
С О Д Е Р Ж А Н И Е

Выпуск 2(513)

2012

Электровacuумные приборы

- Новоселец В.И., Панченко Л.В.* – Пути развития передающих приборов СВЧ для доплеровских РЛС на базе многолучевых клистронов 3
- Лопин М.И., Мишкин Т.А., Рыжов В.А., Грицук Р.В.* – Мощный усилитель для цифрового телевизионного передатчика 11

Твердотельная электроника

- Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М.* – Экспериментальные исследования автодинных модулей на мезапланарных диодах Ганна КВЧ-диапазона 17
- Карушкин Н.Ф., Малышко В.В., Ореховский В.А.* – Разработка амплитудных переключателей инверсного типа миллиметрового диапазона длин волн 37
- Карушкин Н.Ф., Симончук В.И., Малышко В.В., Ореховский В.А.* – Разработка устройств для управления амплитудой и фазой СВЧ-сигналов в миллиметровом диапазоне длин волн 46
- Иовдальский В.А., Ганюшкина Н.В., Моргунов В.Г., Герасименко С.В.* – Тепловой анализ работы мощной ГИС с интегральным теплоотводом от кристаллов полупроводниковых приборов 57

Краткие сообщения

- Балыко А.К., Балыко И.А.* – Решение системы линейных уравнений с избыточным числом уравнений 75

ELEKTRONNAYA TEKHNIKA

(Electronic Engineering)

SERIES 1

SVCH-TEKHNIKA

(Microwave Engineering)

COLLECTION OF RESEARCH & TECHNICAL ARTICLES

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

C O N T E N T S

Issue 2(513)	2012	Founded in 1950
Electrovacuum devices		
<i>Novoselets V.I., Panchenko L.V.</i> – Ways of developing microwave transmitting devices for Doppler radars based on multiple-beam klystrons		3
<i>Lopin M.I., Mishkin T.A., Ryzhov V.A., Gritsuk R.V.</i> – High power amplifier for digital TV transmitter		11
Solid-state electronics		
<i>Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Smolsky S.M.</i> – Experimental research of millimeter range mesa-planar Gunn diode autodyne modules		17
<i>Karushkin N.F., Malyshko V.V., Orekhovsky V.A.</i> – The development of millimeter wavelength amplitude switches of inverse type		37
<i>Karushkin N.F., Simonchuk V.I., Malyshko V.V., Orekhovsky V.A.</i> – The development of devices for amplitude and microwave signals phase control in millimeter wavelength range		46
<i>Iovdalsky V.A., Ganyushkina N.V., Morgunov V.G., Gerasimenko S.V.</i> – The thermal analysis of work of a power HIC with integrated heat sink from the chips of semiconductor devices		57
News in brief		
<i>Balyko A.K., Balyko I.A.</i> – The solution of a system of linear equations with redundant number of equations		75

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

УДК 621.385.6

ПУТИ РАЗВИТИЯ ПЕРЕДАЮЩИХ ПРИБОРОВ СВЧ ДЛЯ ДОПЛЕРОВСКИХ РЛС НА БАЗЕ МНОГОЛУЧЕВЫХ КЛИСТРОНОВ

В. И. Новоселец

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Л. В. Панченко

ФГУ «22 ЦНИИИ Минобороны России», г. Мытищи

Рассмотрено развитие приборов СВЧ, образующих СВЧ-каналы передатчиков доплеровских РЛС: задающих вакуумных и полупроводниковых высокостабильных маломощных генераторов, преобразователей и усилителей, а также выходных мощных многолучевых клистронов (МЛК). Проанализированы отличия основных конструктивных и электрических показателей мощных зарубежных ЛБВ и отечественных многолучевых клистронов для аналогичных применений. Исследованы физические предпосылки появления внутривакуумных пробоев и специфика их проявлений в МЛК с управляющей сеткой. Даны рекомендации по повышению качества и эксплуатационной надежности МЛК.

КС: развитие, прибор СВЧ, доплеровская РЛС, многолучевой клистрон

The development of microwave devices creating microwave channels of Doppler radar transmitters has been considered: driving vacuum and semiconductor high-stability low-noise oscillators, converters and amplifiers, as well as output power multiple-beam klystrons (MBK). The differences of the principal constructive and electrical parameters of high-power foreign TWTs and domestic multiple-beam klystrons have been analyzed for similar applications. Physical prerequisites for intravacuum breakdowns and the peculiarity of their appearance in MBK with a control grid were investigated. Recommendations on increasing quality and operational reliability of MBK are given.

Keywords: development, microwave device, Doppler radar, multiple-beam klystron

С начала 60-х годов прошлого века в связи с созданием наземных и самолетных радиоэлектронных средств с когерентными методами обработки сигнала (доплеровских РЛС) основным функциональным узлом передатчиков РЛС непрерывного и импульсного действия стала цепочка СВЧ-приборов, разрабатываемая в едином комплексе и состоящая, как минимум, из трех каскадов: задающего генератора, одновременно являющегося гетеродином приемника, преобразователя частоты и мощного усилителя. Известными приоритетными характеристиками доплеровских РЛС являются дальность действия, разрешающая способность и помехозащищенность, определяющиеся, помимо энергии излучаемого передатчиком сигнала, стабильнос-

тью и чистотой его спектра, возможностью осуществления различных видов модуляций при быстрой перестройке излучаемой частоты. Для формирования таких сигналов необходимы СВЧ-приборы, отличающиеся низким уровнем шумов на частотах, близких к несущей частоте излучаемого сигнала, высокой стабильностью частоты и в то же время позволяющие осуществлять быструю смену литерных частот, а также частотную, фазовую и амплитудную модуляции усиливаемого сигнала. Кроме того, для перспективных подвижных систем предъявляются более жесткие требования по ограничению массогабаритных характеристик и уровню питающих напряжений.

На момент начала разработок первых отечественных доплеровских наземных и самолетных РЛС отсутствовали СВЧ-приборы, удовлетворяющие комплексу перечисленных выше требований. Первые варианты решения этих проблем были получены при создании на НПП «Исток» СВЧ-цепочек в 3-см диапазоне длин волн для С-200 (затем для 200Д) на основе однолучевых генераторных, преобразовательно-усилительных и мощных клистронов непрерывного действия с выходной мощностью 3 кВт, а затем 10 кВт. Клистронный вариант построения СВЧ-цепочек был признан основным.

В 60–70-х годах на НПП «Исток» были выполнены исследования и разработка малошумящих электронно-оптических систем, проведен большой объем теоретических и экспериментальных работ, посвященных исследованию причин возникновения шумов в клистропах и способов их ослабления, поиску и разработке новых электродинамических систем, позволяющих достичь требуемых характеристик. Проведены разработки методов измерений шумов и комплексных динамических испытаний [1].

С середины 70-х годов начался переход к полупроводниковым СВЧ-приборам малого и среднего уровней мощности, открылись перспективы создания таких устройств при одновременной миниатюризации задающих каскадов СВЧ-цепочек.

Основными причинами, сдерживающими использование полупроводников в доплеровских РЛС, являлись сравнительно высокий уровень шумов и недостаточная стабильность частоты. Поэтому были проведены НИР, в результате которых были разработаны основные принципы построения полупроводниковых устройств, не уступающих по шумовым свойствам и стабильности частоты клистронным приборам, а в части обеспечения перестройки на литерные точки в широкой полосе частот превосходящие их. Эти принципы в значительной степени основаны на положениях, разработанных ранее для вакуумных приборов.

Переход к полупроводниковым приборам сопровождался изменением конструкторско-технологического исполнения колебательных систем – до микрополоскового гибридно-интегрального и гибридно-монокристаллического [2].

В начале 70-х годов требования к СВЧ-передатчику возросли и были конкретизированы: достижение на выходе цепочек СВЧ-передатчика средней мощности более 10 кВт, импульсной мощности более 100...200 кВт, высокой линейности АЧХ и ФЧХ; возможность оперативной вариации длительности импульсов от микросекунд до миллисекунд, частоты посылок от сотен герц до сотен килогерц; расширение полосы усиления до 5...10 %. В то же время приборы, по требованию разработчиков аппаратуры, должны быть легкими, иметь малые габаритные размеры и работать при относительно низких катодных напряжениях и достаточно низких бестоковых управляющих напряжениях. В подвижной аппаратуре ограничение по напряжению катода составляло 20...30 кВ.

В США при создании средств ПВО «ПЭТРИОТ» [3, 4, 5] эти требования были выполнены с помощью мощных однолучевых импульсных ЛБВ (100...200 кВт в полосе 10 %), обладающих низковольтным сеточным управлением, но требующих высоких питающих напряжений (более 30...40 кВ).

В России эти задачи решались применением многолучевых клистронов (МЛК) [6]*. Защита от взаимных помех в первых доплеровских РЛС (С-200, С-300) обеспечивалась применением литерных приборов.

По конструктивному исполнению МЛК представлены двумя группами: работающие на высших видах колебаний резонаторов с полосой усиления не более 1 % и работающие на основном виде колебаний резонаторов с длиной волны порядка 5 см и полосой усиления до 5...6 %. При увеличении длины до 10 см полоса усиления может быть значительно расширена. Фундаментальные исследования, а затем и опытно-конструкторские работы по созданию промышленных низковольтных импульсных клистронов 100-кВт уровня мощности при средней мощности 3 кВт были проведены в начале 60-х годов С. В. Королевым. Клистроны работали на кольцевых резонаторных системах на высшем виде колебаний и были предназначены для РЛС системы ПРО. Для формирования электронных пучков в клистроне использовались шесть отдельных однолучевых электронно-оптических систем**.

МЛК на пространственно-развитых резонаторах позволили при значительном снижении анодного напряжения, в режиме анодной модуляции получать необходимые СВЧ-мощности (мегаваттного импульсного и сотни киловатт среднего уровня). По этому пути они до сего времени разрабатываются в России, США, Японии, Франции. Полоса частот таких клистронов не превышает достигнутого уровня в однолучевых клистромах (не более 0,5...1 %).

Во многом благодаря созданию мощных многолучевых клистронов на пространственно-развитых резонаторах в см-диапазоне длин волн с уровнем импульсной мощности 100...200 кВт при средней мощности 5...15 кВт, катодном напряжении 20...25 кВ и управляющем напряжении около 5 кВ была разработана уникальная РЛС С-225, входившая в систему ПРО страны, и обеспечены высокие параметры комплексов ПВО С-300.

Поскольку в большинстве доплеровских радиосистем требование широкой полосы является перманентным требованием, МЛК с сеточным управлением луча, работающие на основном виде колебаний, получили более широкое распространение, и тем более, что специфика конструкции МЛК на основном виде позволяет существенно уменьшить массу и габариты не только самого прибора, но и аппаратуры в целом [8, 9].

В таблице приведены основные электрические характеристики мощных СВЧ-усилителей с сеточным управлением луча для применения в корабельных и наземных доплеровских РЛС см-диапазона длин волн (ЛБВ – США, МЛК – Россия). Материалы описания изделий США представлены по публикациям в интернете [4] и каталогам фирм [5], а по отечественным приборам (МЛК) – [6].

Из сравнения характеристик ЛБВ и МЛК следует, что МЛК имеют пониженные питающие напряжения и меньшую полосу усиления, а ЛБВ превосходят по полосе усиления и имеют

*При написании этой статьи частично были использованы материалы Э. А. Гельвича по многолучевым клистроном.

**Появлению этих работ предшествовала публикация в США [7] о создании МЛК на пространственно-развитых резонаторах.

Прибор	$P_{\text{вых.имп.}}$ кВт	$P_{\text{вых.ср.}}$ кВт	Δf , %	$t_{\text{имп.}}$ мкс	$K_{\text{ус.}}$ дБ	$U_{\text{к.}}$ кВ	$I_{\text{к.}}$ А	$U_{\text{кол.}}$ кВ	$U_{\text{см.с.}}$ В	$U_{\text{имп.с.}}$ В
ЛБВ	100	10	10	1000	50	43	10	34	-800	+800
ЛБВ	200	10	10	100	47	50	16	40	-850	+850
МЛК (30 лучей)	200 600	10 12	6 5	500 500	37 37	20 30	36 55	20 30	-6000	0
МЛК (6 лучей)	200	15	1	400	35	28	28	28	-6000	0

значительно меньшие управляющие напряжения. Необходимо обратить внимание на то, что, как следует из рекламных данных [5], 200-киловаттные импульсные ЛБВ допускают работу с длительностью импульса не более 100 мкс, а, как следует из [4], при необходимости иметь на выходе 200 кВт импульсной мощности в аппаратуре предпочтение отдается сложению мощностей двух 100-кВт ЛБВ.

При уменьшенных катодных напряжениях (по сравнению с однолучевыми клистродами и ЛБВ) МЛК имеют достаточно низкие управляющие напряжения, позволяющие реализовать в аппаратуре изменение длительности импульса (от 0,1 мкс до 1 мс) и изменение частоты посылок (от сотен герц до сотен килогерц). При этом МЛК обеспечивают очень низкий уровень вносимых шумов в доплеровском диапазоне частот, высокую линейность АЧХ и ФЧХ [6].

Несмотря на некоторые преимущества ЛБВ, требование высоких напряжений и больших габаритных размеров оказалось неприемлемым для передвижных и подвижных РЛС, а имеющееся в России хорошо развитое клистронное направление в сочетании с гибкой и относительно простой управления параметрами излучаемого сигнала, наряду с низкими питающими напряжениями и относительно малыми габаритами, обеспечило преимущественное применение МЛК в наиболее современных подвижных, бортовых и других многофункциональных радиолокационных системах.

Особые трудности возникают, если поставлены условия беспробойной работы мощного передатчика, т. к. выполнение этого требования не может рассматриваться в отрыве от конструктивных и технологических особенностей МЛК и штатных схем питания.

Опыт выпуска и эксплуатации МЛК показывает, что проблема электрической прочности мощных МЛК полностью не решена. Все усилия разработчиков клистронов направлены на увеличение среднего времени беспробойной работы (до нескольких часов).

Наиболее полно механизм возникновения вакуумного пробоя (применительно к рассматриваемым конструкциям) обобщен и изложен в книгах Н. В. Черепнина [10] и И. Н. Сливкова [11]. Как следует из этих работ и опыта разработчиков подобных клистронов, четыре основных электрических процесса определяют электропрочность импульсных приборов: вакуум в межэлектродном пространстве, напряженность поля в межэлектродном пространстве, длительность импульсов и качество электродов.

Для возникновения вакуумного пробоя необходимо, чтобы между анодом и катодом был создан проводящий канал («стример») с плотностью ионизированных частиц приблизительно 10^{18} ат/см³. При обычных давлениях в МЛК ($10^{-6} \dots 10^{-8}$ мм рт. ст.) плотность частиц остаточных

газов, в соответствии с известной формулой $n \approx 10^{16}p$, где n – число частиц в 1 см^3 , p – давление, мм рт. ст., составляет только $10^{10} \dots 10^8 \text{ ат/см}^3$. Но, оказывается, что для поддержания пробоя количество испаренного материала может быть незначительным ($10^9 \dots 10^{10} \text{ ат/см}^3$). Проводящий канал образуется автоматически благодаря «пинч-эффекту» (по закону Био-Савара): испаряющиеся из локальных участков анода атомы ионизируются в сильном электрическом поле и ускоряются к катоду; образующееся вокруг такого пучка магнитное поле стягивает его в узкий шнур с очень большой плотностью частиц. В книге И. Н. Сливкова [11] показано, что микроразряды появляются уже при вакууме $10^{-4} \dots 10^{-7} \text{ мм рт. ст.}$ и могут привести в мощных электровакуумных приборах к появлению искровых пробоев, переходящих в дугу в результате эффекта «поджига» разряда. А поджигающим электродом в МЛК может явиться управляющая сетка, находящаяся на близком расстоянии к катоду, т. е. при высокой напряженности электрического поля между катодом и сеткой. В импульсном режиме работы предельно допустимый вакуум промежутка сетка–катод должен быть не хуже $1 \cdot 10^{-7} \text{ мм рт. ст.}$ при напряженности электрического поля между электродами не более 10 кВ/мм [12].

Наиболее критичным узлом МЛК, влияющим на вакуум, а следовательно, на пробой в приборе, особенно для работающих на основном типе колебаний резонаторов, является электронная пушка.

Первая проблема связана с высокой плотностью токоотбора с катода. Создание электронно-оптической системы с заметной сходимостью электронного луча при основном типе практически невозможно. Поэтому естественным путем обеспечения требуемого тока является применение высокоэмиссионных катодов с плотностью тока до 30 А/см^2 , имеющих ограниченный ресурс.

Вторая проблема – обеспечение высокой степени параллельности плоскости катодов и плоскости управляющего электрода (сетки) при высоких температурах катода (до 1200°C). Большое число катодов МЛК, расположенных в одной плоскости, занимают достаточно большую поверхность. Такую же большую поверхность имеет управляющий электрод (сетка), расположенный на очень близком расстоянии.

Тщательная отработка электронно-оптической системы с учетом магнитной фокусировки большого числа лучей, расположенных на удалении от центра прибора, обусловлена необходимостью достижения токопрохождения в динамическом режиме не менее 90 % и однородности распределения тока по поверхности коллектора.

Наблюдаемые в мощных МЛК, проработавших некоторое время, на катодах электронных пушек темные пятна от бомбардировок ионами [13] указывают на имевшее место испарение окислов бария, а значит, на значительное ухудшение вакуума у катода. При известной плотности частиц окислов бария, 10^{14} ат/см^3 , и диаметре «пятна» около $0,3 \text{ мм}$ ухудшение вакуума в области катод–сетка могло достигать $10^{-2} \dots 10^{-4} \text{ мм рт. ст.}$

Помимо рассмотренных механизмов, провоцирующими факторами возникновения пробоев являются: посторонние частицы, паразитная эмиссия с управляющего электрода из-за его повышенной температуры, налеты посторонних металлов, приобретенная шероховатость, иницирующая автоэмиссию, недостаточный конструктивный запас по электропрочности. Приведенные факторы могут стать решающими в ограничении долговечности и эксплуатационной надежности МЛК с сеточным управлением.

В качестве подтверждения рассмотренных физических явлений, вызывающих пробой в МЛК, ниже приведены экспериментальные результаты наблюдения и регистрации моментов пробоя.

1. Момент пробоя по мере увеличения длительности рабочего импульса «привязывается» к спаду управляющего импульса, т. е. к моменту, когда возникает возможность дополнительного перенапряжения в промежутках сетка–катод и сетка–анод. Влияние длительности импульса в «привязке» момента пробоя к моменту запираания можно объяснить проявлением упомянутого ранее эффекта накопления ионов в течение длительности рабочего импульса, способствующего «поджигу» разряда в момент запираания пушки.

При этом в общем масштабе времени факты пробоя остаются случайными событиями, что обнадеживает в возможностях снижения их вероятности, т. е. снижения усредненной частоты пробоя.

2. Пробои происходят, как правило, в промежутке сетка–анод (в момент пробоя сетка закорочена с катодом; в промежутке сетка–катод могут происходить только микроразряды). Разрушения (кратеры), сосредоточенные на краях катодов, можно объяснить тем, что источником и поставщиком материала для мощной дуги является не молибденовая сетка, а материал катода (в местах наибольшей напряженности электрического поля).

3. Одним из важнейших инициаторов начала пробоя на анод являются «горячие» участки сетки. Поэтому принятые разработчиками МЛК меры по охлаждению сетки за счет увеличения ее толщины представляются радикальным решением задачи снижения ее температуры, повышения формоустойчивости узла и снижения вероятности пробоев.

4. Несмотря на то, что газовый разряд в технической литературе имеет хорошо изученную физическую интерпретацию, появление пробоев сохраняет случайный характер, что свидетельствует о фактической недостаточности конструктивного запаса по электропрочности.

