразитных сигналов, в том числе в диапазоне выходных рабочих частот;
- исключение возможности возникновения дискретных составляющих в выходных усилителях модуля, работающих в нелинейном режиме.

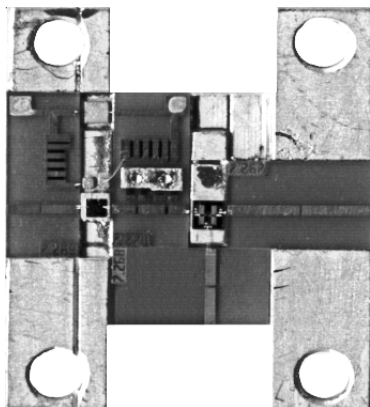


Рис. 3. Узел смесителя

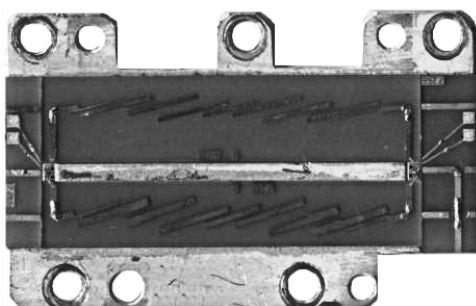


Рис. 4. Узел преселектора

Подавление паразитных составляющих входных сигналов смесителя осуществляется с помощью классических фильтров нижних частот и полосно-пропускающего фильтра. Фильтры нижних частот образованы последовательностью микрополосковых линий с высоким и низким волновым сопротивлением. Полосно-пропускающий фильтр выполнен с разомкнутыми переменнo-связанными полуволновыми резонаторами.

Вышеизложенным требованиям к смесителю отвечает двойной балансный диодный смеситель (ДБС). Внешний вид узла смесителя приведен на рис. 3.

Формирование частот выходных сигналов модуля производится ДБС зарубежного производства, выполненным по монолитно-интегральной технологии в бескорпусном исполнении. Входная мощность выбранного смесителя, соответствующая компрессии коэффициента преобразования 1 дБ, составляет 30 мВт. Типовые значения развязки цепей смесителя – не менее 30 дБ. Кроме того, низкий КСВН цепей гетеродина (не более 1,5) значительно облегчает широкополосное согласование с функциональными узлами модуля.

Подавление нежелательных продуктов преобразования смесителя осуществляется преселектором, внешний вид которого представлен на рис. 4.

Преселектор содержит два коммутируемых полосно-пропускающих фильтра. Для пояснения работы преселектора рассмотрим спектрограммы, изображенные на рис. 5. Измерения спектральных составляющих проведены для формирователя с установленным взамен преселектора полосно-пропускающим фильтром с полосой пропускания, равной диапазону его выходных частот. Как следует из спектрограмм, при расположении несущих частот в интервале от нижней рабочей частоты F_n до частоты F' (при которой частота сигнала $5F_{r1/4}$ равна верхней рабочей частоте F_v) дискретные составляющие наибольших уровней с частотами $5F_{r1/4}$ и $7F_{np}$ находятся вне вышеназванного интервала и могут быть отфильтрованы. Также экспериментально установлено, что по мере приближения сигнала несущей частоты к сигналу с частотой $7F_{np}$ уровень последнего существенно снижается и дополнительного подавления его не требуется. Исходя из вышеизложенного, были выбраны полосы пропускания фильтров преселектора