5. Оказалось, что пробои постепенно разрушают не только ЭОС КИУ, но при небрежном отношении к организации высоковольтного питания могут также постепенно приводить к выходу из строя подогревателя катода (в результате воздействия высоковольтных перенапряжений на его выводах). При этом необходимо учитывать, что перегоранию подогревателя предшествует перегрев части катодов и известные последствия этого в виде увеличения числа пробоев.

6. Возможность случайных высоковольтных внутривакуумных пробоев не может быть полностью исключена; но до тех пор, пока пробой остается случайным событием, вполне реально защитить МЛК от разрушающих последствий мощных пробоев, в частности, с помощью быстродействующих систем защиты. Эти системы должны использоваться на всех этапах испытаний и эксплуатации МЛК.

В одной из штатных схем питания МЛК для защиты от разрушений при случайных пробоях был применен управляемый искровой разрядник РУ-65 с ограничительным резистором 4 Ом, что значительно сократило продолжительность пробоя (с 660 до 130 мкс). Тем не менее, отказы из-за пробоев, приводивших к разрушению катодного узла, не прекратились.

В ходе анализа была предложена и апробирована модернизированная схема включения разрядника РУ-65, которая свелась к удалению отдельного нагрузочного резистора РУ-65 величиной 4 Ом и подключению РУ-65 к соответствующей части 20-омного нагрузочного резистора МЛК (см. рисунок). В стационарном состоянии 20 кВ подаются на КИУ по классической схеме – через ограничительный резистор сопротивлением 20 Ом. С началом пробоя МЛК поджигается разряд в РУ-65 и схема питания мгновенно и автоматически трансформируется в делитель напряжения с коэффициентом деления 500, соответствующим снижению напряжения на катоде МЛК с 20 кВ до 50 В, что принудительно гасит пробой в клистроне. В результате продолжительность пробоя МЛК сократилась до 2 мкс, что обеспечило соответствующее снижение энер-

гии рассеяния при пробое относительно штатной схемы включения примерно в 70 раз.

Так как продолжительность разряда через РУ-65 осталась равной 132 мкс, то весь оставшийся промежуток времени (130 мкс) после гашения пробоя в МЛК превратился в резервное время надежного восстановления его электропрочности (деионизация, рекомбинация) перед последующим нарастанием высокого напряжения источника питания до рабочего значения.

Таким способом удалось перевести пробой в ранг «искрений», наличие которых не приводит к полной потере работоспособности приборов СВЧ.

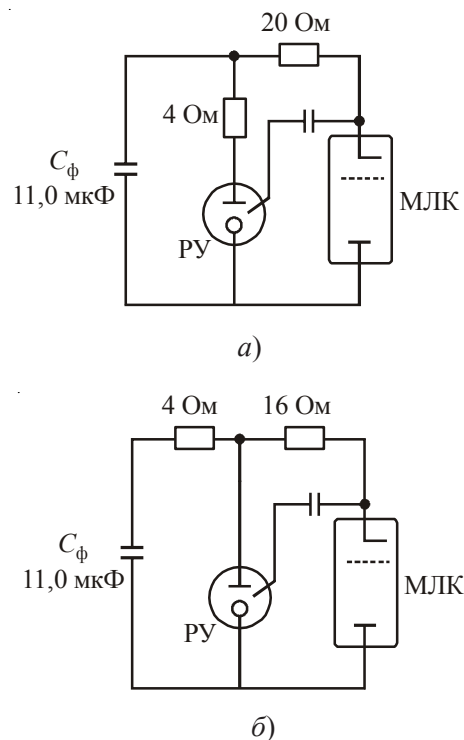
7. В связи с тем что электронная защита оказывает эффективное действие только в случае срабатывания разрядника РУ-65, норма на минимальное рабочее напряжение для которого равна 16 кВ, клистрон должен быть для таких пониженных напряжений, характерных для первой ступени включения высоковольтного напряжения, электропрочен (т. е. практически не иметь пробоев). Уверенность в реализации этого показателя основана на том, что отсутствие пробоев в исправном МЛК при максимальном напряжении питания около 30 кВ подконтрольно при производстве КИУ.

Необходимо заметить, что в случае применения подобной схемы наблюдаемое иногда при эксплуатации снижение электропрочности МЛК при напряжении 16 кВ следует относить к последствиям предыдущих многократных «незащищенных» пробоев МЛК вследствие неудовлетворительной работы схемы защиты (конечно, если отсутствуют дефекты качества изготовления МЛК).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В большинстве современных доплеровских РЛС требование широкой полосы является перманентным, поэтому МЛК на основном виде колебаний с сеточным управлением луча нашли более широкое распространение по сравнению с МЛК на высших видах колебаний. Более того, специфика конструкции МЛК на основном виде из-за уменьшенных катодных напряжений позволяет существенно уменьшать массу и габариты не только самого прибора, но и аппаратуры в целом.

Важнейшей проблемой при изготовлении и эксплуатации таких приборов является устранение избыточных электрических пробоев в межэлектродных вакуумных промежутках. Основным узлом, влияющим на электропрочность, является электронная пушка, в которой применяются высокоэмиссионные катоды с плотностью тока до 30 А/см². Необходимо также сохранять высокую степень параллельности плоскости катодов с плоскостью управляющего электрода (сетки) и поддерживать достаточную электропрочность катодно-сеточного зазора с высокой напряженностью электрического поля (до 5...10 кВ/мм). Инициировать вакуумные пробой могут, кроме того, положительные ионы, образующиеся в пространстве взаимодействия и бомбардирующие катод, особенно при импульсах большой длительности.



Варианты схемы включения защитного разрядника:

а – было; б – стало

Поэтому дальнейшие усилия с целью устранения газовых пробоев в МЛК должны быть направлены:

- на возможное устранение посторонних частиц и поддержание высокого вакуума в МЛК в рабочем режиме, особенно при работе с длинными импульсами;
- повышение конструктивных запасов по электропрочности электровакуумных зазоров, особенно катод–сетка;
- применение в схеме питания МЛК быстродействующих устройств, защищающих приборы при пробоях от необратимых разрушений, приводящих к полной потере работоспособности МЛК.

Альтернативой многолучевым мощным клистроном с сеточным управлением луча могут быть только однолучевые ЛБВ, если не учитывать увеличение напряжения. В этом случае легко решается проблема расширения полосы до 10 %, значительно увеличивается долговечность, так как применяются катоды с уменьшенной плотностью тока ($2 \dots 5 \text{ А/см}^2$), следует ожидать повышенную надежность беспробойной работы, так как напряженность поля, управляющего лучом, снижается почти на порядок.

Другой альтернативой, судя по многочисленным публикациям США, могут быть мини-ЛБВ с КПД до 50...60 % для получения СВЧ-мощности 100...200 Вт в составе многоэлементной фазированной решетки [14].

Авторы статьи полагают, что преодолению рассмотренных проблем сможет содействовать переход на многоканальные схемы передатчиков для возбуждения подрешеток многоэлементных ФАР. При этом возможно применение МЛК с пониженной выходной мощностью.

ЛИТЕРАТУРА

1. Новоселец В.И., Зырин С.С., Котов А.С. Создание генераторных, преобразовательных и усилительных приборов и устройств с низким уровнем шумов для когерентных РЛС // Люди, дела, достижения: сб. – Фрязино: «Исток», 2002.
2. Мальцев В.А., Мякинков В.Ю., Новоселец В.И. Состояние разработок твердотельных СВЧ-генераторов малой мощности и устройств на их основе // Радиотехника. – 1999. – № 4.
3. Бычков В.Ф., Никитин В.И. Зенитный ракетный комплекс «ПЭТРИОТ» // Военная техника, БИНИТИ-1. – 1993. – № 14.
4. MIM-104. Patriot – wikipedia, the free encyclopedia. – 2010.
5. Каталоги фирмы Varian, США (1992). Сайт фирмы CPI, 2004.
6. Гельвич Э.А., Лопин М.И. СВЧ усилители средней и большой мощности нового поколения // Радиотехника. – 1999. – № 4.
7. The multiple-beam klystron / M.R. Royd et al. // IRE Transactions on Electron Devices. – 1962. – Vol. 9, No 3.
8. Королев С.В. О возможности уменьшения массы и габаритов пролетных клистронов // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1968. – Вып. 9. – С. 176–178.
9. Пугнин В.И. Оценка предельной мощности многолучевых клистронов с резонаторами на основном виде колебаний для современных РЛС // Радиотехника. – 2000. – № 2.
10. Черепнин Н.В. Сорбционные явления в вакуумной технике. – М.: Сов. радио, 1973.
11. Сливков И.Н. Процессы при высоком напряжении в вакууме. – М.: Энергоиздат, 1986.
12. Повышение надежности электронных приборов СВЧ в процессе их производства / С.И. Ребров и др. – Фрязино: «Исток», 1968.
13. Новоселец В.И. О вакуумных пробоях в многолучевых мощных пролетных клистромах на высшем и основном типах колебаний // Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника. – 2008. – Вып. 2. – С. 53–61.
14. // Новости СВЧ-техники: Информ. сб. ФГУП «НПП «Исток». – 2000. – № 1–2.

Статья поступила 11 марта 2012 г.

УДК 621.375

МОЩНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ ЦИФРОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ПЕРЕДАТЧИКА

М. И. Лопин, Т. А. Мишкин, В. А. Рыжов, Р. В. Грицук

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Создан мощный 18-лучевой усилительный клистрод – истрон с двухступенчатой рекуперацией энергии в коллекторе для работы в вещательном телевизионном передатчике цифрового сигнала стандарта COFDM. Выходная непрерывная мощность истрона в режиме COFDM – не менее 5 кВт, КПД в рабочей полосе частот (с учетом потерь в высоковольтном источнике питания и в фокусирующем соленоиде) – 42...51 %.

КС: цифровой телевизионный передатчик, мощный усилитель, истрон

High power 18 beam amplifying klystron – istron with a two-step recuperation of energy in the collector was created for operation in a broadcasting TV transmitter of a digital signal of COFDM standard. Istron output cw power in COFDM mode is 5 kW min., the efficiency in the operating frequency band (the losses in high voltage power supply and in focusing solenoid are taken into account) is 42...51 %.

Keywords: digital TV transmitter, high power amplifier, istron

1. ВВЕДЕНИЕ

Переход на цифровое телевидение является актуальной задачей сегодняшнего дня. В настоящее время созданы передатчики телевизионного цифрового сигнала с максимальной мощностью 5 кВт на зарубежных транзисторах. Передатчики обладают низким промышленным КПД (15...18 %), что приводит к большому расходу электроэнергии и существенному выделению тепла в элементах конструкции.

Силами трех предприятий (ФГУП «НПП «Исток», ЗАО «МНИТИ», ООО «НПП «ВЭЛИТ»)) создается цифровой телевизионный передатчик стандарта COFDM на отечественном электровакуумном приборе – истроне.

Промышленный КПД передатчика на истроне в 2 раза превышает КПД современных транзисторных передатчиков, что обеспечивает снижение расхода электроэнергии и тепловыделения в элементах конструкции при эксплуатации, повышает надежность и устойчивость всей системы.

Следует отметить, что степень комплектации такого передатчика отечественными изделиями составит не менее 90 %, что существенно снижает зависимость отечественной продукции от импортной комплектации.

Наконец, применение истрона в выходном усилительном каскаде передатчика позволяет в ближайшей перспективе увеличить излучаемую мощность передатчика в цифровом режиме до 10...15 кВт, что пока не достижимо в схемах с использованием транзисторов.

2. ИСТРОН

На «Истоке» работы по созданию истронов для ТВ были начаты в 1995 году. А уже в 1998 году была создана конструкция мощного 18-лучевого истрона с пиковой мощностью 60 кВт на водяном охлаждении. В 2003 году по согласованию с руководством Московского регионального центра Российских телевизионных сетей в аналоговом передатчике «Ильмень-1» в Волоколамском телепередающем центре были заменены три устаревших клистрона КУ-318 на один истрон «Алтей», работающий в режимах как отдельного, так и совместного усиления сигналов изображения и звука с выходной мощностью 20 кВт в аналоговом режиме и не менее (10+1) кВт в режиме совместного усиления. Поставленный прибор отработал на станции более полутора лет. Результат положительный [1]. Истрон «Алтей» стал базовой конструкцией прибора «Истрон Ц-ТВ».

На рис. 1 представлена модернизированная конструкция прибора «Истрон Ц-ТВ». Истрон состоит из вакуумной лампы, входного резонатора, выходной связанной системы резонаторов

и фокусирующей системы электромагнитных катушек, смонтированных на передвижной стойке-коляске, на которой крепится также кожух воздуховода системы охлаждения.

Вакуумная лампа (рис. 2) представляет собой металлокерамическую конструкцию, состоящую из коллектора, анодного блока, катодной ножки. Коллектор отделен от анодного блока изолятором и вакуумным промежутком для обеспечения контроля токопрохождения прибора.

В анодном блоке между коллекторным и катодным магнитными экранами, охватывая пролетные трубы выходного активного резонатора, располагается цилиндрический изолятор из керамики ВК94-1, обеспечивающий вакуумную плотность в лампе.

Катодная ножка состоит из 18-лучевой электронной пушки и изолятора с вводами питания: накальным, катодным и сеточным. Изолятор из керамики ВК94-1, расположенный между сеточным и катодным вводами, служит в качестве вакуумно-плотного окна ввода СВЧ-энергии. Для регулировки первеанса электронных лучей катодная ножка снабжена подвижным катодным узлом. Изменение расстояния между сеткой и катодом осуществляется за счет деформации медной втулки и перемещения катододержателя с КПУ относительно сетки с помощью съемного механизма. Перемещение происходит по направляющим, обеспечивающим центровку КПУ относительно оси прибора.



Рис. 1. «Истрон Ц-ТВ»

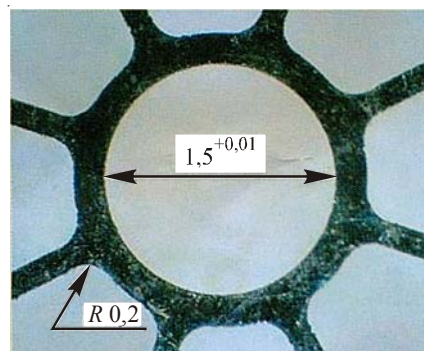


Рис. 2. Вакуумная лампа прибора «Истрон Ц-ТВ»

КПУ представляет собой металлопористый пропитанный катод, имеющий на своей поверхности 18 пеньков-эмиттеров с диаметром парциального катода 10 мм. Катоды запрессованы в молибденовую маску (диск), которая закрывает нерабочие поверхности катода, что позволяет исключить ток перехвата на сетку. Подогрев узла осуществляется с помощью общего подогревателя, мощность которого составляет 250 Вт. В катодной ножке истрона напротив каждого из 18-ти катодов располагаются 18 сферических сеточек, которые крепятся на едином сеткодержателе. Сеточки изготавливаются из молибденорениевого сплава МР47ВП методом формовки сферы с последующей прошивкой рисунка (щелей и перемычек) на лазерной установке «Кара-велла» (рис. 3). Сечение перемычки рисунка сетки представляет собой квадрат с размерами $0,1 \times 0,1$ мм. На готовые сетки наносится антиэмиссионное покрытие – слой палладия толщиной 5...6 мкм. Крепление сеток с молибденовым сеткодержателем осуществляется методом пайки в вакуумной печи припоем марки ПЗлМ35В, что обеспечивает прочность соединения и хороший тепловой контакт.



Рис. 3. Сферическая сетка из молибдена толщиной 0,1 мм



Узел сеткодержателя устанавливается в электронной пушке (катодной ножке) с упреждением по высоте и диаметру центров гнезд по отношению к узлу катода и его элементарным сферическим эмиттерам, так как в процессе прогрева узла размеры деталей изменяются.

Испытания катодной ножки в вакуумной камере показали следующие распределения температур в узле: сеткодержатель – 780...800 °С, сетка – 900 °С, катод – 950...1000 °С.

Входной резонатор представляет собой коаксиальный резонатор с укорачивающей емкостью, роль которой играет ВЧ-зазор между катодом и сеткой лампы. Подвижный поршень, перемещающийся внутри коаксиального резонатора посредством привода, состоящего из системы нескольких шестеренок, позволяет обеспечить необходимый диапазон рабочих частот (470...810 МГц). В состав входного резонатора входит система из двух блокировочных конденсаторов (БК) емкостью 200...300 пФ. БК изолируют корпус входного резонатора по высокому напряжению (до 30 кВ) и одновременно обеспечивают контакт в нем по току ВЧ во входном резонаторе. В качестве изолятора в БК используется фторопласт. Охлаждение резонатора осуществляется воздушно-принудительным способом.

Выходной каскад представляет собой систему из двух связанных резонаторов проходного типа: активного и пассивного.

В качестве активного резонатора применяется разъемный волноводный резонатор с габаритными размерами 500×300×110 мм, а пассивного – волноводный резонатор с теми же размерами, который имеет направленные навстречу друг другу две ложные пролетные трубы. Рабочий диапазон истрона обеспечивается за счет перемещения поршней посредством механических приводов, состоящих из систем шестеренок, зубчатого ремня и телескопических направляющих. Связанная система позволяет получить мгновенную полосу 8 МГц на каждом телевизионном канале (во всем рабочем диапазоне частот) в результате изменения положения поршней и положения системы связи между активным и пассивным резонаторами. Система связи состоит из коаксиальной линии размером $3\frac{1}{8}$ ", заканчивающейся в активном резонаторе нестандартной петель связи, а в пассивном – небольшой ложной пролетной трубой. Вывод энергии коаксиального типа $3\frac{1}{8}$ ", расположенный в узкой стенке пассивного резонатора, заканчивается в полости резонатора подвижной петель связи. ВЧ-контакты между лампой, съемными резонаторами и поршнями обеспечиваются системой контактов-цанг, выполненных из мягкой бронзы.

Фокусировка электронных пучков осуществляется посредством двух электромагнитов, создающих магнитное поле с индукцией 0,06 Тл между двумя полюсами, выполненных в виде стаканов из материала армко, на которые надеты галеты из медного провода. Для охлаждения фокусирующих катушек между галетами проложены медные диски с ребрами охлаждения. Мощность потребления фокусирующих катушек составляет 200 Вт.

При работе истрона необходимо отводить до 15 кВт мощности от коллектора, катодной ножки, катодного полюсного наконечника, активного и пассивного резонаторов. Схема воздушно-го охлаждения истрона приведена на рис. 4. Приточный воздух поступает (засасывается) через воздушный фильтр и распределяется по теплонапряженным зонам истрона.

Коллектор истрона имеет на наружной поверхности 90 ребер из медных пластин толщиной 1,5 мм. «Живое» сечение радиатора для прохождения воздуха составляет 125 см², а площадь охлаждаемой поверхности равна 16200 см². При прокачке воздуха с расходом 1500 м³/ч обеспечивается его скорость 33 м/с. При этом коэффициент теплоотдачи равен $9,1 \cdot 10^{-3}$ Вт/(см²·К), что позволяет снимать 15 кВт тепловой мощности с коллектора.