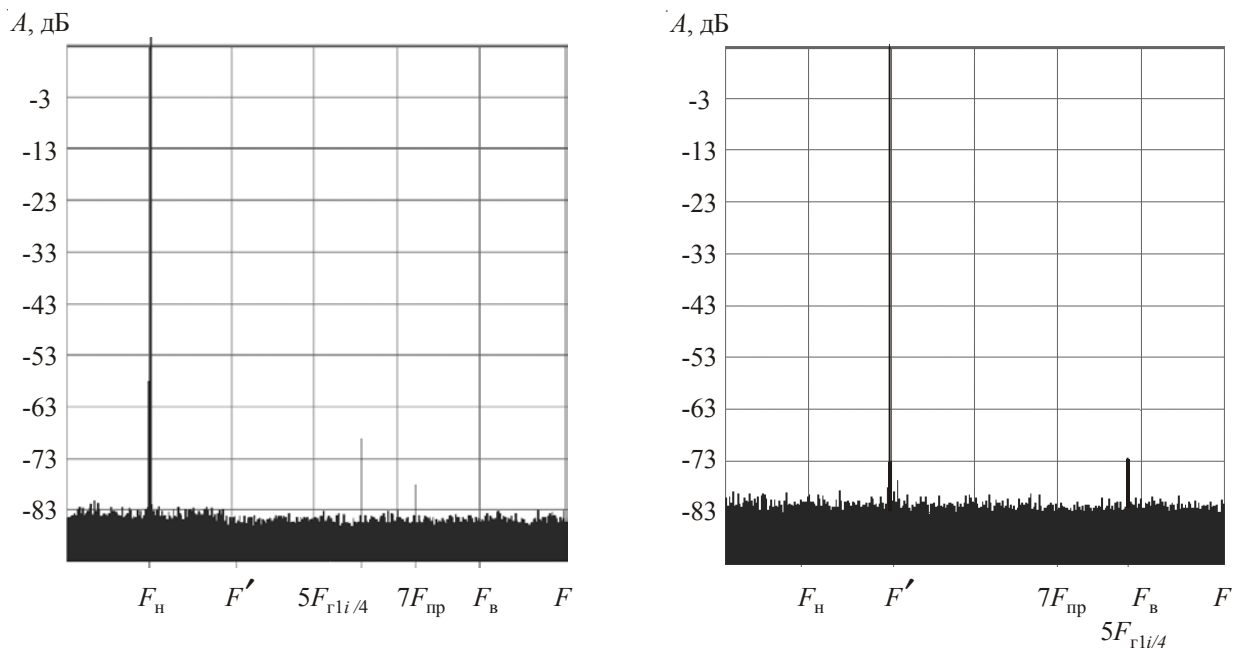


Рис. 5. Типовые спектрограммы формирователя

$F_{\text{н}} \dots F'$ и $F' \dots F_{\text{в}}$. Амплитудно-частотные характеристики фильтров преселектора приведены на рис. 6. Для исключения просачивания сигналов закрытого канала преселектора в открытый применены два коммутатора с высокими (более 45 дБ каждый) развязками. С этой же целью фильтры каналов разделены крышками, выполненными в виде запердельных волноводов с нанесенным на их внутренние поверхности поглощающим компаундом.

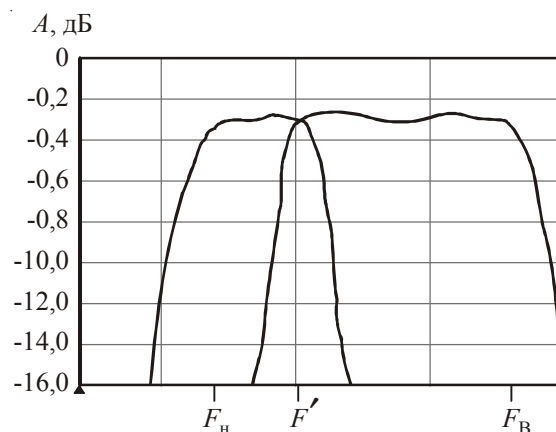


Рис. 6. Амплитудно-частотные характеристики фильтров преселектора

Таким образом, применение преселектора позволило обеспечить подавление собственных дискретных составляющих модуля не только вне полосы рабочих частот, но и внутри ее. Дополнительное подавление паразитных сигналов осуществляется в двух поддиапазонах частот $F_{\text{н}} \dots F'$ и $F' \dots F_{\text{в}}$, сигнал рабочей частоты при этом находится в полосе пропускания одного из фильтров преселектора. Переменными аттенюаторами $A1$ и $A2$ производится окончательная регулировка уровней дискретных составляющих, нелинейно зависящих от мощ-

ностей входных сигналов смесителя. Все узлы преобразователя частот закрыты крышками, аналогичными крышкам фильтров преселектора, и размещены в отдельных отсеках корпуса модуля.

Описываемый формирователь сигналов задающего генератора БРЛС 3-см диапазона длин волн обеспечил (в нормальных условиях) уровень дискретных составляющих относительно уровней несущих частот (относительная полоса рабочих частот модуля составляет около 10 %) не более минус 100 дБ в интервале отстроек от сигналов рабочих частот модуля $\pm(100 \dots 1000)$ МГц.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанный многофункциональный широкополосный формирователь сигналов X -диапазона задающего генератора обеспечивает по сравнению с аналогом улучшение уровня дискретных составляющих на 15...20 дБ и может быть использован в составе синтезаторов частот перспективных БРЛС.