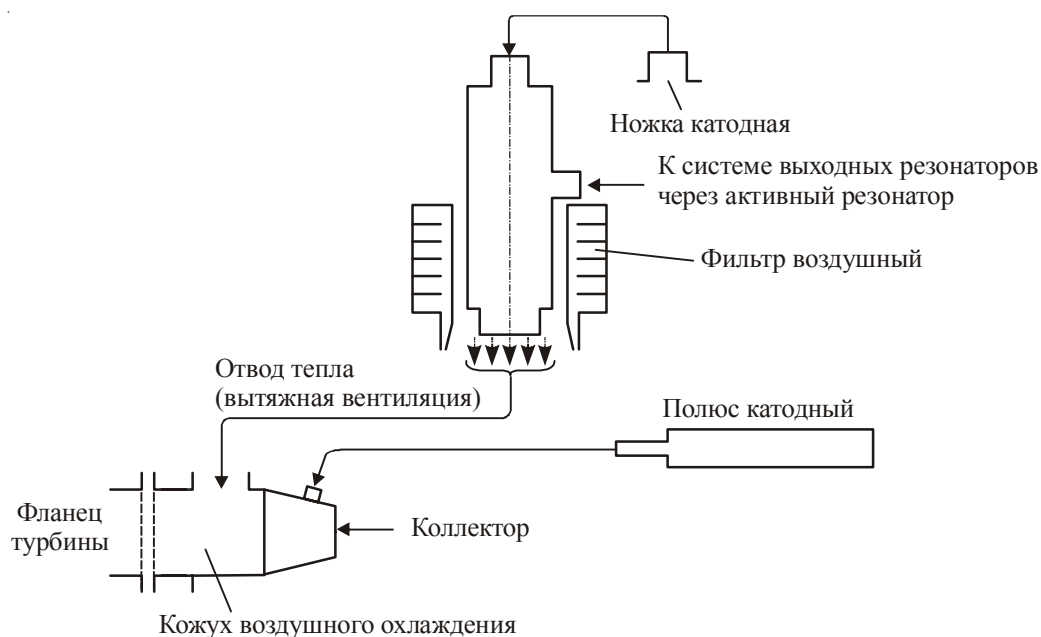


Рис. 4. Схема воздушного охлаждения истрона в передатчике «Истрон Ц-ТВ»

Система охлаждения обеспечивает расход охлаждающего воздуха 1900 м³/ч при перепаде давления в охлаждающей системе истрона 200 мм вод. ст.

Измеренный перепад температуры ΔT охлаждающего воздуха на входе и выходе охлаждающей системы истрона составляет 26 °С.

При первых испытаниях истрона в режиме передачи цифрового сигнала был получен КПД (с учетом КПД источника питания) 27...31 % в зависимости от режимов питания. Для увеличения промышленного КПД передатчика в 2011 году были созданы образцы истрона с двухступенчатой рекуперацией энергии на коллекторе. В зависимости от режимов питания, КПД истрона увеличился в рабочих точках полосы частот до 42...51 %.

Режим испытаний и выходная мощность истрона в полосе рабочих частот представлены в таблице.

f , МГц	$I_{\text{кол}}$, А	$I_{\text{рез}}$, А	$P_{\text{вых}}$, кВт	КПД, %
574	0,75	0,195	4,8	42
575	0,77	0,205	5,8	49
576	0,78	0,200	6,0	51
577	0,76	0,195	5,5	48
578	0,76	0,195	5,3	46
579	0,75	0,190	5,2	46
580	0,75	0,190	5,3	47
581	0,74	0,185	5,1	46
582	0,72	0,180	4,7	43,5

Примечание. Режим и результаты испытаний: напряжение на катode – 20 кВ; напряжение на коллекторе – 10 кВ; напряжение на управляющей сетке – 55 В; напряжение накала – 12,6 В; скважность выходного сигнала – 1; напряжение фокусирующего соленоида – 17 В; ток накала – 22 А; ток фокусирующего соленоида – 12 А; входная мощность – 40 Вт; среднее значение электронного КПД в полосе рабочих частот – 46,5 %; КПД усилителя (с учетом потерь мощности в соленоиде, накальной цепи и цепи смещения) – 42,5 % при КПД высоковольтного источника питания 95 %.

3. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Изготовлены образцы мощного многолучевого клистрода – истрона с двухступенчатой рекуперацией энергии электронов в коллекторе. Выходная мощность истрона в аналоговом режиме – не менее 20 кВт, в режиме цифрового сигнала стандарта COFDM – не менее 5 кВт при среднем значении КПД в полосе рабочих частот 42 %, с учетом потерь в высоковольтном источнике питания, фокусирующем соленоиде и вспомогательных цепях. Испытания проводились на стендовом источнике питания. В настоящее время в филиале ВЭИ проводится разработка комплексного стабилизированного источника питания для истрона, в состав которого входят высоковольтные источники питания катода, коллектора, накала, смещения, фокусирующего соленоида и электроразрядного насоса с блоками управления и контроля.

ЛИТЕРАТУРА

1. Опыт эксплуатации многолучевого клистрода (истрона) в телевизионном передатчике «Ильмень» / А. Королев, М. Лопин, А. Бакуменко, Т. Мишкин, В. Рыжов // Научно-технический журнал «625». – 2007. – № 3(127). – С. 76–81.

Статья поступила 19 декабря 2011 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.

ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.373.122: 621.396.962.23

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ АВТОДИННЫХ МОДУЛЕЙ НА МЕЗАПЛАНАРНЫХ ДИОДАХ ГАННА КВЧ-ДИАПАЗОНА

В. Я. Носков, К. А. Игнатков

Уральский федеральный университет «УрФУ-УПИ», г. Екатеринбург

С. М. Смольский

Московский энергетический институт (Технический университет) «МЭИ»

Дано описание функциональной схемы экспериментальной установки, конструкции имитатора доплеровского сигнала, схемы блока регистрации автодинного отклика, а также конструкций обычного и стабилизированного автодинных модулей КВЧ-диапазона, выполненных на основе мезапланарных диодов Ганна с применением гибридно-интегральной технологии. Связь между основным щелевым рабочим и дополнительным высокодобротным (стабилизирующим) объёмным резонаторами конструктивно выполнена по схеме полосно-отражающего фильтра с резистивной связью. Представлены результаты экспериментальных исследований особенностей формирования автодинного отклика в случаях обычного и стабилизированного генераторов. Рассмотрены условия слабого отражённого сигнала и сильного сигнала, когда амплитуда отражённой волны соизмерима с амплитудой собственных колебаний генератора. Показана перспективность разработки стабилизированных по частоте генераторных модулей КВЧ-диапазона для автодинных датчиков, измерителей и систем связи.

КС: автодин, автодинный генератор, автодинный модуль, генератор на диоде Ганна, система ближней радиолокации

The descriptions of a functional diagram of the experimental setup, Doppler signal simulator design, autodyne response recording unit circuit as well as designs of typical and stabilized millimeter-range autodyne modules made on the basis of mesa-planar Gunn diodes using the hybrid-integrated technology have been presented. The coupling between the main slotted operating cavity and additional high-Q (stabilizing) volume cavity was made according to the circuit of the band-reflecting filter with resistive coupling. The results of experimental research of autodyne response formation peculiarity in usual and stabilized oscillators are presented. The conditions of a low reflected signal and a high signal when the amplitude of the reflected wave is comparable with the amplitude of fundamental oscillations are considered. The prospect of frequency stabilized millimeter-range oscillator modules for autodyne sensors, measuring and communication systems is described.

Keywords: autodyne, autodyne oscillator, autodyne module, Gunn diode oscillator, short-range radar system

1. ВВЕДЕНИЕ

Во второй половине 80-х годов прошлого столетия в связи с политикой конверсии производства СВЧ-продукции наметились пути дальнейшего развития интегральной электроники, были выбраны варианты создания типовых структурных схем СВЧ-модулей в гибридно-интеграль-

ном исполнении, которые оказались бы востребованными в системах ближней радиолокации (СБРЛ) и связи для народного хозяйства [1]. Очевидно, что только при условии широкого применения СВЧ-модулей в гибридно-интегральном исполнении риск запуска их в производство может быть экономически оправдан, поскольку снижение стоимости модулей, связанное с серийным производством, вызывает встречный рост потребности в них.

Особые перспективы развития в тот период были у автодинных приёмопередающих модулей, функционально представляющих собой лишь СВЧ- или КВЧ-схему автогенератора при отсутствии развязывающих элементов на его выходе [2]. Простота конструкции таких устройств может гарантировать предельно низкую себестоимость автодинных модулей, а возможность использования их в продукции как военного (например, в радиовзрывателях), так и гражданского, в том числе медицинского, применения открывает перспективы их массового производства.

В свете этих перспектив в начале 90-х годов были разработаны и поставлены на производство в НИИПП (г. Томск) гибридно-интегральные модули 5-мм диапазона длин волн «Тигель-05», выполненные на основе слаботочных двухмезовых диодов Ганна [3]. Технологичность изготовления и монтажа диодов Ганна без использования драгметаллов, высокий процент выхода годных изделий, а также простота конструкции корпуса автодинных модулей обеспечили предельно низкую себестоимость их изготовления. В дальнейшем были разработаны аналогичные модули «Тигель-08» и «Тигель-08М» на 8-мм диапазон [4]. Последние («Тигель-08М») отличаются возможностью электронного управления частотой с помощью добавленного в схему генератора варикапа или путем регистрации автодинного сигнала посредством дополнительного детекторного диода, что значительно расширяет область использования модулей.

Теоретическим и экспериментальным исследованиям разработанных модулей и их функциональных особенностей [5, 6], анализу режимов работы автодинных генераторов, находящихся под воздействием отражённого от объекта излучения, выбору оптимальных условий регистрации автодинного отклика [7, 8], поиску путей дальнейшего развития и совершенствования автодинных модулей [9, 10] посвящено большое число работ авторов. Ряд публикаций непосредственно относятся к всестороннему изучению особенностей работы автодинов в режимах с амплитудной, частотной, радиоимпульсной и комбинированными видами модуляции излучения [11–13]. Из полученных результатов этих работ следует, что применение автодинных модулей с различными видами модуляции значительно расширяет функциональные возможности СБРЛ, обеспечивает селекцию цели по дальности, способствует повышению помехоустойчивости к воздействию как активных, так и пассивных помех.

Выполненные исследования позволили на основе автодинных модулей создать большое число различных радиоволновых датчиков, измерителей параметров технологических процессов и устройств контроля качества материалов, СБРЛ для транспорта, промышленности и научных исследований [14–23]. Полученные результаты убедительно показывают, что, вопреки мнению ряда специалистов [24], применение отечественных автодинных модулей в СБРЛ (благодаря использованию различных видов модуляции) не менее перспективно, чем использование сложных в изготовлении и дорогостоящих интегральных модулей зарубежного производства. Необходимо отметить также, что ряд задач в промышленности и на транспорте с применением СБРЛ мм-диапазона, рассмотренных в работе [25], также был успешно решён с использованием автодинных модулей [21, 22, 26, 27].

Естественно, для эффективного использования автодинных модулей нужны глубокое понимание принципа их функционирования, знание всех нюансов формирования автодинного отклика в автоколебательной системе при различных видах модуляции, чтобы выработать практические рекомендации по применению модулей, включая методику инженерных расчётов с нахождением режимов наилучшей работы. К одному из нюансов работы автодинов следует отнести наблюдаемые при увеличении уровня отражённого излучения специфические искажения сигналов, которые значительно ограничивают динамический диапазон систем и в большинстве применений являются нежелательными, поскольку нарушают нормальную работу устройств обработки сигналов СБРЛ, особенно в случае взаимодействия автодинного генератора с отражённым излучением от распределённого объекта [5, 6]. Данное явление, свойственное всем типам генераторов, имеет принципиальный характер [11–13]. Особенно сильно оно проявляется в диапазоне миллиметровых и более коротких волн и связано с неравномерностью набега фазы отражённой волны вследствие автодинных изменений частоты генерации под воздействием отражённого излучения [28, 29].

Изучению проблемы искажений автодинных сигналов в различных автогенераторах и поиску технических решений, направленных на их уменьшение и даже исключение, посвящены работы [5, 9, 21, 30, 31]. Одно из таких решений, существенно улучшающее характеристики автодинных систем диапазона КВЧ, состоит в применении внешнего высокочастотного резонатора в автодинных генераторах [5, 31]. Стабилизация частоты с помощью этого резонатора, как показано в работах [32, 33], значительно уменьшает степень нелинейных искажений сигналов и улучшает спектр излучения генератора, а также расширяет динамический диапазон и повышает иные технические показатели автодинных СБРЛ.

В предлагаемой статье представлены результаты дальнейших (экспериментальных) исследований стабилизированных по частоте автодинных модулей, в которых показаны отличительные особенности сигналов обычного (нестабилизованного) автодинного модуля «Тигель-08М» и этого же экземпляра модуля, стабилизированного внешним высокочастотным резонатором. Исследования выполнены для случая слабого отражённого сигнала, а также для представляющего практический интерес случая сильного сигнала, когда амплитуда отражённой волны соизмерима с амплитудой собственных колебаний генератора. Приводится также описание оригинального стенда для экспериментального изучения автодинов, имитатора доплеровского сдвига частоты, а также представлена схема регистрации (выделения) сигнала в цепи питания автодинных модулей. В отличие от стендов, предназначенных для настройки СБРЛ с гомодинным построением приёмопередающих устройств, предлагаемый стенд позволяет моделировать не только возможность изменения в широком диапазоне уровня отражённого излучения, но и его запаздывание при распространении до отражающего объекта и обратно, что является принципиально важным при изучении автодинов.

2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЙ СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЙ АВТОДИННЫХ МОДУЛЕЙ

В исследованиях был использован экспериментальный стенд, выполненный на основе волноводного тракта, функциональная схема которого приведена на рис. 1. Данный стенд, значительно модернизированный относительно описанного в работах [5, 34], обеспечивает возможность регистрации автодинного отклика в цепи питания генератора по изменению амплитуды

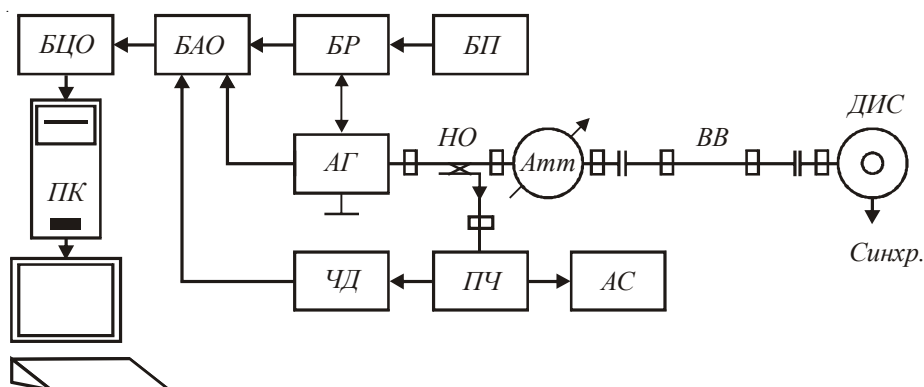


Рис. 1. Функциональная схема экспериментального стенда

и частоты автоколебаний при вариации расстояния до отражателя-имитатора, скорости его перемещения, уровня отражённого сигнала и других факторов.

Исследуемый автодинный генератор $АГ$ (см. рис. 1) связан с доплеровским имитатором сигнала $ДИС$ волноводным трактом $ВВ$, в котором находятся также переменный аттенюатор $Амм$, моделирующий затухание распространяющегося в пространстве излучения, и направленный ответвитель $НО$. Отрезок волновода $ВВ$ в стенде предназначен для моделирования значительного изменения расстояния между автодином и отражателем при изучении влияния параметра искажений на характер автодинного отклика. Боковое плечо ответвителя $НО$ связано через развязывающий вентиль с преобразователем частоты $ПЧ$, переносящим спектр излучения генератора $АГ$ на частоту 1,0 ГГц. Выходной сигнал преобразователя $ПЧ$ далее следует на широкополосный частотный дискриминатор $ЧД$ и анализатор спектра $АС$.

Питание от стабилизированного источника питания $БП$ на исследуемый $АГ$ (см. рис. 1) поступает через блок регистрации $БР$ автодинного сигнала, предназначенный для преобразования автодинных вариаций среднего значения тока $АГ$ в напряжение. Сигналы с выходов блока регистрации $БР$ (сигнал автодетектирования $a_0(\tau)$), детектора огибающей (отклик по изменению амплитуды $a_1(\tau)$ колебаний генератора $АГ$) и частотного дискриминатора $ЧД$ (отклик по изменению частоты колебаний) подаются для раздельного усиления и фильтрации в блок аналоговой обработки $БАО$. С выхода $БАО$ они следуют на входы каналов аналогового ввода модуля NI-9205 фирмы National Instruments в составе платформы DAQ-9172 блока цифровой обработки $БЦО$. Далее оцифрованные сигналы поступают по интерфейсу USB в персональный компьютер $ПК$ для обработки с помощью виртуального прибора, созданного в LabView 8.6.

Блок частотного дискриминатора $ЧД$ выполнен с применением усилителей-ограничителей на входе и схемы широкополосного частотного дискриминатора на основе активного балансного смесителя (перемножителя) IAM-81008. Принцип действия блока $ЧД$ основан на интегрировании результата перемножения прямого сигнала и сигнала, сдвинутого по фазе на угол 90 град.

Фотография и эскиз конструкции $ДИС$ представлены на рис. 2. Основой имитатора (см. рис. 2,б) является изогнутый в полуокружность отрезок прямоугольного волновода 1 , в котором вдоль середины широкой стенки внутренней стороны полукольца выполнена щель 2 . В полость волновода через эту щель введены штыревые отражатели 3 , укрепленные на дисках 4 , который установлен на оси электродвигателя 5 . При этом в одном из концов изогну-

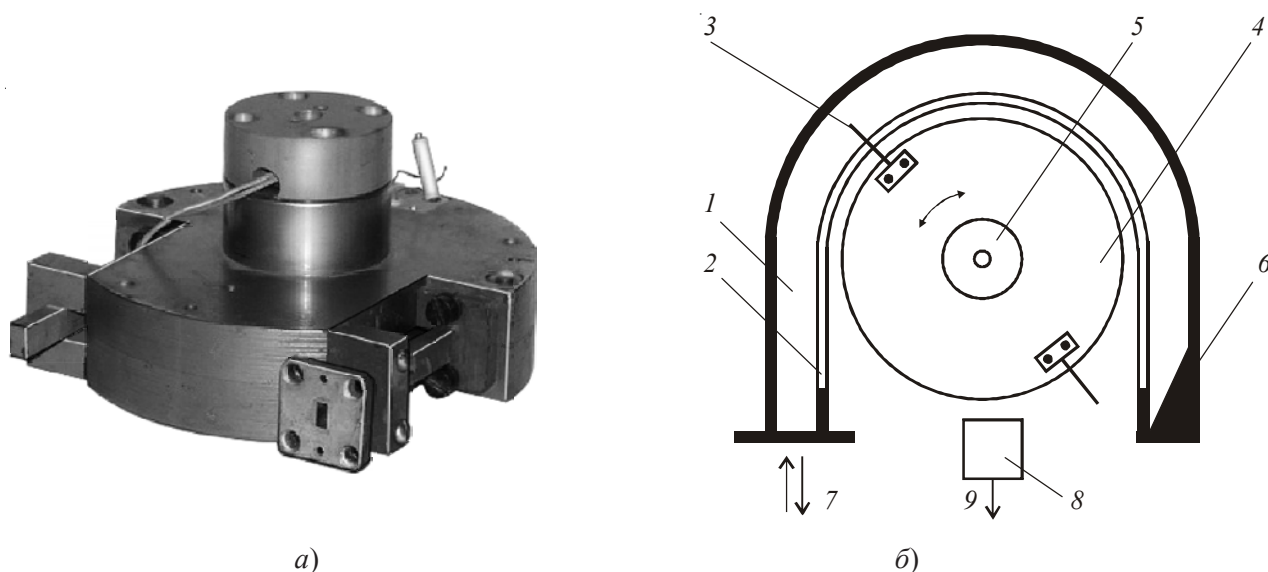


Рис. 2. Внешний вид (а) и эскиз (б) конструкции доплеровского имитатора сигнала

того волновода установлена поглощающая нагрузка 6, а второй конец является входом-выходом 7 имитатора. Коэффициент отражения Γ в имитаторе регулируется глубиной погружения штыревых отражателей 3 в волновод 1. Фотодатчик 8, укрепленный на корпусе имитатора за пределами полукольца волновода 1, служит для фиксации момента прохождения штыревым отражателем узкого просвета между оптоэлектронной парой светодиод – фотодиод. Выходные импульсы 9 фотодатчика предназначены для синхронизации развёртки осциллографа.

Движение отражателей под действием электродвигателя с круговой скоростью V вызывает изменение набега фазы $\delta(t, \tau)$ отражённой волны с доплеровской частотой $\Omega_{д.в.}$, возникающей в волноводе (поэтому в обозначении частоты Доплера $\Omega_{д.в.}$ добавлен индекс «в»). Значение этой частоты отличается от частоты $\Omega_{д.}$ доплеровского сигнала, полученного от движущегося объекта с такой же скоростью V в свободном пространстве, на множитель d_v : $\Omega_{д.в.} = \Omega_{д.} d_v$. Последний определяется электрофизическими параметрами материала, заполняющего волновод имитатора ($\epsilon\mu$), и отношением длины волны излучения λ в свободном пространстве к критической длине волны $\lambda_{кр}$ для выбранного типа волновода: $d_v = [\epsilon\mu - (\lambda/\lambda_{кр})^2]^{1/2}$, где значение $\lambda_{кр}$ для волны типа H_{10} в прямоугольном волноводе равно его удвоенной ширине. Как следует из последнего выражения, в случае применения в имитаторе волновода без заполнения ($\epsilon\mu = 1$) выполняется неравенство: $\Omega_{д.в.} < \Omega_{д.}$, а в случае использования волновода, заполненного диэлектриком с соответствующими параметрами ($\epsilon\mu > 1$), можно значительно увеличить частоту имитируемого сигнала Доплера. Последняя возможность позволяет снять верхнее ограничение по круговой скорости движения отражателей, вызванное механическими перегрузками при её приближении к звуковому барьеру.

Доплеровский имитатор, используемый в настоящей работе для экспериментальных исследований (см. рис. 2,а), рассчитан на подключение в волноводный тракт мм-диапазона сечением $7,2 \times 3,4$ мм². Радиус его волноводного полукольца составляет 0,0376 м, максимальная скорость вращения вала двигателя – 8000 об/мин. Заполнение волновода диэлектриком отсутствует.

Основными достоинствами данного имитатора являются широкий диапазон линейного изменения набега фазы и равномерность амплитуды отражённой волны. Поэтому подобные имитаторы широко используются для настройки, калибровки и экспериментальных исследований гомодинных и автодинных радиолокаторов.

В описанной выше экспериментальной установке (см. рис. 1) блок регистрации *БР* предназначен для преобразования автодинных вариаций среднего значения тока *АГ* в напряжение. Данный принцип, как показано в [35], является оптимальным при регистрации автодинного отклика в цепи смещения генератора на диоде Ганна. При этом *БР* должен обеспечивать со стороны нагрузки – диода Ганна – режим короткого замыкания, т. е. питание генератора должно быть реализовано от источника напряжения. Данным условиям наиболее полно удовлетворяет описанное ниже устройство регистрации, реализующее необходимую функцию преобразования «ток – напряжение» и обеспечивающее также улучшенные шумовые характеристики автодинных систем.

Упрощённая схема такого устройства, поясняющая его принцип действия, представлена на рис. 3,а. Из этой схемы видно, что операционный усилитель *ОУ* является преобразователем изменений входного тока $\dot{I}_c$ в соответствующие изменения выходного напряжения $\dot{U}_c$. Эти величины между собой связаны простым соотношением $\dot{U}_c = \dot{I}_c Z_{OC}$, где Z_{OC} – частотно-зависимое сопротивление обратной связи. Простейшая схема, реализующая данный принцип регистрации с резистивной обратной связью ($Z_{OC} = R_{OC}$), предложена в [36]. Однако для повышения эффективности преобразования автодинного отклика желательно иметь большую величину сопротивления Z_{OC} в рабочем диапазоне частот и малую – за его пределами.

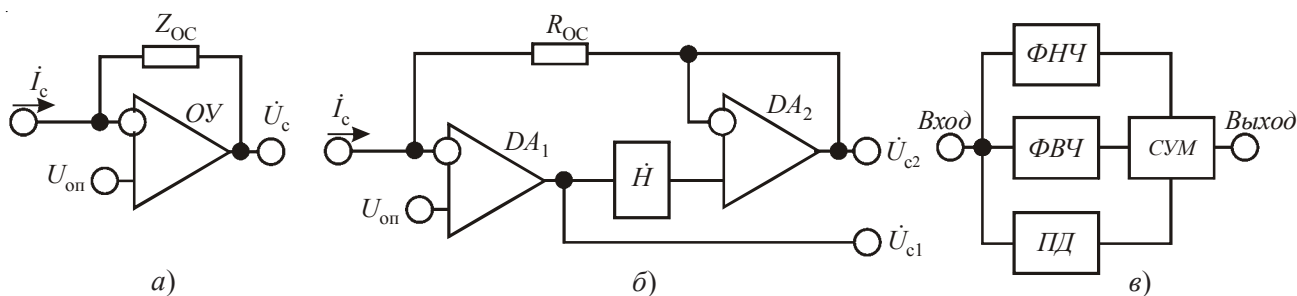


Рис. 3. Основная схема преобразователя автодинных изменений тока диода Ганна в напряжение выходного сигнала (а), её модификация (б) и структурная схема режекторного фильтра (в)

На рис. 3,б приведена улучшенная модификация рассматриваемой схемы, которая позволяет простейшими средствами (без применения индуктивностей в цепи обратной связи) реализовать требуемую зависимость Z_{OC} от частоты, что удобно для микросэлектронного исполнения блока регистрации *БР* [37]. На этой схеме эквивалентный операционный усилитель образован каскадным соединением усилителей DA_1 и DA_2 . Между ними введён четырёхполюсник связи, имеющий комплексный коэффициент передачи $\dot{H}$. Эквивалентный импеданс $Z_{пр} = \dot{U}_{c2} / \dot{I}_c$ преобразования входного тока $\dot{I}_c$ в напряжение $\dot{U}_c$ на выходе этой схемы является обратным

функции передачи четырёхполюсника $\dot{H}$: $\dot{U}_{cl} = \dot{I}_c Z_{пр}$, где $Z_{пр} = R_{oc}/\dot{H}$. Формирование требуемой амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) БР производится соответствующим выбором конфигурации цепи четырёхполюсника $\dot{H}$ с применением RC -элементов. Например, при использовании режекторного фильтра в качестве четырёхполюсника $\dot{H}$ реализуется функция полосового преобразования, и наоборот.

Схема режекторного фильтра, представленная на рис. 3,в, обеспечивает возможность независимого задания граничных частот преобразования и глубины режекции. С помощью фильтра нижних частот $\Phi НЧ$ в этой схеме можно задавать нижнюю граничную частоту синтезируемого преобразователя. Фильтр верхних частот $\Phi ВЧ$ определяет верхнюю границу частотного диапазона. Величину импеданса преобразования в требуемой полосе можно установить с помощью простой цепи пассивного делителя $ПД$ уровня сигнала. Объединение выходных сигналов $\Phi НЧ$, $\Phi ВЧ$ и $ПД$ производится, как видно из схемы рис. 3,в, сумматором $СУМ$.

Схема регистрации, использующая описанный принцип формирования АЧХ, представлена на рис. 4,а. В этой схеме $\Phi НЧ$ образован элементами C_1 и R_1 , $\Phi ВЧ$ состоит из элементов R_2 и C_2 , а коэффициент h_1 , определяющий усиление схемы в целом в полосе частот автодинного сигнала, зависит от соотношения величин R_1 и R_2 : $h_1 = R_2/(R_1 + R_2)$. Выражение для АЧХ нормированного импеданса преобразования $Z_{н.пр}$ данной схемы имеет вид:

$$Z_{н.пр}(F) = Z_{пр}(F)/R_3 = h_1 / \{ [1 + (2\pi F\tau_1)^2]^{-1/2} + [1 + (2\pi F\tau_2)^2]^{-1/2} + h_1 \},$$

где $\tau_1 = R_1 C_1$; $\tau_2 = R_2 C_2$.

На рис. 4,б представлены АЧХ схемы, рассчитанные при $R_1 = 120$ кОм, $R_2 = 1,1$ кОм и различных величинах ёмкости конденсаторов: $C_1 = 150$ мкФ (кривая 1); $C_1 = 47$ мкФ (2); $C_1 = 15$ мкФ (3); $C_2 = 150$ пФ (4); $C_2 = 47$ пФ (5); $C_2 = 15$ пФ (6). При номиналах указанных элементов максимальная полоса пропускания системы по уровню 0,7 составила от 2,4 Гц до 36 кГц, импеданс преобразования $Z_{пр}$ изменений тока в напряжение в полосе пропускания при величине $R_3 = 30$ Ом равен 3,6 кОм.

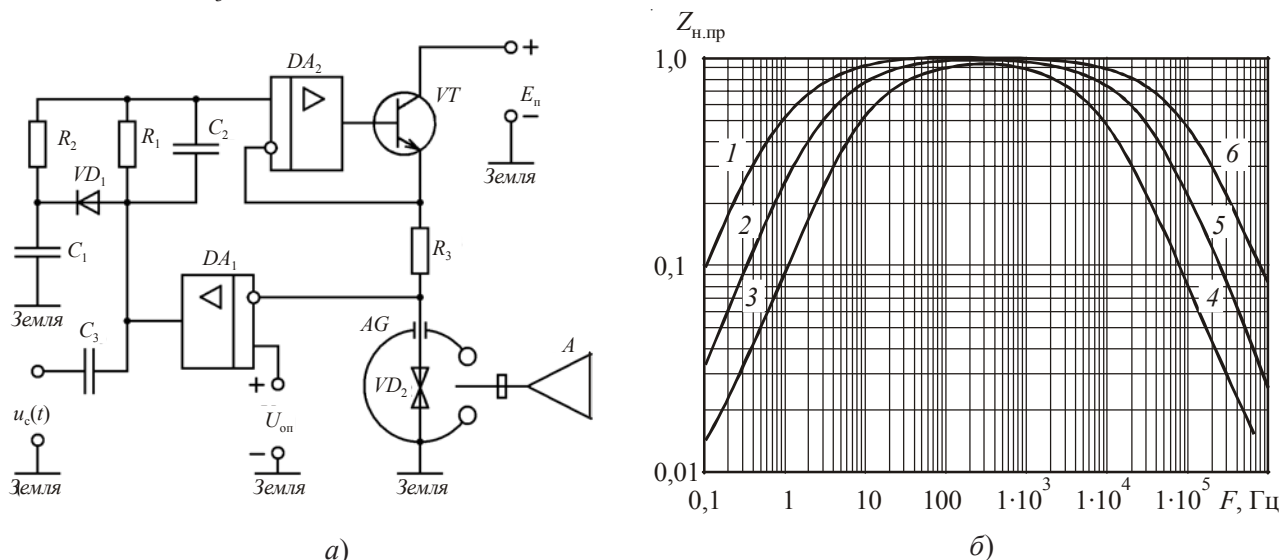


Рис. 4. Схема автодинного приёмопередатчика на диоде Ганна (а), использующего принцип частотно-зависимого преобразования изменений тока диода в напряжение выходного сигнала $u_{вых}(t)$, и графики нормированных частотных характеристик импеданса преобразования автодинного сигнала (б)

При расчёте элементов схемы рекомендуется выбирать величину резистора R_3 из условия: $R_3 = (2...5)/I_0$, Ом, где I_0 – постоянный ток диода Ганна, А. Далее из требуемой величины эквивалентного импеданса $Z_{э,пр}$ находятся коэффициент преобразования h_1 и номинальные значения резисторов R_1 и R_2 . После этого при заданных граничных значениях нижней F_n и верхней F_b частот рассчитываются номинальные ёмкости конденсаторов: $C_1 = 0,38/h_1 R_1 F_n$ и $C_2 = 0,066 h_1 / R_2 F_b$. При выборе типа усилителей DA_1 и DA_2 и источника опорного напряжения $U_{оп}$ следует отдавать предпочтение компонентам с низким уровнем шума.

Описанная здесь схема *БР* нашла широкое применение как в лабораторных стендах для исследований автодинных генераторов, так и в реальных конструкциях автодинных СБРЛ.

3. КОНСТРУКЦИЯ АВТОДИННОГО ГЕНЕРАТОРА

Экспериментальные исследования для определения внутренних параметров *АГ* и свойств получаемых сигналов выполнялись на примере модифицированного генераторного модуля 8-мм диапазона «Тигель-08М» (рис. 5,а), изготовленного по гибридно-интегральной технологии на основе двухмезового диода Ганна [4]. Данные модули отличаются от обычных модулей «Тигель-08» топологией диодной вставки, на поликоровой подложке которой предусмотрена возможность установки в щелевой резонатор параллельно (по СВЧ) двух чипов с развязкой их цепей смещения: планарного диода Ганна и дополнительного детекторного диода с барьером Шотки (показаны на рис. 5,б цифрами 1 и 2 соответственно). Одна из мез диода Ганна выполнена большого сечения. Плотность тока в ней недостаточна для возбуждения доменов сильного поля, поэтому она является пассивной. Вторая меза, малого сечения, является активной и создаёт условия для возбуждения колебаний в генераторе. Детекторный диод в данной конструкции предназначен для выделения сигнала $a_1(\tau)$ по изменению амплитуды колебаний.

В конструкции обычного (нестабилизированного) генераторного модуля диодная вставка помещается между двумя пластинами, образующими корпус генератора (см. рис. 5,а). В центре лицевой пластины предусмотрено отверстие круглой формы для выхода СВЧ-излучения. Задняя пластина глухая, с винтом для регулировки частоты.

В конструкции стабилизированного генератора дополнительный высокочастотный резонатор пристыковывался к задней стенке генераторного модуля (см. рис. 5,в), по центру которой сделана сквозная прорезь в виде отрезка волноводного канала сечением $7,2 \times 3,4$ мм². Электрическая длина этого канала от диодной вставки до резонатора равна трём половинам длины волны в волноводе (9,6 мм).

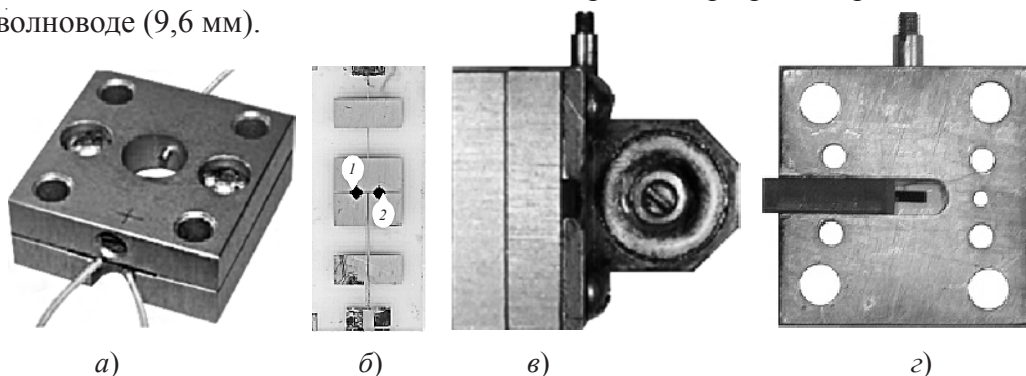


Рис. 5. Внешний вид модуля «Тигель-08М» (а), топологии диодной вставки (б), генератора со стабилизирующим резонатором в сборе (в) и элемента резистивной связи с резонатором (г)

Стабилизирующий резонатор, изготовленный из суперинвара и работающий на волне H_{011} , имеет собственную добротность порядка $5 \cdot 10^3$. Резистивная связь обеспечивалась введением в окно связи с резонатором клиновидной вставки из поглотителя, положение которой в процессе настройки можно регулировать (см. рис. 5,з). Описанная конструкция генератора соответствует случаю сильной связи со стабилизирующим резонатором. Для случая слабой связи между модулем генератора и узлом стабилизации вводилась диафрагма с отверстием.

Частота генерации модуля – 37,5 ГГц, выходная мощность – 15 мВт, ток потребления при напряжении смещения 4 В – не более 0,2 А. Предельный энергетический потенциал $\Pi_{пр}$, определяемый как отношение выходной мощности автодина к входной мощности отражённого излучения, при отношении сигнал/шум, равном 2, на его низкочастотном выходе в полосе от 0,5 до 1,5 кГц составляет 75 дБ.

Настройка узла связи с резонатором и его собственной частоты выполнялась с применением панорамного измерителя КСВН. Верхняя развёртка луча на изображении экрана (рис. 6) измерителя КСВН показывает контрольную метку на частоте 37,5 ГГц. Нижней развёрткой луча показан вид частотной характеристики КСВН настроенного узла связи. Из этой характеристики следует, что цепь связи с резонатором согласована во всём диапазоне частот, кроме собственной частоты резонатора. Для получения требуемого вида характеристики КСВН в процессе настройки автодина корректировалась электрическая длина канала связи между рабочим и стабилизирующим резонаторами. Для этого подбиралась толщина сменных пластинок на фланце волновода и изменялась глубина погружения ёмкостного винта. Величина связи между резонаторами (высота пика на характеристике) регулировалась с помощью изменений положения поглощающей вставки и диаметра отверстия связи. Настройка резонатора на требуемую частоту выполнялась специальным винтом на его боковой стенке (см. рис. 5,в).

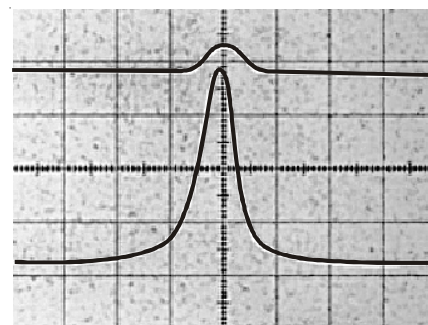


Рис. 6. Частотная характеристика КСВН стабилизирующего резонатора с резистивной связью

Автодинный модуль «Тигель-08М» предварительно настраивался без стабилизирующего резонатора в режим максимального энергетического потенциала с использованием доплеровского имитатора ДИС. Для этого путём вариации положения предусмотренного в конструкции АГ винта изменялась величина связи с нагрузкой и подбиралась величина напряжения смещения на диоде Ганна. Оптимальная величина этого напряжения для исследуемого модуля была выбрана равной 3,9 В.

Затем данная настройка повторялась с генератором после его стыковки с узлом стабилизирующего резонатора. При этом точность настройки резонатора на частоту генерации контролировалась с помощью анализатора спектра по минимуму частотной чувствительности АГ. После стыковки генератора со стабилизирующим резонатором величина выходной мощности уменьшалась не более чем на 5...10 % от номинального значения, при этом отмечалось уменьшение потенциала автодинной системы не более 3...5 дБ.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ ПРИ МАЛОМ ОТРАЖЁННОМ СИГНАЛЕ

Целью этого этапа исследований является сравнение основных параметров и характеристик обычного (нестабилизованного) автодинного генератора и генератора с дополнительным внешним резонатором в одних и тех же условиях эксперимента, а также определение основных свойств автодинного отклика стабилизированного генератора и его коэффициента стабилизации S_p , характеризующего выигрыш по ряду важных параметров автодинной системы. Данные условия при малом отражённом излучении, когда модуль коэффициента отражения $\Gamma \ll 1$, выполнялись при сохранении неизменной длины s_1 волноводного тракта BB , равной 4,18 м.

Сравним сначала автодинные генераторы по величине параметра искажений $p_a = 4\pi\Delta f_m s_1 / cd_v$, где Δf_m – автодинная девиация частоты, определяемая как её максимальное отклонение от частоты стационарных колебаний; c – скорость распространения электромагнитного излучения в вакууме. Величина Δf_m в экспериментах обычно контролируется с помощью анализатора спектра АС (см. рис. 1).

Выбирая исходную величину параметра искажений обычного генератора $p_a = 0,8$, из приведённой выше формулы для нахождения p_a вычисляем требуемое значение автодинной девиации частоты: $\Delta f_m = 7$ МГц. Данное значение девиации обычного генератора было экспериментально получено при величине затухания аттенюатора $D_{\text{атт}} = 17,5$ дБ, которой соответствует расчётное значение коэффициента отражения $\Gamma \approx 0,007$. При этом величина коэффициента отражения Γ вычислялась по формуле: $\Gamma = (10^{-0,1D})^{1/2}$, где $D = 2(D_{\text{атт}} + D_{\text{вт}} + D_{\text{дис}})$ – общее затухание излучения от генератора до имитатора и обратно; $D_{\text{атт}}$, $D_{\text{вт}}$, $D_{\text{дис}}$ – затухания волны, дБ, в аттенюаторе, волноводном тракте (2,5 дБ) и имитаторе (1,5 дБ) соответственно.