Дальнейшее улучшение уровней паразитных сигналов модуля может быть связано с применением новой элементной базы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Твердотельные устройства СВЧ в технике связи. Т. 26 / Л.Г. Гассанов, А.А. Липатов, В.В. Марков, Н.А. Могильченко. – М.: Радио и связь, 1988.

Статья поступила 30 июля 2012 г.

УДК 621.382.029

КОНТРОЛЬ СВЧ-МОЩНОСТИ В ИМПУЛЬСНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ X-ДИАПАЗОНА

А. В. Бутерин, А. В. Езопов

ЗАО «НПЦ «Алмаз – Фазотрон», г. Саратов

Рассмотрена схема контроля исправности импульсных СВЧ-усилителей, основанная на контроле уровня мощности каждого выходного радиопульса в широком диапазоне изменения длительности и скважности. Приводятся результаты экспериментального исследования данной схемы применительно к выходному усилителю мощности приемопередающего модуля авиационной бортовой РЛС.

КС: контроль импульсной мощности, импульсные усилители СВЧ, приемопередающие модули РЛС

The article describes the control scheme of pulsed microwave amplifiers based on controlling the output power level of each radio pulse in a wide range of duration and duty cycle change. The results of experimental investigations of this scheme applied to the output power amplifier of transmit-receive module in aviation onboard radar are presented.

Keywords: pulsed power control, microwave pulsed amplifiers, radar transmit-receive modules

1. ВВЕДЕНИЕ

Неотъемлемой частью современных РЛС является встроенная система диагностики состояния функциональных блоков станции и контроля их работоспособности в реальном времени. Требование к полноте контроля составляет не менее 98 %, что требует охвата системой контроля всех элементов составных частей РЛС, к которым относится и выходной усилитель мощности (ВУМ) приемопередающего модуля (ППМ) [1]. ВУМ работает в импульсном режиме, и критерием его исправности является заданная минимально допустимая величина мощности в импульсе на выходе передатчика. В зависимости от режима работы РЛС выходные радиоимпульсы могут иметь длительность $\tau_{\text{и}}$ от десятков наносекунд до сотен микросекунд при скважностях Q от нескольких единиц до сотни и более, что усложняет задачу формирования сигнала исправности ВУМ. Установка на выходе ВУМ простого детектора мощности приводит к эффекту «моргания» в паузах между радиоимпульсами, а блокировка схемы контроля в паузах между импульсами приводит к некорректной работе при формировании сигнала в случае неисправности ВУМ.

2. МЕТОД КОНТРОЛЯ

Используемый метод основан на контроле уровня мощности каждого радиоимпульса. Если на ВУМ пришел входной импульс запуска передатчика $D_{\text{изп}}$, то на выходе должен появиться радиоимпульс с уровнем мощности, превышающим заданный порог, в противном случае ВУМ должен считаться неисправным.

Схема контроля состоит из детектора, компаратора и двух триггеров (рис.1, а). Алгоритм работы данной схемы следующий. На ВУМ приходит импульс $D_{изп}$, схема его регистрирует и устанавливает флаг. Как только приходит отклик выходного радиоимпульса с мощностью, превышающей заданный уровень, флаг сбрасывается. При поступлении следующего импульса $D_{изп}$ проверяется состояние флага. Если флаг сброшен, то радиоимпульс заданного уровня был и, следовательно, ВУМ исправен. Если флаг не сброшен, то радиоимпульса с требуемым уровнем мощности не было и, значит, ВУМ неисправен. Временная диаграмма работы схемы показана на рис.1, б.

Линии задержки введены для совмещения во времени отклика выходного радиоимпульса с импульсом $D_{изп}$, а также для того, что бы разделить во времени моменты проверки состояния флага с предыдущего периода и установки флага текущего периода при приходе очередного импульса $D_{изп}$.