Спектрограммы выходных СВЧ-колебаний обычного и стабилизированного автодинов, полученные при одной и той же величине затухания аттенюатора $A_{\text{тт}}$ в обоих опытах ($D_{\text{атт}} = 1,5$ дБ), представлены на рис. 7. Соответствующие этим случаям осциллограммы (слева) и спектрограммы (справа) автодинного отклика представлены на рис. 8. Скорость вращения вала двигателя поддерживалась постоянной, 2000 об/мин. Расчётное значение круговой скорости

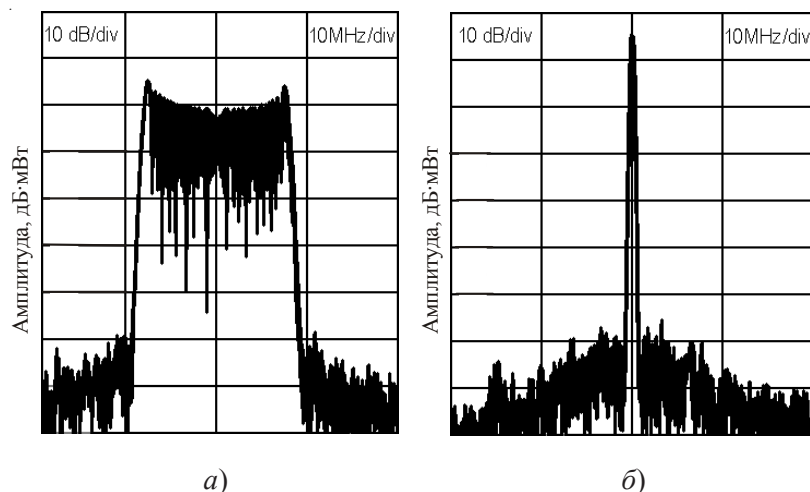


Рис. 7. Спектрограммы СВЧ-колебаний выходных сигналов обычного (а) и стабилизированного (б) автодинных генераторов, полученные от движущегося отражателя

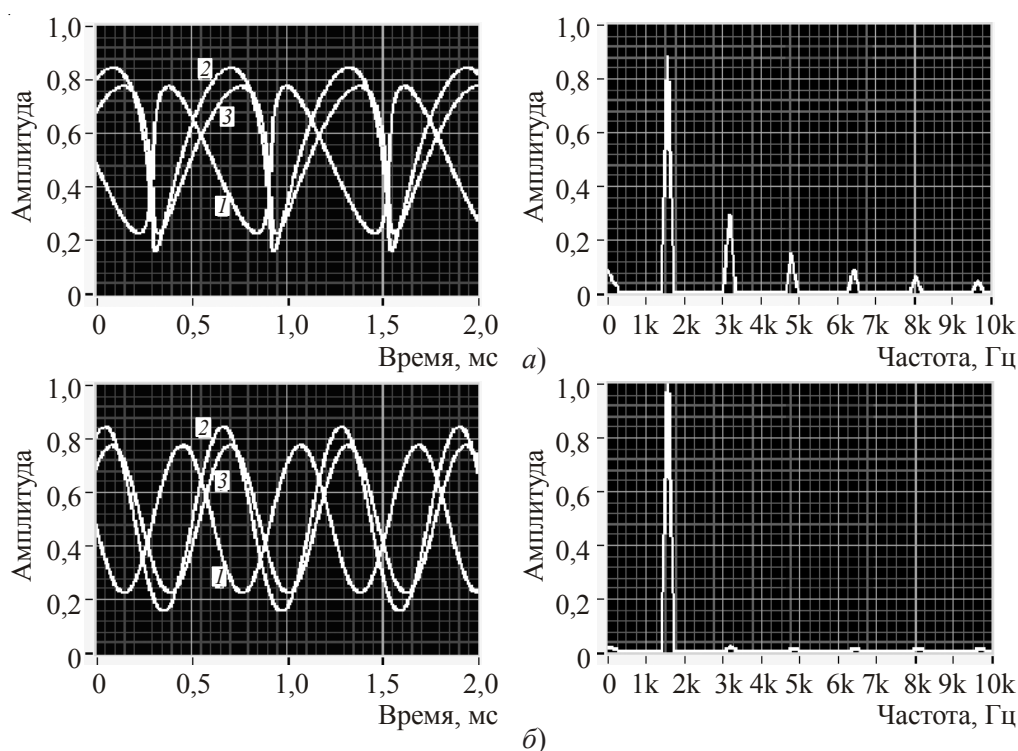


Рис. 8. Осциллограммы (слева) автодинного отклика по изменению частоты генерации (кривые 1), амплитуды колебаний (кривые 2), сигнала автодетектирования (кривые 3) и спектрограммы (справа) для отклика по изменению амплитуды колебаний обычного (а) и стабилизированного (б) автодинных генераторов, полученные от движущегося отражателя

движения отражателя при этом составляло 7,875 м/с, а значение частоты доплеровского смещения (в волноводе) – около 1,637 кГц. Направление перемещения отражателей поддерживалось от генератора.

Ширина спектра СВЧ-колебаний в первом случае составляла 14 МГц, а во втором – около 440 кГц, при этом автодинная девиация частоты Δf_m (отклонение от средней частоты f_0 спектра) составляла половину указанных величин. Расчётные значения параметра искажений получены следующими: $p_{a1} = 0,8$ в первом случае и $p_{a2} = 0,025$ – во втором. Из сравнения указанных величин следует, что коэффициент стабилизации частоты исследуемого генератора $S_f = p_{a1}/p_{a2} \approx 32$.

Из анализа осциллограмм рис. 8 следует, что углы относительного смещения выходных сигналов амплитудного детектора $a_1(\tau)$ и автодетектирования $a_0(\tau)$ имеют следующие значения: $\psi_1 = -11$ град, $\psi_0 = 10$ град. Дальнейший анализ этих сигналов с применением программы вычислений автодинных сигналов, составленной в среде «Mathcad», позволил получить следующие параметры исследуемых генераторов: коэффициент неизохронности $\gamma \approx 0,9$ [38]; внешняя добротность обычного генератора $Q_{вн} \approx 60$; эквивалентная добротность стабилизированного генератора $Q_{эКВ} \approx 2000$.

Как видно из полученных спектрограмм автодинного сигнала (см. рис. 8), уровень высших гармоник у стабилизированного генератора значительно ниже, чем у обычного генератора. За-

висимости коэффициента гармоник сигнала по изменению амплитуды K_r колебаний AG , параметра искажений p_a и уровня первой гармоники $a_1(1)$ автодинного отклика обычного (а) и стабилизированного (б) генераторов от величины модуля коэффициента отражения Γ представлены на рис. 9. В первом случае графики этих зависимостей получены при прежней длине $s = s_1$ волноводного тракта, а во втором – при длине волновода $s = s_2 = 11,06$ м, имеющего затухание 6,6 дБ. В ходе снятия характеристик затухание аттенюатора $D_{\text{атт}}$ изменялось в пределах от 26 до 16,5 дБ в первом случае и от 12 до 2,3 дБ – во втором.

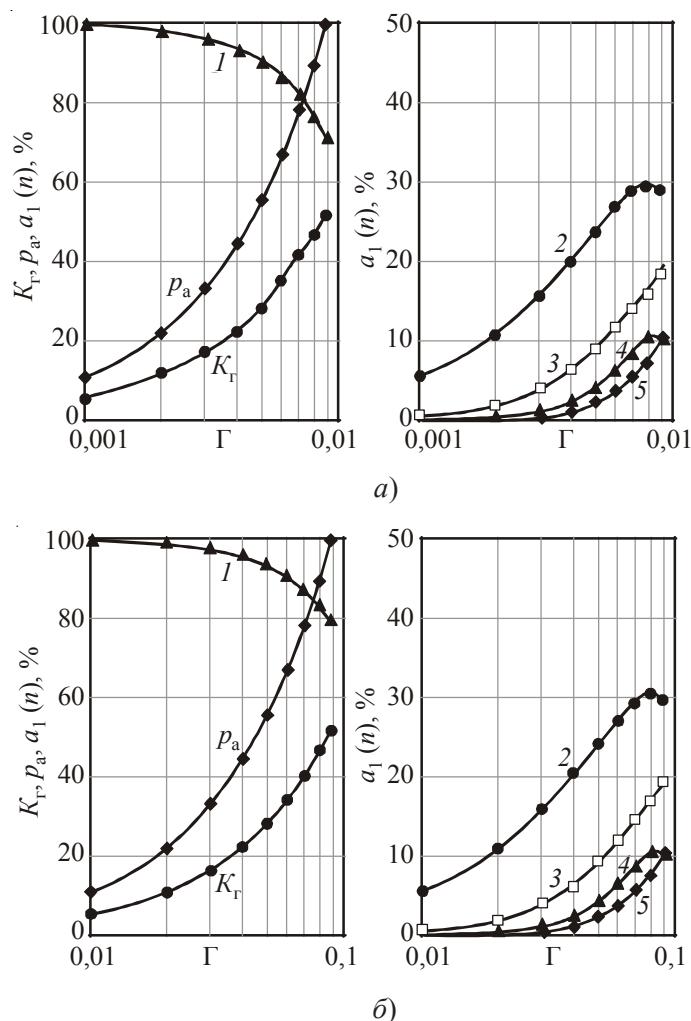


Рис. 9. Зависимости коэффициента гармоник K_r (кривая 1), параметра искажений p_a (кривая 2) и уровня гармонических составляющих $a_1(n)$ ($n = 1 \dots 5$) спектров автодинного отклика (кривые 3...5) генератора на диоде Ганна от величины модуля коэффициента отражения Γ для обычного (а) и стабилизированного (б) генераторов

Из графиков (см. рис. 9) видно, что при малом отражённом сигнале ход полученных экспериментальных зависимостей качественно совпадает с ожидаемым. При этом с увеличением коэффициента отражения Γ уровень первой гармоники $a_1(1)$ падает, а величины коэффициента гармоник K_r , параметра искажений p_a и уровни высших гармонических составляющих растут.

Отличия этих зависимостей состоят только в величинах предельного значения коэффициента отражения, при котором возникают скачки сигнала ($p_a > 1$). В первом случае они начинаются при величине модуля коэффициента отражения $\Gamma_1 = 0,009$ ($D_{\text{атт}} = 16,5$ дБ), а во втором – при $\Gamma_2 = 0,09$ ($D_{\text{атт}} = 2,3$ дБ). Поскольку скачки сигнала во всех случаях начинаются при величине параметра искажений $p_a = 1$, то отношение $\Gamma_2 s_2 / \Gamma_1 s_1$ даёт выигрыш в величине динамического диапазона автодинной системы d_s за счёт стабилизации частоты 26,5 раз.

Приведённые выше результаты получены при точной настройке стабилизирующего резонатора, когда его собственная частота совпадает с частотой генерации. В этом случае, как отмечалось выше, амплитудная и частотная чувствительности автодинного генератора минимальные. На рис. 10 представлены нормированные зависимости автодинной чувствительности частоты и амплитуды генератора от величины частотной расстройки.

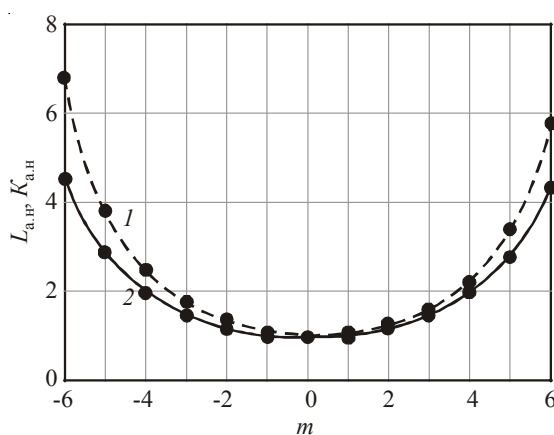


Рис. 10. Нормированные зависимости автодинной чувствительности частоты $L_{a.н}$ (кривая 1) и амплитуды $K_{a.н}$ (кривая 2) генератора от величины частотной расстройки m стабилизирующего резонатора

Расстройка частоты вносилась изменением положения регулировочного винта на объёмном резонаторе. С помощью этого винта через одну четверть оборота производилось смещение собственной частоты резонатора (в условных единицах m) относительно её номинального значения, где чувствительность была наименьшей, и делались соответствующие отсчёты величин. Амплитудная чувствительность $K_{a.н}(m)$ контролировалась по изменению уровня автодинного сигнала на осциллограммах, а частотная чувствительность $L_{a.н}(m)$ – по величине расширения спектра СВЧ-колебаний при помощи анализатора спектра АС.

Из рис. 10 видно, что при введении частотной расстройки стабилизирующего резонатора чувствительность АГ может увеличиваться в несколько раз, причём характеристика частотной чувствительности $L_{a.н}(m)$ к краям полосы «захвата» растёт быстрее, чем амплитудная чувствительность $K_{a.н}(m)$. При этом необходимо учитывать также, что на краях этой полосы возрастает уровень искажений сигналов, а также уменьшается запас устойчивости режима генератора.

Результаты выполненных исследований [38] показывают также, что внутренние свойства АГ, такие, как его неизохронность и неизодромность, являются факторами, вызывающими дополнительные искажения сигналов. Однако, как установлено в настоящей работе, с помощью введения соответствующей расстройки стабилизирующего резонатора есть возможность неко-

торой компенсации влияния внутренних свойств AG на искажения сигнала и тем самым добиться дополнительного расширения динамического диапазона автодинной системы.

5. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ ПРИ СИЛЬНОМ ОТРАЖЁННОМ СИГНАЛЕ

Из полученных выше результатов, а также результатов других работ известно, что в случае малого сигнала ($\Gamma \ll 1$) при увеличении уровня отраженного излучения и расстояния до отражателя уровень искажения автодинного отклика растёт. Причём в случае превышения параметром искажений единицы ($p_a > 1$) поведение автодинного отклика качественно изменяется, поскольку при этом появляются скачкообразные изменения сигнала с гистерезисными явлениями [5].

В случае сильного сигнала, когда $\Gamma \approx 1$, в стабилизированном автодине кроме упомянутой причины неустойчивости формирования автодинного отклика известна ещё одна, которая связана с его внутренними свойствами, – неоднозначность частотной зависимости реактивной проводимости колебательной системы [33]. Поэтому для наблюдения явлений в стабилизированном генераторе, обусловленных только его внутренними свойствами, необходимо исключить или свести к минимуму первую причину, вызывающую искажения. Такие условия обеспечиваются рассмотрением процессов на малых расстояниях до отражателя, где и наблюдается обычно в автодинных СБРЛ сильный отражённый сигнал [5, 39].

Для реализации этого условия автодинный генератор AG непосредственно стыковался к входному фланцу аттенюатора $Attm$ (см. рис. 1), а к его выходному – подключался имитатор доплеровского сигнала $ДИС$. Расстояние от СВЧ-генератора AG до штыревого отражателя имитатора $ДИС$ в этом случае составляло 0,36 м. Окружная скорость движения отражателя поддерживалась прежней, а направление его перемещения – от генератора.

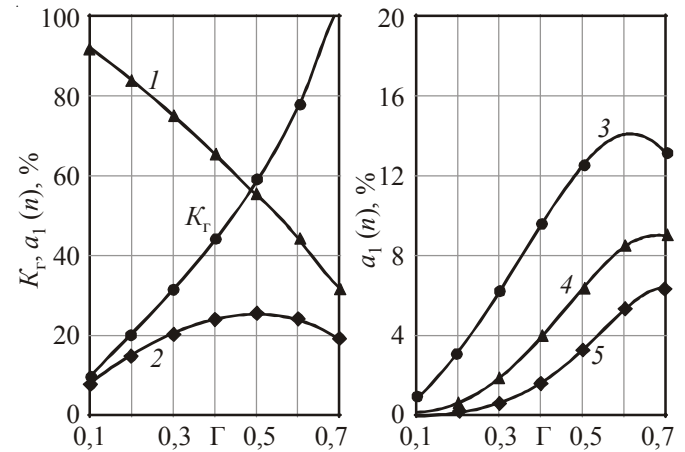
Сначала исследовался генератор с сильной связью между резонаторами. При этом были сняты зависимости коэффициента гармоник K_r и уровня гармонических составляющих порядка n ($n = 1 \dots 5$ – номера гармоник) спектров автодинного отклика по изменению амплитуды $a_1(n)$ колебаний при изменении аттенюатором $Attm$ затухания в тракте от 8,5 дБ до 0.

Затем эксперименты повторялись при слабой связи между резонаторами. Для этого между модулем генератора и узлом стабилизации вводилась диафрагма, имеющая отверстие диаметром около 2 мм. Полученные характеристики представлены на рис. 11.

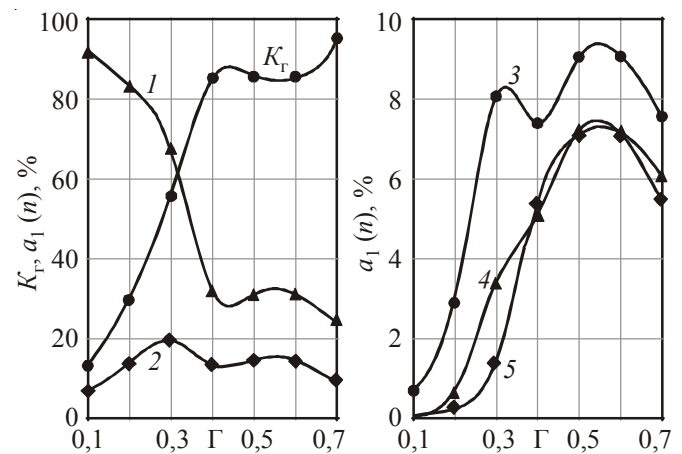
В ходе снятия этих характеристик при различных значениях коэффициента отражения Γ были получены также осциллограммы автодинного отклика по изменению амплитуды колебаний при сильной и слабой связи соответственно (рис. 12 и 13).

Из сравнения графиков, представленных на рис. 9 и 11,а, видно, что в характере этих зависимостей есть много сходства. Например, как при сильном отражённом сигнале, так и при слабом с увеличением коэффициента отражения Γ уровень первой гармоники автодинного отклика монотонно уменьшается (см. кривую 1), а коэффициент гармоник K_r растёт. Кроме того, уровень высших гармоник в режиме сильного отражённого сигнала (см. рис. 11,а) при увеличении коэффициента отражения на участке характеристик, где $\Gamma \leq 0,5$, растёт аналогично, как и при слабом сигнале (см. рис. 9).