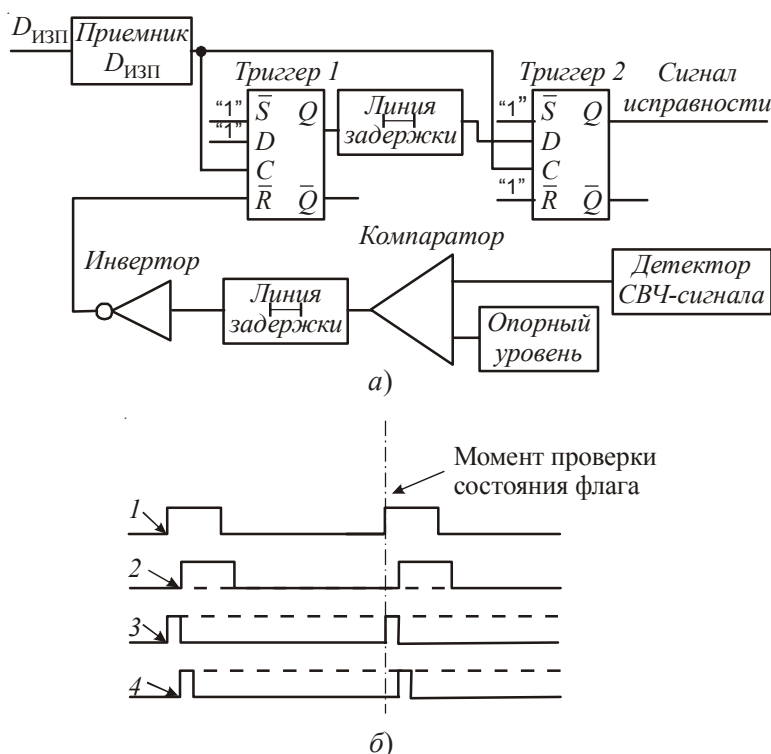


Рис. 1. Схема контроля импульсной СВЧ-мощности (а) и временная диаграмма работы схемы (б):
1 – импульс $D_{изп}$; 2 – задержанный отклик радиоимпульса; 3 – импульс флага; 4 – задержанный импульс флага; пунктиром показано состояние флага при неисправном ВУМ

3. СХЕМА КОНТРОЛЯ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ ППМ X-ДИАПАЗОНА

Описанный выше метод был использован в схеме контроля исправности ППМ X-диапазона авиационной бортовой РЛС. Передающий канал ППМ имеет импульсную выходную мощность 30...50 Вт с длительностью импульсов от 0,14 до 40 мкс при скважностях от 7 до 80 единиц. В РЛС предусмотрен режим работы на антенный эквивалент нагрузки, поэтому для обеспечения требуемой полноты контроля в схеме используются два детектора мощности: один $VD1$ – непосредственно на выходе ВУМ и второй $VD2$ – после переключателя на эквива-

лент нагрузки, непосредственно перед антенным циркулятором и волноводным выходом на излучатель (рис. 2).

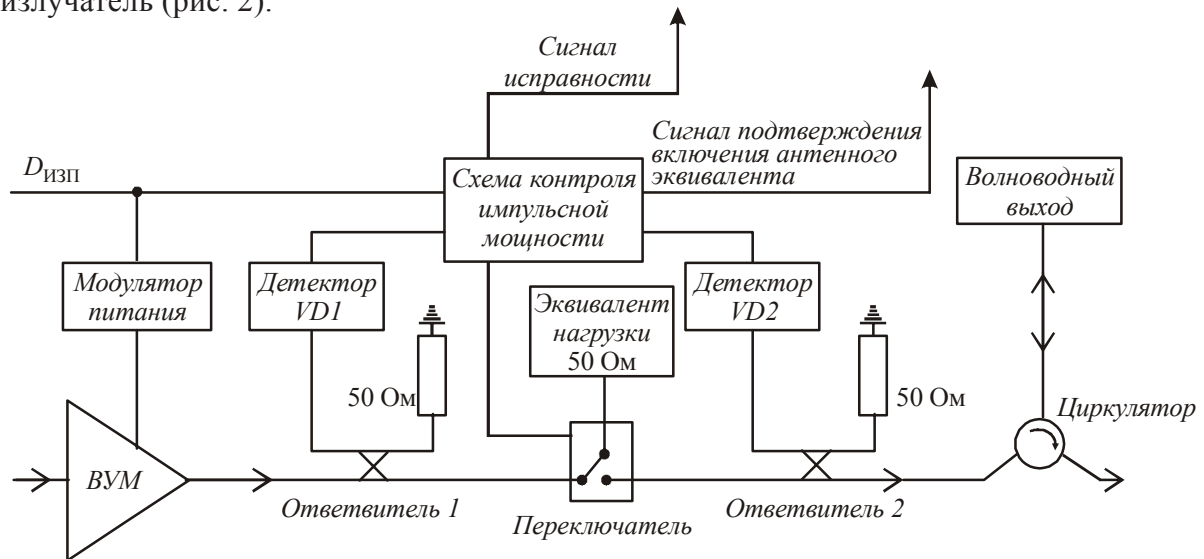
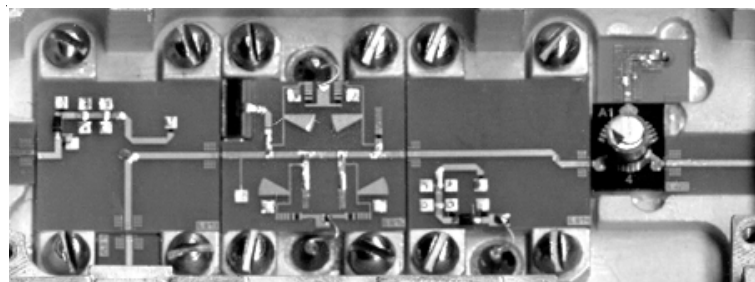