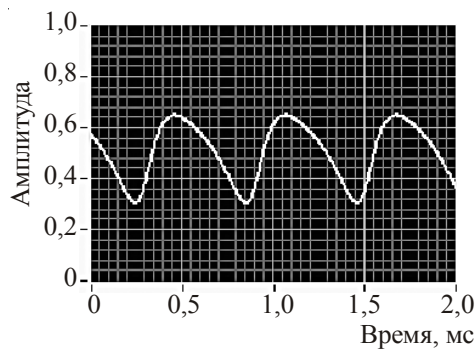
Однако после превышения коэффициентом отражения Γ величины 0,5 в случае сильного сигнала уровень высших гармоник имеет спад (см. рис. 11,а). Данный спад вызван особенностями формирования зависимостей резистивной и реактивной проводимостей нагрузки генера-



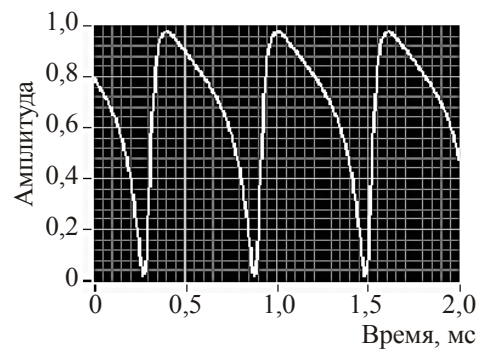
а)



б)



а)



б)

Рис. 12. Осциллограммы выходных сигналов $a_1(\tau)$ стабилизированного генератора (при сильной связи) на диоде Ганна по изменению амплитуды колебаний, полученные от движущегося отражателя при различных значениях модуля коэффициента отражения Γ :
а – $\Gamma = 0,3$; б – $\Gamma = 0,6$

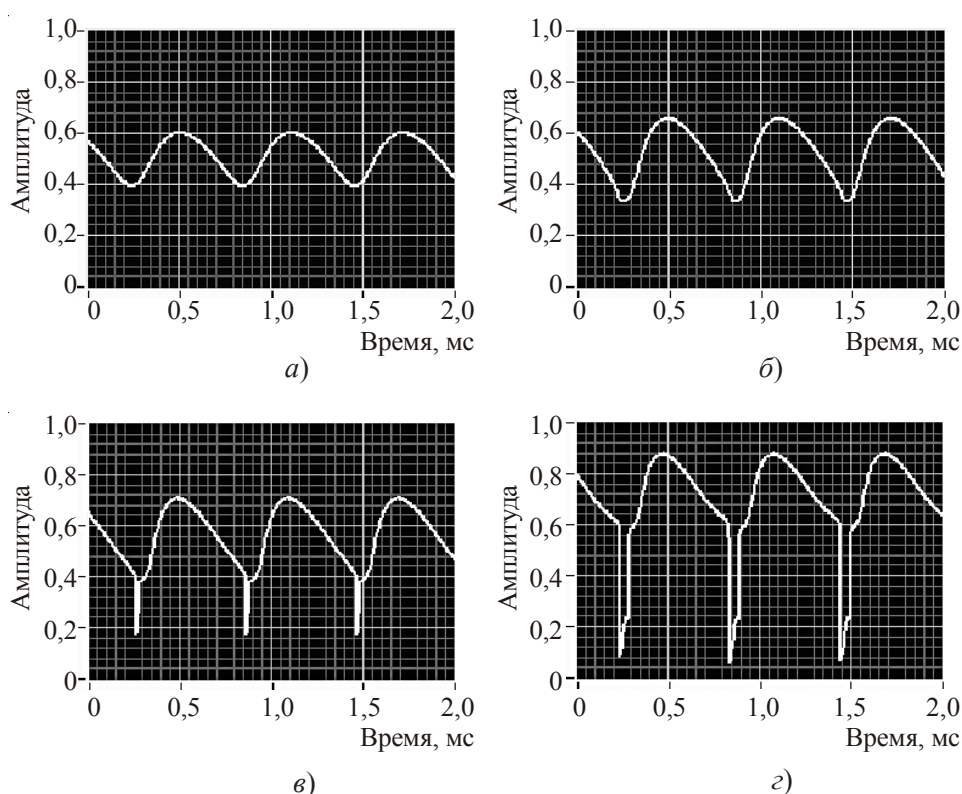


Рис. 13. Осциллограммы выходных сигналов $a_1(\tau)$ стабилизированного генератора (при слабой связи) на диоде Ганна по изменению амплитуды колебаний, полученные от движущегося отражателя при различных значениях модуля коэффициента отражения Γ :
 $a - \Gamma = 0,2$; $б - \Gamma = 0,3$; $в - \Gamma = 0,4$; $з - \Gamma = 0,5$

тора в случае большой величины коэффициента отражения Γ [33]. При этом необходимо отметить, что в данном случае (сильной связи) автодинный отклик выглядит гладким, без разрывов (см. рис. 12).

Из рис. 11 видно, что как при сильной, так и при слабой связи между резонаторами в целом ход всех характеристик на их начальном участке, до значения $\Gamma \approx 0,2 \dots 0,3$, и на их конечном участке, где $\Gamma \geq 0,5$, качественно совпадает. Исключение составляет промежуточная область между значениями Γ от 0,3 до 0,5. В этой области наблюдается перегиб практически всех характеристик.

Как показано в работе [33], в этой области значений коэффициента отражения Γ происходит достижение уровнем отражённого сигнала точки перегиба на характеристике частотной зависимости реактивной проводимости колебательной системы стабилизирующего резонатора. Поэтому в этой области наблюдаются наибольшие искажения автодинного отклика.

На конечном участке характеристик, где $\Gamma \in 0,5 \dots 0,7$, основное влияние на формирование отклика оказывает нелинейность формирования зависимостей резистивной и реактивной проводимостей нагрузки генератора, как и в рассмотренном выше случае сильной связи.

Рассмотрим совместно ход графиков рис. 11,б и эволюцию формы автодинного сигнала (см. рис. 13) при изменении уровня отражённого излучения.

При сравнительно малом уровне отражённого сигнала ($\Gamma \leq 0,1$) автодинный отклик $a_1(\tau)$ по форме весьма близок к синусоидальному закону и имеет сравнительно малые искажения (см. рис. 11,б). С увеличением коэффициента отражения Γ автодинный отклик $a_1(\tau)$ искажается заметно сильнее, особенно заметно растёт уровень второй гармоники. Так, например, при $\Gamma = 0,2$ величина коэффициента гармоник K_r составляет 30 %, а уровень второй гармоники – около 15 %. Процесс роста второй гармоники достигает своего максимума при $\Gamma = 0,3$: $K_r = 56$ %, $a_1(2) \approx 20$ %. Форма сигнала автодинного отклика, как видно из осциллограмм рис. 13,а и б, при этом имеет специфический вид: одна полуволна притупляется, а вторая – становится заметно острее. Такое поведение характеристик на данном интервале величин Γ связано, прежде всего, с известной нелинейностью генератора по амплитуде, которая обусловлена преобразованием автодинных изменений частоты в изменения амплитуды колебаний [33].

При достижении величины коэффициента отражения $\Gamma = 0,4$ в автодинном отклике происходят качественные изменения. Как видно из графиков рис. 11,б, при этом значении Γ уровень первой гармоники $a_1(1)$ резко уменьшается, а уровень высших гармоник растёт. При этом коэффициент гармоник достигает значения 85 %. Как видно из осциллограммы рис. 13,в, при этом значении Γ в автодинном отклике появляется пичок (вниз), который обусловлен перескоком частоты из-за её достижения границы линейного участка частотной зависимости реактивной проводимости.

Дальнейшее увеличение Γ вызывает лишь рост амплитуды этого пичка (см. рис. 13,г) и соответственно значительный рост уровня высших гармоник автодинного отклика. Немонотонный рост третьей гармоники $a_1(3)$ на этом же участке характеристик (см. рис. 11,б) объясняется наличием некоторой расстройки стабилизирующего резонатора и собственной частоты генератора, которая может быть вызвана неизохронностью генератора.

Из представленных выше результатов исследований видно, что в условиях воздействия сильного отражённого сигнала автодинный отклик стабилизированного АГ со слабой связью между резонаторами подвержен искажениям в большей степени, чем отклик АГ с сильной связью. В последнем случае свойства автодинного отклика становятся весьма близкими к свойствам одноконтурного АГ, но имеющего значительно большее значение эквивалентной добротности колебательной системы.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выполненные экспериментальные исследования, подтвердившие основные выводы наших предыдущих теоретических работ, показали, что применение стабилизированных генераторов не только обеспечивает значительное улучшение спектрального состава сигнала автодина и расширение динамического диапазона системы, но и улучшает такие важные эксплуатационно-технические показатели, как стабильность режима и частоты генерации в широком диапазоне внешних воздействий. Особенно привлекательно использование в стабилизированных автодинных генераторах сильной связи между резонаторами. При таком условии реализуются одновременно достоинства одноконтурного генератора, имеющего линейные частотные зависимости составляющих проводимости резонансной системы, и стабилизированного генератора, обеспечивающего высокую фиксирующую способность частоты.

В связи с этим представляется востребованной разработка новой серии монолитных и гибридно-монолитных автодинов мм-диапазона, в которых необходимо одновременно обеспечить

стабилизацию частоты генератора при воздействии отражённого излучения и возможность электронного управления частотой генерации. Одним из перспективных направлений, наметившимся в последнее время и требующим своего дальнейшего развития, является использование интегрированных со схемой АГ высокодобротных резонансных структур, например, типа распределённых параметрически управляемых брэгговских отражателей. Работа брэгговских отражателей основана на интерференции волн внутри волновода с гофрированными стенками. Двумерные отражатели этого волновода должны осуществлять распределённую обратную связь внутри резонатора, тем самым обеспечивая одномодовый режим генерации и высокую пространственную когерентность излучения. Данная структура обеспечивает, с одной стороны, стабилизацию частоты генерации благодаря её высокой частотной селективности, а с другой – возможность параметрического «электронного» управления частотой генерации, что необходимо для применения автодинных модулей в СБРЛ с частотной модуляцией.

Результаты работы представляются полезными также при разработке экспериментальных стендов для изучения автодинных генераторов, при сравнении полученных данных с данными аналогичных исследований различных типов АГ, при выборе и оптимизации параметров СВЧ-генераторов, предназначенных для автодинных СБРЛ и других целей.

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Перегонов С.А. Перспективы массового применения СВЧ-устройств // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 1987. – № 9 (403). – С. 55–59.
2. Бузыкин В.Т., Носков В.Я. Автодины. Области применения и перспективы развития // Радиотехнические системы миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн. – Харьков: Институт радиопизики и электроники АН Украины, 1991. – С. 38–47.
3. Воторопин С.Д., Носков В.Я. Приёмопередающие модули на слаботочных диодах Ганна для автодинных систем // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 1993. – № 4 (458). – С. 70–72.
4. Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 1. Конструкторско-технологические достижения // Успехи современной радиоэлектроники. – 2006. – № 12. – С. 3–30.
5. 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.
6. 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.
7. Воторопин С.Д., Носков В.Я. Анализ режимов работы автодинных ГИС КВЧ на мезапланарных микромощных диодах Ганна // Известия вузов. Физика. – 2002. – Т. 45, № 2. – С. 88–96.
8. Воторопин С.Д., Носков В.Я. Способы детектирования автодинного сигнала в КВЧ генераторах на полупроводниковых диодах // Электронная промышленность. Наука. Технологии. Изделия. – 2002. – № 2–3. – С. 145–150.
9. Воторопин С.Д., Носков В.Я. Обобщённая модель и основные уравнения автодинной ГИС КВЧ на основе мезапланарных ганновских структур // Известия вузов. Физика. – 2001. – Т. 44, № 12. – С. 23–30.
10. Воторопин С.Д., Носков В.Я. Автодинные ГИС КВЧ на основе многомезовых планарных диодов Ганна // Труды 14-й Международной крымской микроволновой конференции «КРЫМИКО-2004». – Севастополь, 2004. – С. 124–127.

11. Носков В.Я., Смольский С.М. Автодинный эффект в генераторах с амплитудной модуляцией // Радиотехника. – 2011. – № 2. – С. 21–36.
12. Воторопин С.Д., Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 5. Исследования автодинов с частотной модуляцией // Успехи современной радиоэлектроники. – 2009. – № 3. – С. 3–50.
13. Носков В.Я., Смольский С.М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Ч. 6. Исследования радиоимпульсных автодинов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2009. – № 6. – С. 3–51.
14. Носков В.Я., Воторопин С.Д., Зайцев О.И. Автодинный тахометр 5-миллиметрового диапазона волн // СВЧ-техника и спутниковые телекоммуникационные технологии: Труды 5-й Международной крымской конференции. – Севастополь, 1995. – С. 561–562.
15. Воторопин С.Д., Юрченко В.И. Автодинные датчики КВЧ-диапазона и устройства на их основе // Электронная промышленность. Наука. Технологии. Изделия. – 1998. – № 1–2. – С. 70–72.
16. Воторопин С.Д., Носков В.Я. Автодинные минирадары КВЧ диапазона // Труды 15-й Международной крымской микроволновой конференции «КРЫМИКО-2005». – Севастополь, 2005. – С. 937–938.
17. Воторопин С.Д., Носков В.Я. Автодинные ГИС КВЧ на основе мезомезовых планарных диодов Ганна // Труды 14-й Международной крымской микроволновой конференции «КРЫМИКО-2004». – Севастополь, 2004. – С. 124–127.
18. Воторопин С.Д., Носков В.Я. Автодинные минирадары КВЧ диапазона // Труды 15-й Международной крымской микроволновой конференции «КРЫМИКО-2005». – Севастополь, 2005. – С. 937–938.
19. Воторопин С.Д., Носков В.Я., Ча В.А. Гибридно-интегральные автодинные датчики на мезапланарных диодах Ганна для систем ближней радиолокации // Труды 17-й Международной крымской микроволновой конференции «КРЫМИКО-2007». – Севастополь, 2007. – С. 741–743.
20. Иванов В.Э., Носков В.Я., Смольский С.М. Двухканальная радиоимпульсная СБРЛ на диоде Ганна // Труды 19-й Международной крымской микроволновой конференции «КРЫМИКО-2009». – Севастополь, 2009. – С. 817–820.
21. Носков В.Я., Смольский С.М. Основные свойства двухдиодных автодинов и их применение // Труды 20-й Международной крымской микроволновой конференции «КРЫМИКО-2010». – Севастополь, 2010. – С. 1051–1054.
22. Закарлюк Н.М., Носков В.Я., Смольский С.М. Автодинные датчики для железнодорожных поездов // Труды 20-й Международной крымской микроволновой конференции «КРЫМИКО-2010». – Севастополь, 2010. – С. 1072–1076.
23. Закарлюк Н.М., Носков В.Я., Смольский С.М. Бортовые автодинные датчики скорости для аэробаллистических испытаний // Труды 20-й Международной крымской микроволновой конференции «КРЫМИКО-2010». – Севастополь, 2010. – С. 1065–1068.
24. Пути развития систем ближней радиолокации миллиметрового диапазона волн / А.Б. Борзов, К.П. Лиходенко, И.В. Муратов и др. // Радиолокация и радиосвязь: Труды III Всероссийской конференции. ИРЭ РАН, 26–30 октября 2009. – М., 2009. – С. 292–302.
25. Применение систем ближней радиолокации 8-мм диапазона в промышленности и на транспорте / А.В. Потапов, В.А. Париков, А.Ф. Хасянов, Ю.Н. Кузнецов // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1995. – № 1 (465). – С. 103–115.
26. Бузыкин В.Т., Носков В.Я. Перспективы развития горочной автоматики с применением автодинных скоростемеров и дальномеров // Решение оптимизационных задач в АСУ технологическими процессами сортировочной станции / Под ред. Л.Г. Аверьянова, Б.А. Игнатова. – М.: Транспорт, 1990. – С. 87–108.
27. Носков В.Я. Автодинный измеритель параметров движения отцепов на сортировочной горке // Применение радиоволн миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов: Сб. научн. тр. – Харьков: ИРЭ АН Украины, 1992. – С. 66–74.
28. Воторопин С.Д., Носков В.Я. Сигналы автодинов КВЧ-диапазона длин волн при контроле параметров подвижных объектов // Известия вузов. Физика. – 2000. – Т. 43, № 7. – С. 54–60.

29. О принципиальной невозможности самосинхронизации автодина излучением, отражённым от движущегося объекта / С.Д. Воторопин, Н.М. Закарлюк, В.Я. Носков, С.М. Смольский // Известия вузов. Физика. – 2007. – Т. 50, № 9. – С. 53–59.
30. Автодинный эффект в двухчастотных генераторах / Е.М. Гершензон, Б.И. Левит, В.Я. Носков, Б.Н. Туманов // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1983. – № 10 (359). – С. 11–16.
31. Туманов Б.Н., Закарлюк Н.М. Фазовые портреты и особенности автоколебаний автодина на диоде Ганна // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1985. – № 10 (382). – С. 6–13.
32. Игнатков К.А., Носков В.Я., Смольский С.М. Исследования особенностей автодинных сигналов СВЧ генераторов, стабилизированных внешним резонатором // Радиовысотометрия – 2010: Сб. тр. III ВНТК / Под ред. А. А. Иофина, Л. И. Пономарёва. – Екатеринбург: Форт Диалог-Исеть, 2010. – С. 144–149.
33. Носков В.Я., Игнатков К.А., Смольский С.М. Нелинейные искажения сигналов в стабилизированных автодинных СВЧ генераторах // Приборы и техника СВЧ. – 2011. – № 1. – С. 31–39.
34. Бузыкин В.Т., Носков В.Я. Автодинные характеристики СВЧ-генераторов на полупроводниковых диодах // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 1992. – № 7 (451). – С. 9–14.
35. 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.
36. Patent 4117464 USA. Microwave motion-detection apparatus employing a gunn oscillator in a self-detecting mode (11.11.1976) / E.B. Lutz.
37. Воторопин С.Д., Носков В.Я. Анализ способов регистрации автодинного сигнала // Труды 13-ой Международной крымской микроволновой конференции «КРЫМИКО-2003». – Севастополь, 2003. – С. 700–703.
38. 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.
39. Бузыкин В.Т., Носков В.Я. Автодинный отклик при сильном отражённом сигнале // Применение радиоволн миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов: Сб. научн. тр. – Харьков: ИРЭ АН Украины, 1992. – С. 52–56.

Статья поступила 5 декабря 2011 г.

УДК 621.382.2

РАЗРАБОТКА АМПЛИТУДНЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ ИНВЕРСНОГО ТИПА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

Н. Ф. Карушкин, В. В. Малышко, В. А. Ореховский

ГП НИИ «Орион», г. Киев

Приводятся результаты разработки быстродействующих амплитудных переключателей инверсного типа в мм-диапазоне с использованием кремниевых диодных p^+-n-n^+ -структур, смонтированных в диэлектрическом корпусе. Диэлектрический корпус рассматривается в виде радиальной линии с распределенными параметрами, которые обеспечивают трансформацию входного импеданса линии передачи к клеммам включения диодной структуры для реализации условий параллельного резонанса в схеме переключателя в режиме пропускания СВЧ-мощности. Определены требования к параметрам диода и конструкции, при которых реализуются оптимальные режимы работы переключателя в рабочей полосе. Время переключения из режима пропускания СВЧ-мощности в режим запирающего составляет около 5 нс.

КС: переключатель СВЧ, $p-i-n$ -диод, мм-диапазон

The results of development of high-speed amplitude switches of inverse type in mm-range using silicon diode p^+-n-n^+ -structures mounted in a dielectric package are presented. The dielectric package is considered as a radial line with distributed parameters which provide transformation of input impedance of the transmission line to terminals of switching on the diode structure for realizing the conditions of parallel resonance in the switch circuit in the mode of microwave power transmission. The requirements towards the diode and design parameters are defined at which optimal switch operating modes are realized within the operating band. The switchover time from transmitting mode of microwave power to blocking mode is about 5 ns.

Keywords: microwave switch, $p-i-n$ -diode, mm-range

1. ВВЕДЕНИЕ

Создание быстродействующих СВЧ-переключателей мм-диапазона длин волн связано с решением ряда научных и технологических проблем. Такие переключатели должны иметь два рабочих режима: режим пропускания и режим запирающего (отражения) СВЧ-мощности [1–3]. При этом важно иметь широкую рабочую полосу частот, малые вносимые потери в одном из режимов и высокий уровень развязки в другом, а также малое время перехода ключевого элемента из высокоимпедансного состояния в низкоимпедансное. Применение в мм-диапазоне корпусных диодов, обладающих более высокими эксплуатационными характеристиками, ограничивается емкостью корпуса. В коротковолновой части мм-диапазона размеры металло-керамического корпуса соизмеримы с длиной волны, вследствие чего корпус не может рассматриваться в расчетах эквивалентной схемы диода как параллельно включенная емкость сосредоточенного типа.

В настоящей работе проведен анализ частотных характеристик инверсных переключателей проходного типа с использованием быстродействующих кремниевых p^+-n-n^+ -структур, смон-

тированных в диэлектрические корпуса. При этом корпус диода рассматривается как радиальная линия, расположенная на широкой стенке волновода с размерами, которые обеспечивают трансформацию входного импеданса линии передачи к клеммам диодной структуры для реализации условия параллельного резонанса (высокоимпедансного состояния) в схеме диода в режиме пропускания СВЧ-мощности.

При заданных параметрах диодной структуры и индуктивности ее монтажа достигается широкополосное согласование диода с волноводной линией передачи в режиме пропускания СВЧ-мощности.

2. КОНСТРУКЦИЯ И ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА

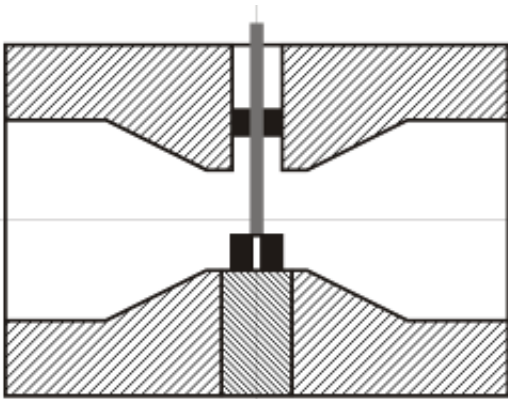


Рис. 1. Конструкция переключателя

Конструкция однополюсного переключателя приведена на рис. 1.

Диод, смонтированный на поверхности позолоченного медного основания, вводится в волноводный канал через отверстие в широкой стенке волновода. Управление режимами работы переключателя осуществляется подачей импульсов напряжения к диоду посредством коаксиальной линии с выбранным диаметром центрального стержня. Конструкция переключательного диода приведена на рис. 2, а. Диодная структура 1, смонтированная внутри рубиновой втулки 2 на позолоченном медном основании 3, соединена с крышкой 4 при помощи золотой плющины 5.

На рис. 2, б, в приведены эквивалентные схемы диода при положительном (б) и отрицательном (в) электрических смещениях, где r_g – дифференциальное сопротивление диода; L_s – индуктивность монтажа; C_j – емкость диодной p^+-n-n^+ -структуры; r_s – сопротивление потерь; $Z_{\text{ПЛ}}(r)$ – импеданс радиальной линии, приводимой к клеммам диодной структуры.

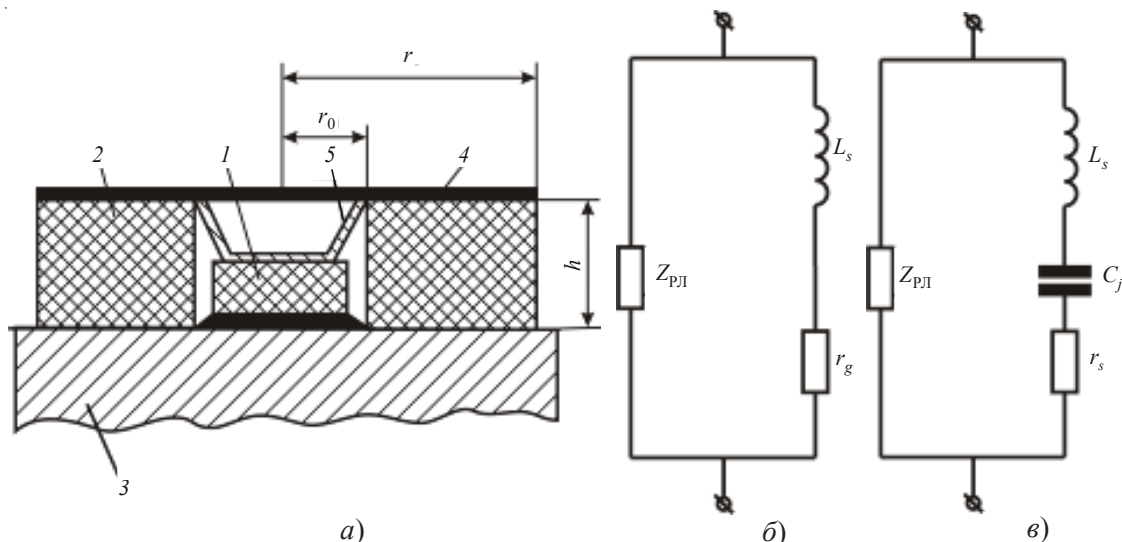


Рис. 2. Конструкция (а) и эквивалентные схемы (б, в) переключательного диода

Упрощенная эквивалентная схема переключателя приведена на рис. 3, где Z_g – сопротивление диодной структуры, включая индуктивность монтажа; $Z_{рл}$ – сопротивление радиальной линии, приведенной к клеммам включения диодной структуры; X_c – сопротивление, включающее сопротивление центрального стержня волновода и входное сопротивление коаксиального короткозамкнутого шлейфа.

Согласно работе [4], корпус диода можно рассматривать как радиальную линию, разомкнутую в сечении $r_0 = d/2$ (см. рис. 2,а).

Величина и характер импеданса радиальной линии, приводимой к клеммам диодной структуры, определяются выражением [5]

$$Z_{рл}(r) = jX_{рл} = -j \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon}} \frac{h}{2\pi r} \text{Ct}(x, y),$$

где $\text{Ct}(x, y)$ – большой радиальный котангенс; $x = (2\pi/\lambda)\sqrt{\epsilon} r$; $y = (2\pi/\lambda)\sqrt{\epsilon} r_0$; λ – длина волны; ϵ – диэлектрическая проницаемость рубиновой втулки; r – внешний радиус втулки; r_0 – внутренний радиус втулки; h – высота втулки.

Реактивное сопротивление центрального стержня может быть определено экспериментально или рассчитано по данным работы [5].

Приведенная эквивалентная схема не учитывает ряда факторов и особенностей поля в месте включения диода, но позволяет с необходимой для практики точностью выполнять инженерные расчеты инверсного переключателя проходного типа в коротковолновой части СВЧ-диапазона. Режим пропускания СВЧ-мощности обеспечивается при условии реализации на клеммах $a - a$ параллельного резонанса, частота которого задается выбором индуктивной проводимости монтажа диодной структуры и приводимой к клеммам $a - a$ проводимости радиальной линии. Оптимизация режима запираания достигается включением последовательно с диодом реактивного сопротивления. Величина и знак реактивного сопротивления X_c подбираются длиной короткозамкнутого отрезка коаксиального шлейфа (см. рис. 1).

Все последующие расчеты и экспериментальные исследования проводились для широкого интервала значений параметров диодной структуры и радиальной линии, указанных в табл. 1.

3. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЯ

Рассмотрим частотные характеристики диода, параметры которого приведены в табл. 1. Из анализа частотных характеристик найдем возможные пути построения широкополосных переключателей на базе конструкции, приведенной на рис. 1. Так как рассматриваемый переключатель работает по инверсной схеме, режиму прямого смещения на диоде соответствует режим пропускания СВЧ-мощности. В этом случае на клеммах $a - a$ (см. рис. 3) должен реализоваться параллельный резонанс.

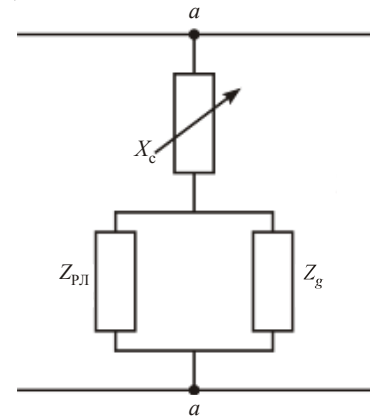


Рис. 3. Упрощенная эквивалентная схема переключателя

Таблица 1

Наименование параметра	Значение
Емкость диодной структуры C_j , пФ	0,05 – 0,1
Сопротивление потерь диода r_s , Ом	0,5 – 2
Дифференциальное сопротивление r_g при токе управления 10 мА, Ом	1 – 3
Индуктивность монтажа L_s , нГ	0,15 – 0,3
Диэлектрическая проницаемость радиальной линии (рубиновой втулки) ϵ	9
Отношение внешнего диаметра радиальной линии к ширине волноводного канала D/a	0,191 – 0,586
Отношение внутреннего диаметра радиальной линии к ширине волноводного канала d/a	0,135
Отношение высоты радиальной линии к высоте волноводного канала h/b	0,154
Отношение высоты волновода, содержащего диод, к высоте регулярного волновода b'/b	0,4 – 0,5

На рис. 4 приведены расчетные частотные зависимости величины входной проводимости радиальной линии $B_{\text{рл}}(r) = 1/[Z_{\text{рл}}(r)]$ в сечении $r_0 = d/2$ при различных значениях D/a .

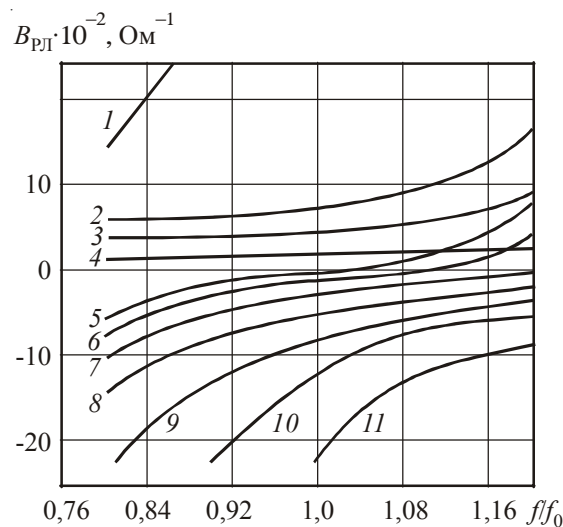


Рис. 4. Частотные зависимости реактивной проводимости радиальной линии, приводимой к клеммам включения диодной структуры, при различных значениях D/a :
 1 – $D/a = 0,31$; 2 – 0,27; 3 – 0,23; 4 – 0,19; 5 – 0,58; 6 – 0,54; 7 – 0,5; 8 – 0,46; 9 – 0,42; 10 – 0,38; 11 – 0,39

На рис. 5 приведены расчетные частотные зависимости активной G_{g+} и реактивной B_{g+} проводимостей диодной структуры в режиме положительного смещения при $r_g = 3$ Ом и значениях индуктивности монтажа $L_s = 0,2$ нГ; 0,25 нГ; 0,3 нГ.

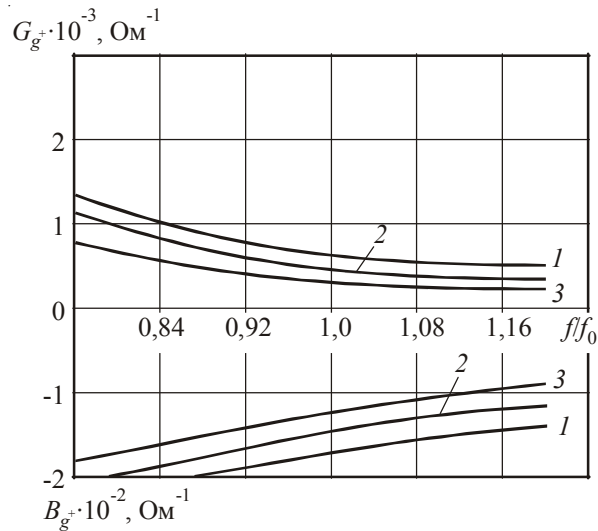


Рис. 5. Частотные зависимости активной G_{g+} и реактивной B_{g+} составляющих проводимости диодной структуры в режиме положительного смещения ($r_g = 3$ Ом) при различных значениях L_s :
 1 – $L_s = 0,2$ нГ; 2 – $0,25$ нГ; 3 – $0,3$ нГ

Из сравнения частотных зависимостей входной проводимости радиальной линии $B_{пл}(r)$ в сечении $r_0 = d/2$ (см. рис. 4) и реактивной проводимости диодной структуры совместно с индуктивностью монтажа $B_{g+} = -[\omega L_s / r_g^2 + (\omega L_s)^2]$ (см. рис. 5) следует, что условие $B_{пл}(r) + B_{g+} = 0$ при определенных значениях L_s и размерах радиальной линии может реализоваться в широкой полосе частот. При заданных размерах радиальной линии центральная частота параллельного резонанса подбирается значением L_s . На практике величина L_s может задаваться выбором ширины контактной площадки, соединяющей диодную структуру с корпусом.

При заданном отношении $b'/b = 0,42$ реализуемая активная проводимость $G_{g+} \cong 10^{-3}$ Ом⁻¹ на клеммах $a - a$ позволяет получить потери пропускания переключателя не более 1 дБ в широкой полосе частот, определяемой крутизной частотных характеристик проводимости диодной структуры и радиальной линии. Из условий получения максимальной рабочей полосы переключателя в режиме пропускания внешний диаметр радиальной линии выбран равным $D/a = 0,19$, и все последующие расчеты проведены для этого случая. Частотные зависимости активного R_{g-} и реактивного X_{g-} сопротивлений корпусного диода при отрицательном смещении (режим запираения СВЧ-мощности) представлены на рис. 6.

Зависимости 1, 1'; 2, 2' и 3, 3' рассчитаны при $C_j = 0,05$ пФ, $r_s = 0,5$ Ом и индуктивностях монтажа $L_s = 0,2$ нГ, $0,25$ нГ, $0,3$ нГ соответственно. Зависимости 4, 4' получены при $L_s = 0,2$ нГ, $C_j = 0,1$ пФ и $r_s = 1$ Ом. Для реализации последовательного резонанса, совпадающего с областью частот параллельного резонанса, необходимо в общем случае включить в схему последовательно с диодом компенсирующую реактивность. При этом величина активного сопротивления R_g при сопротивлении потерь диодной структуры $r_s = 0,5 \dots 1$ Ом достаточна для получения потерь запираения переключателя около 25...30 дБ. Из частотных зависимостей реактивного сопротивления диода при отрицательном смещении видно, что при определенных значениях емкости C_j и индуктивности L_s на клеммах диода реализуется собственный последовательный резонанс диода. В этом случае целесообразно включать два диода, соединенных последовательно по СВЧ-цепи.

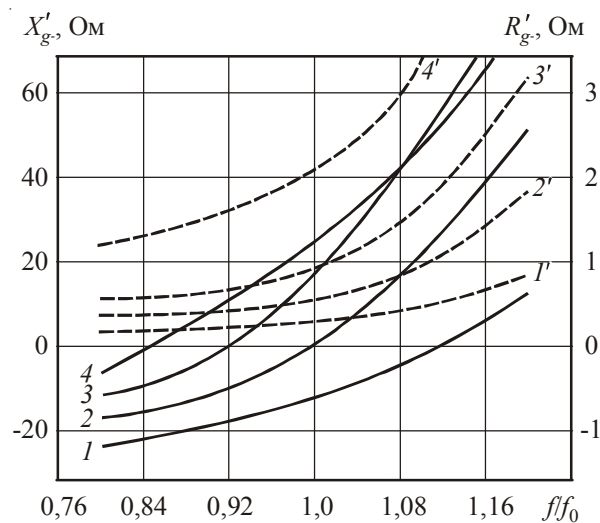


Рис. 6. Частотные зависимости активной (---) и реактивной (—) составляющих сопротивления корпусного диода при различных значениях L_s , C_j , r_s в режиме обратного смещения

На рис. 7 приведены частотные зависимости потерь пропускания и потерь запираения для переключателя, конструктивно выполненного в соответствии с рис. 1.

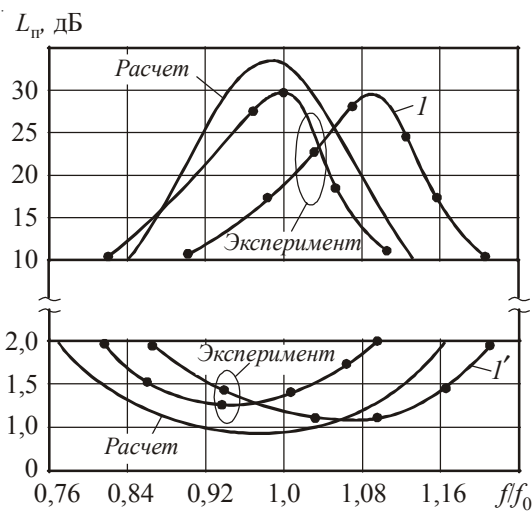


Рис. 7. Частотные зависимости потерь пропускания и запираения переключателя

Частотные зависимости приведены для геометрических размеров радиальной линии $D/a = 0,19$, $d/a = 0,135$, $h/b' = 0,36$ при следующих параметрах диодной структуры и индуктивности монтажа: $C_j = 0,05$ пФ; $r_s = 0,5$ Ом; $r_g = 2$ Ом; $L_s = 0,2$ нГ. Экспериментальные частотные зависимости потерь пропускания и запираения I , I' приведены для конструкции, в которой плавный переход заменен волноводной вставкой с размерами $b'/b = 0,42$, с относительной продольной длиной $l = \lambda_b/2$ при следующих параметрах диодной структуры и индуктивности монтажа: $C_j = 0,09$ пФ; $r_s = 1$ Ом; $r_g = 3$ Ом; $L_s = 0,25$ нГ.

Режим запираания переключателя выполняется в более узкой полосе частот, чем режим пропускания. Однако изменением длины короткозамкнутого шлейфа можно достичь оптимальной величины запираания в полосе $\Delta f/f > 10\%$ по уровню 20 дБ в пределах частотного диапазона волновода.

Кроме того, увеличение частотной полосы запираания достигается за счет уменьшения размера широкой стенки волновода в области включения диода, а также применением в цепи управления фильтра радиального типа, реактивная проводимость которого имеет менее резонансную частотную зависимость по сравнению с короткозамкнутым шлейфом.

Конструкция, представленная на рис. 1, допускает механическую перестройку по частоте в диапазоне частот волноводного канала при сохранении оптимальных режимов работы в обоих состояниях диода. Практически эта перестройка достигается путем изменения положения диода относительно нижней стенки волновода в пределах 0,5...1 мм при фиксированных размерах радиальной линии и положении фильтра низких частот, установленного в цепи питания диода.

Поскольку одноканальные переключатели, описанные в настоящей работе, обладают малыми потерями на поглощение в режиме запираания, то целесообразно их использовать для построения многоканальных переключателей мм-диапазона. Конструкция двухканального переключателя мм-диапазона обеспечивает переключение двух каналов в рабочей полосе 10 % с потерями не более 1,5 дБ при развязке между каналами более 20 дБ. В качестве волноводной структуры принят Т-образный мост, в двух плечах которого располагаются переключательные секции с диодами, а к третьему – подключается приемник. Переключение каналов осуществляется поочередной сменой режимов работы каждого диода. В данный момент времени один из диодов обеспечивает прохождение сигнала с минимальными потерями, а другой – представляет включенную в волновод неоднородность с большой проводимостью. Такой режим работы осуществляется подведением на диоды контрофазных сигналов управления U_1 и U_2 от блока питания, управляемого от *TTL*-логики. На рис. 8 приведены экспериментальные частотные характеристики потерь пропускания и потерь запираания двухканального переключателя 3-мм диапазона.

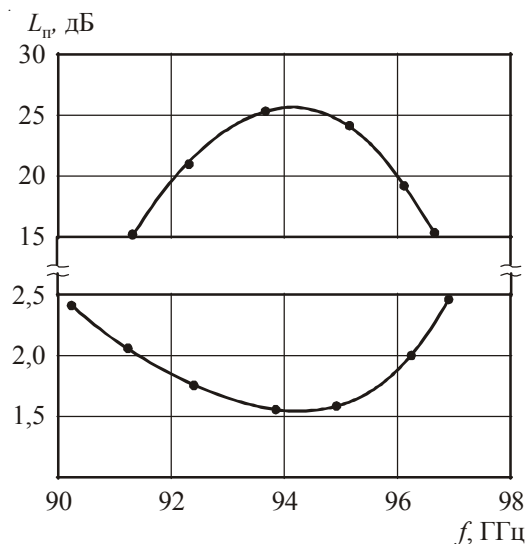


Рис. 8. Экспериментальные частотные зависимости потерь пропускания и запираания двухканального переключателя

Выполненные расчеты и экспериментальные исследования определяют требования к параметрам диодных структур, индуктивности монтажа и размерам радиальной линии, при которых возможна реализация оптимальных диапазонных характеристик быстродействующих переключателей инверсного типа.