Рис. 2. Схема контроля ВУМ ППМ X-диапазона

Одновременно с сигналом исправности ВУМ схема контроля формирует сигнал подтверждения подключения антенного эквивалента.

СВЧ-часть схемы контроля выполнена в микрополосковом исполнении на поликоровых подложках, напаянных на металлические основания, изготовленные из сплава МД-50 (рис. 3). СВЧ-сигналы на детекторы $VD1$ и $VD2$ поступают через четвертьволновые ответвители со слабой связью и подстраиваемые секционные аттенюаторы, введенные в схему для точной регулировки уровня сигналов. В качестве эквивалента нагрузки используется мощный 50-омный чип-резистор, подключаемый с помощью переключателя отражательного типа на $p-i-n$ -диодах.



Детектор $VD1$ Антенный эквивалент Детектор $VD2$

Рис. 3. СВЧ-узлы схемы контроля ВУМ с антенным эквивалентом

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Схема контроля ВУМ настроена на порог срабатывания с уровнем мощности P_n около 41 дБ·мВт. При снижении мощности выходного радиоимпульса ниже данного уровня ВУМ будет считаться неисправным. Порог срабатывания схемы контроля устанавливается и легко может быть изменен величиной опорного уровня на компараторе (рис.1, а).

Из рис. 4 видно, во всём интервале допустимых значений скважности радиоимпульса Q (от 7 до 80) порог срабатывания схемы контроля остается постоянным.

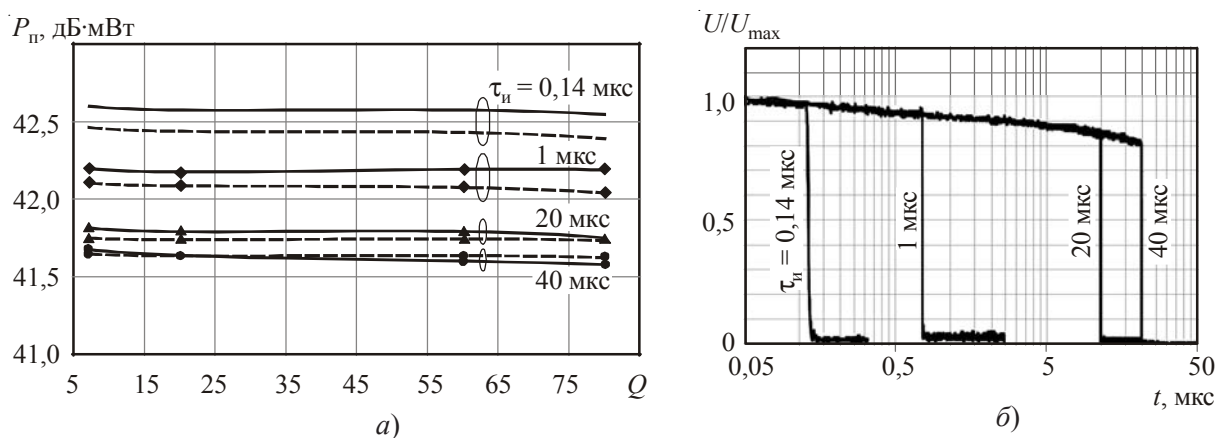


Рис. 4. Зависимости порога срабатывания P_n от скважности Q (а) и формы огибающих выходного радиоимпульса порога срабатывания (б) при различных длительностях импульсов τ_n во время работа на излучатель (сплошные линии) и на антенный эквивалент (пунктирные линии)

Анализ формы огибающих выходных радиоимпульсов (рис. 4, б) показывает, что пиковая мощность в импульсе в момент срабатывания схемы контроля не зависит также от длительности радиоимпульсов во всем интервале их изменения (от 0,14 до 40 мкс). При регистрации порога срабатывания P_n измерялась средняя мощность в импульсе, которая уменьшается по сравнению с пиковой в соответствии с увеличением длительности импульса τ_n из-за скоса вершины огибающей (рис. 4, б), чем и объясняется уменьшение P_n с увеличением τ_n (рис. 4, а). Во всем интервале длительностей импульсов от 0,14 до 40 мкс изменение порога срабатывания схемы контроля при его регистрации по среднему значению мощности в импульсе составляет около 1 дБ.

В полосе рабочих частот около 5 % неравномерность мощности P_n порога срабатывания схемы контроля при нормальной температуре окружающей среды не превышает величины 1 дБ при работе ВУМ как на излучатель, так и на антенный эквивалент (рис. 5). Причиной возник-

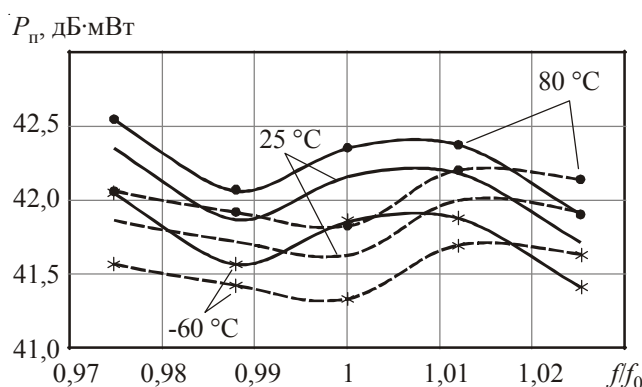


Рис. 5. Частотные зависимости мощности порога срабатывания P_n схемы контроля при работе ВУМ на излучатель (—) и антенный эквивалент (- - -) в интервале рабочих температур окружающей среды

новения данной неравномерности являются переотражения на неоднородностях в СВЧ-тракте, а также паразитные связи по объёму отсеков корпуса.

В интервале рабочих температур ВУМ от минус 60 до 80 °С изменение порога срабатывания $P_{\text{н}}$ схемы контроля не превышает 0,5 дБ.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Отличительными особенностями рассмотренной схемы контроля импульсной мощности являются простота реализации, требующая минимальное количество элементов, и независимость от параметров импульсного режима работы ВУМ. Проведенные экспериментальные исследования показали возможность её использования для формирования сигналов исправности в системах встроенного контроля работоспособности передающих каналов РЛС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.

Статья поступила 16 августа 2012 г.

=== НОВЫЕ КНИГИ ===

САЗОНОВ В.П. **Приоритеты России в вакуумной СВЧ-электронике в XX столетии** / Под ред. д. т. н., профессора А.Н. Королева. – М.: ИД «Мед-практика», 2012. – 356 с.

Вакуумная электроника прошла большой путь от вакуумных диодов – в начале XX века и до сверхмощных лазеров на свободных электронах – в конце века. Необходимость в обстоятельном обзоре вызвана тем, что многие работы российских ученых и конструкторов публиковались в малодоступных ведомственных журналах, докладывались на внутрироссийских (или на внутрисоюзных) конференциях и малоизвестны специалистам, в том числе и зарубежным. Этим, видимо, объясняется то, что в известном американском журнале «Proceedings of the IEEE», вышедшем в конце XX столетия (май 1999 г.), достижениям российских ученых и конструкторов уделено мало внимания. Книга доктора-профессора В. П. Сазонова, сотрудника «Истока», как раз посвящена детальному рассмотрению приоритетных достижений российских ученых и конструкторов в деле создания разнообразных СВЧ-приборов.

В своей работе автор опирается как на широко известные работы, так и на малоизвестные открытые публикации. В связи с этим книга может представлять интерес как для российского, так и зарубежного читателя.

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

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

2. Статья должна содержать:

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

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

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

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

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

5. Иллюстрации к статье представляются в виде отдельных файлов.

Рисунки выполняются в соответствии со следующими требованиями:

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

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

На весь иллюстративный материал должны быть ссылки в тексте.

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

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

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

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

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

11. Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.