При создании переключающих диодов использовались кремниевые эпитаксиальные структуры p^+-n-n^+ -типа с толщиной n -слоя 3...5 мкм и удельным сопротивлением n -слоя 30...50 Ом·см. Выполненные по мезотехнологии диодные структуры монтировались в металлизированные по торцам промышленные часовые рубиновые втулки с определенными геометрическими размерами для каждого сечения волноводного канала в диапазоне частот 28...180 ГГц. При вышеприведенных параметрах диодных структур достигается время переключения непрерывной СВЧ-мощности с уровнем не менее 0,5 Вт за время около 5 нс при прямом токе управления 10 мА и обратном смещении 10 В.

Внешний вид быстродействующих полупроводниковых модуляторов мм-диапазона приведен на рис. 9, а основные электрические параметры – в табл. 2.



Рис. 9. Быстродействующие полупроводниковые модуляторы мм-диапазона

Таблица 2

Параметр	Тип модулятора при заказе					
	UM 34307	UM 34309	UM 34312	UM 34314	UM 34315	UM 34316
Диапазон частот, ГГц	26–37,5	26–37,5	37,5–55	55–78	78–118	110–150
Полоса пропускания, %	8	6	5	5	5	5
Потери пропускания, дБ	2,0	1,5	1,5	1,5	1,5	2,0
Потери запырания, дБ	40	20	20	20	20	20
Время переключения, нс	5	5	5	10	10	10
Ток управления в импульсе, мА	20	10	10	20	20	20
СВЧ допустимая непрерывная мощность, Вт	1,0	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
Интервал рабочих температур, °С	–50...+60	–50...+60	–50...+60	–50...+60	–50...+60	–50...+60

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При разработке полупроводниковых быстродействующих переключателей мм-диапазона целесообразно применять диэлектрические диодные корпуса, рассматриваемые в виде радиальной линии с определенными геометрическими размерами, которые обеспечивают параллельный резонанс на клеммах диода в требуемой области частот при заданных параметрах диодной структуры и ее монтажа. Использование корпусов такого типа существенно облегчает требования к конструированию и технологии изготовления твердотельных устройств с использованием полупроводниковых диодных структур различного назначения и повышает их устойчивость к внешним воздействиям.

ЛИТЕРАТУРА

1. СВЧ-устройства на полупроводниковых диодах / Под ред. *И.В. Мальского, Б.В. Сестрорецкого* – М.: Сов. радио, 1969. – 580 с.
2. *Лебедев И.В.* Развитие переключательных и защитных СВЧ-устройств // Радиотехника. – 1999. – № 4. – С. 69–74.
3. Устройства для управления амплитудой и фазой СВЧ-сигналов в миллиметровом диапазоне длин волн / *Н.Ф. Карушкин, В.И. Симончук, В.В. Малышко, В.А. Ореховский* // Техника и приборы СВЧ. – 2008. – № 1. – С. 36–41.
4. *Карушкин Н.Ф.* Модули миллиметрового диапазона длин волн // Радиофизика и электроника. – 2004. – Т. 9, № 1. – С. 295–303.
5. Справочник по волноводам / Под ред. *Я.Н. Фельда*; пер. с англ. – М.: Сов. радио, 1952. – 320 с.

Статья поступила 11 января 2012 г.

УДК 621.382.2

РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ АМПЛИТУДОЙ И ФАЗОЙ СВЧ-СИГНАЛОВ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ДЛИН ВОЛН

Н. Ф. Карушкин, В. И. Симончук, В. В. Малышко, В. А. Ореховский

ГП НИИ «Орион», г. Киев

Представлены результаты разработки ряда полупроводниковых широкополосных выключателей (аттенюаторов) в диапазоне частот 26...180 ГГц для управления амплитудой СВЧ-сигнала в измерительных трактах и аппаратуре специального назначения с использованием $p-i-n$ -диодов распределенного типа. Фазовые модуляторы мм-диапазона созданы на симметричных щелевых линиях с применением $p-i-n$ -диодов сосредоточенного типа с балочными выводами.

КС: аттенюатор СВЧ, $p-i-n$ -диод, мм-диапазон, модулятор СВЧ

The results of development of a set of semiconductor wide-band switches (attenuators) in 26...180 GHz frequency range to control the amplitude of a microwave signal in measuring paths in special-purpose equipment using $p-i-n$ -diodes of distributed type are given. Phase modulators of mm-range are made on symmetrical slot lines using $p-i-n$ -diodes of lumped type with beam leads.

Keywords: microwave attenuator, $p-i-n$ -diode, mm-range, microwave modulator

1. ВВЕДЕНИЕ

Разработка управляющих СВЧ-устройств связана с решением разнообразных и противоречивых научных и технологических проблем. Устройства для управления амплитудой должны иметь два различающихся рабочих режима: режим пропускания и режим запирающего СВЧ-мощности. Существенную роль при этом играют требования широкополосности, малых вносимых потерь в одном из режимов и высокого уровня развязки в другом режиме, а также требование малого времени перехода ключевого элемента из высокоимпедансного состояния в низкоимпедансное [1]. В современных цифровых системах передачи данных с высокой производительностью проблема повышения скорости обработки сигналов эффективно решается методами, использующими бинарную фазовую модуляцию сигнала. Функциональным ключевым узлом устройства, реализующего эти методы, является бифазный модулятор с дискретным уровнем фаз 0 и π [2].

В настоящей работе рассматриваются управляющие устройства для модуляции и переключения СВЧ-мощности, а также дискретные фазовращатели с широкой рабочей полосой, в которых используются $p-i-n$ -диоды распределенного и сосредоточенного типов.

2. УПРАВЛЯЮЩИЕ УСТРОЙСТВА С ДИОДАМИ РАСПРЕДЕЛЕННОГО ТИПА

Применение $p-i-n$ -диодов распределенного типа при разработке управляющих устройств в мм-диапазоне длин волн представляет значительный интерес. С их использованием возможно создание широкополосных устройств с малым коэффициентом отражения за счет поглощения СВЧ-мощности в диоде в режиме инжекции (электрически управляемые аттенюаторы), а также устройств, способных переключать СВЧ-мощность с малыми потерями на поглощение (переключатели, электрически перестраиваемые фильтры, фазовращатели). Кроме того, увеличение активной среды диода позволяет осуществлять взаимодействие с СВЧ-полем по всему объему полупроводника, что приводит к увеличению уровня коммутируемой мощности.

Диоды распределенного типа имеют геометрические размеры, соизмеримые с длиной волны, и выполняются обычно в виде $p-i-n$ - либо $n-i-p-i-n$ -структур. Диод может частично либо полностью заполнять сечение отрезка линии передачи СВЧ и, таким образом, используется для канализации всей или части мощности, проходящей через устройство. По отношению к направлению распространения электромагнитной энергии диоды классифицируются на поперечно-распределенные и продольно-распределенные. Поперечно-распределенные диоды обычно выполняются в виде кремниевой пластины, перекрывающей сечение волновода, и управляются с помощью системы электродов типа двух гребенок, нанесенных на обе стороны окна нормально к вектору электрического поля [3] (рис. 1).

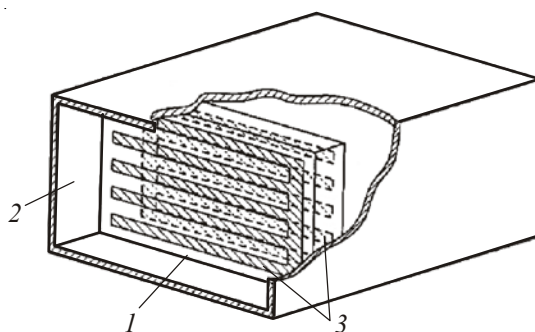


Рис. 1. Эскиз кремниевого окна:

1 – кремниевая пластина; 2 – волновод; 3 – инжектируемая структура

Продольная толщина окна не превышает 0,025 длины волны в полупроводнике. Недостатком такой конструкции окна является большая площадь поверхностной рекомбинации носителей, что приводит к большим плотностям токов управления. Кроме того, заполнение полностью волноводного окна полупроводниковым элементом не является эффективным средством, если учесть структуру поля в волноводе и требуемую для управления в этом случае мощность.

Продольно-распределенные диоды имеют большую, сравнимую с длиной волны протяженность в направлении распространения СВЧ-сигнала [4, 5]. Режим инжекции в таких диодах характеризуется увеличением средней концентрации носителей в объеме и соответствующим увеличением объемной проводимости кристалла. Изменяя параметры полупроводникового материала, можно в широких пределах изменять характеристики распространения электромагнитной энергии, в частности коэффициент распространения. Характеристики коэффициента

распространения зависят от уровня инжекции и экстракции, а также от условий на границе полупроводника, приводящих в общем случае к частотной зависимости интерференционных явлений. Из-за поверхностной рекомбинации носителей на боковых гранях $p-i-n$ -структуры практически не выполнимо однородное распределение концентрации носителей n вдоль направления распространения электромагнитной волны. Возникают участки, где концентрация начинает плавно изменяться от уровня, соответствующего скорости поверхностной рекомбинации, до значения $n(x)$ (в поперечном сечении вдоль оси инжекции). Ориентировочно можно считать, что переходные области нарастания концентрации близки к диффузионной длине L , определяемой объемным временем жизни носителей:

$$L = \sqrt{D\tau}$$

где D – коэффициент диффузии носителей; τ – время жизни носителей.

При $\tau = 4 \dots 100$ мкс $L = 5 \dots 420$ мкм, что для волны $\lambda = 8$ мм составляет $0,074 \dots 0,37$ длины волны в кремниевом кристалле. Очевидно, что это обстоятельство приведет к слабому коэффициенту отражения от распределенного $p-i-n$ -диода в режиме инжекции. Благодаря возникновению переходных участков, $p-i-n$ -структура диода в режиме инжекции будет в основном поглощать электромагнитную энергию, то есть $p-i-n$ -диод будет работать в режиме электрически управляемого аттенюатора.

При непосредственном включении в волновод распределенного полупроводникового элемента полоса пропускания в режиме экстракции носителей соответствует области продольного резонанса, при котором коэффициенты от границ раздела полупроводникового элемента и незаполненной линии передачи взаимно компенсируются и суммарный коэффициент отражения стремится к нулю.

В рассматриваемой системе при полном заполнении поперечного сечения волновода полупроводниковым элементом конечной длины выражения для коэффициента отражения и коэффициента пропускания имеют вид:

$$\Gamma_{\Sigma} = \Gamma_1 + \frac{S_{12}^2 \Gamma_2 l^{2(\beta l - j\varphi)}}{1 - \Gamma_1 \Gamma_2 l^{2(\beta l - j\varphi)}}, \quad (1)$$

$$\Pi_{\Sigma} = \frac{S_{12}^2 l^{2(\beta l - j\varphi)}}{1 - \Gamma_1 \Gamma_2 l^{2(\beta l - j\varphi)}}, \quad (2)$$

где Γ_1, Γ_2 – коэффициенты отражения от границ раздела; S_{12} – элемент матрицы рассеяния;

α – коэффициент потерь; $\varphi = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon}}{l}$ – фазовый угол; l – продольная длина полупроводникового элемента.

Видно, что в рассматриваемом случае частотная зависимость коэффициента передачи имеет резонансный характер и для реальных диодов распределенного типа можно рассчитывать на полосу пропускания в несколько процентов. В обесточенном состоянии величина потерь в устройстве определяется в основном постоянной затухания в полупроводниковой структуре, величина которой определяется поглощением СВЧ-энергии свободными носителями α_0 , диэлек-

трическими потерями в полупроводнике при отсутствии носителей α_e и контактными потерями α_k . Сумма первых составляющих постоянной затухания ($\alpha_0 + \alpha_e$) для высокоомного кремния с проводимостью $G_i = 10^4 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$ составляет 0,3...0,4 дБ/см в см- и мм-диапазоне. Основной вклад в величину постоянной затухания вносят контактные потери, которые увеличиваются с уменьшением длины волны. Для $p-i-n$ -структуры высотой 0,4 мм и толщиной легированных слоев порядка 0,7 мкм, имеющих проводимость $G_k = 10^3 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$, погонные контактные потери α_k составляют 1 дБ/см на длине волны 8 мм и 8 дБ/см на длине волны 2 мм. Для дальнейшего уменьшения α_k в коротковолновой части мм-диапазона необходимо уменьшать толщину легированных слоев и увеличивать их проводимость до значений $G_k = 10^4 \dots 10^5 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$.

Таким образом, продольно-распределенные $p-i-n$ -структуры с малой толщиной легированных слоев и большим значением проводимости G_k имеют относительно малое значение постоянной затухания в мм-диапазоне. Кроме того, уменьшение постоянной затухания достигается при частичном заполнении передающего тракта.

Широкополосная компенсация отражений на входе и выходе устройства с полупроводниковой структурой, расположенной в волноводном тракте, может быть достигнута с помощью дополнительных диэлектрических вставок либо трансформаторов волноводного типа.

Расчет оптимального согласования полупроводниковой структуры распределенного типа в диапазоне частот проведен для случаев частичного заполнения волноводов с использованием диэлектрических вставок, расположенных с обеих сторон полупроводниковой структуры. При этом принимаются следующие условия:

а) стенки волновода, полупроводниковая структура и согласующие диэлектрические вставки не имеют потерь;

б) по волноводу распространяется основной тип волны H_{01} . Влияние высших типов волн, которые могут распространяться в полупроводниковой структуре и в диэлектрических вставках, не учитывается.

Условие распространения в рассматриваемой системе только основного типа волн H_{01} является справедливым для случая частичного заполнения волновода при определенных размерах полупроводникового элемента и диэлектрических вставок.

Случай полного заполнения волновода является нереальным в практике и поэтому является только моделью для понимания процесса согласования и приближенного определения границ задачи. В случае реализации такой модели на практике необходимо учесть возникающие при этом внешние типы волн. На рис. 2 представлена рассматриваемая система неоднородностей, включающая в себя полупроводниковую структуру длиной l_n с волновым сопротивлением W_n , диэлектрические вставки длиной l_c с волновым сопротивлением W_c и регулярный волновод с волновым сопротивлением W_0 . В силу симметрии рассматриваемой системы можно ограничиться рассмотрением одной ее половины и определить условия достижения минимального коэффициента отражения.

Оба эти условия могут выполняться либо одновременно на одной длине волны (тогда частотная зависимость КСВН будет иметь один минимум), либо на разных длинах волн (тогда будут иметь место два минимума по КСВН). Таким образом, задача состоит в том, чтобы найти параметры рас-

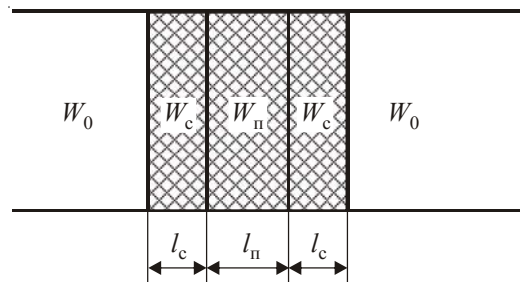


Рис. 2. Система неоднородностей

смаатриваемой системы неоднородностей, при которых ее характеристика согласования при заданных параметрах полупроводниковой структуры (W_0 , поперечные размеры, диэлектрическая проницаемость и т. д.) имеет два минимума по КСВН, а величина КСВН между минимумами не превышает заданной величины. В рассмотренной задаче согласование полупроводниковой структуры с волноводным трактом в коротковолновой части заданного диапазона достигается за счет использования четвертьволновых диэлектрических вставок. В длинноволновой части диапазона согласование достигается при определенном продольном размере полупроводниковой структуры.

На рис. 3 на комплексной плоскости коэффициента отражения поясняется принцип согласования в длинноволновой части диапазона.

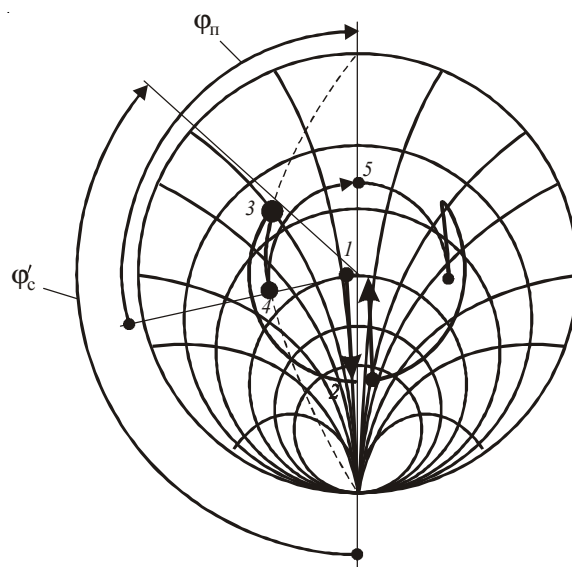


Рис. 3. Принцип согласования на комплексной плоскости коэффициента отражения в длинноволновой части диапазона

Комплексное сопротивление на выходе линии, заполненной диэлектрической согласующей вставкой, изображено точкой 3. При нормировке к волновому сопротивлению волновода, заполненного полупроводником, сопротивление по кривой равных фаз перемещается в точку 4. Фазовый угол Φ_{Π} , получаемый при перемещении в точку 5, соответствует половине длины полупроводника, при котором выполняется согласование на данной частоте, и определяется выражением

$$\Phi_{\Pi} = \frac{p}{4} \left(1 + \chi_0 \frac{\Delta f}{f_1} \frac{2B}{B^2 + 1} \right), \quad (3)$$

где $\chi_0 = U_{\phi} / U_{\text{гр}}$ – отношение фазовой скорости к групповой скорости волны, распространяющейся в согласующей вставке; $\Delta f / f_1$ – относительная полоса частот по уровню минимального КСВН; f_1 – частота, соответствующая коротковолновой части диапазона, на которой выполняется согласование с помощью четвертьволновых вставок; $B = \sqrt{\frac{W_0}{W_{\Pi}}}$ – отношение волнового сопротивления незаполненного волновода к волновому сопротивлению заполненного волновода.

На рис. 4 приведены зависимости фазового угла φ_n от величины частотной расстройки по уровню минимального КСВН для случая частичного заполнения волновода.

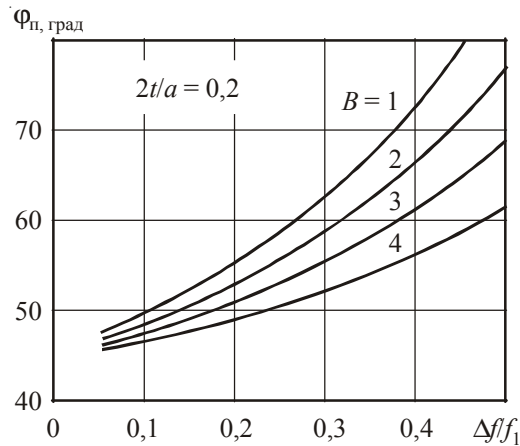


Рис. 4. Зависимости фазового сдвига φ_n , вносимого полупроводниковой структурой, от величины частотной расстройки при частичном заполнении волновода t/a

Диэлектрическая проницаемость согласующих вставок при частичном заполнении волновода и длина волны определяются из решения трансцендентного уравнения

$$\sqrt{1-m^2} \operatorname{ctg} \left(p \sqrt{\epsilon_n - m^2} \frac{a}{l} \frac{2t}{a} \right) = \sqrt{\epsilon_n - m^2} \operatorname{tg} \left[p \sqrt{1-m^2} \frac{a}{l} \left(1 - \frac{2t}{a} \right) \right], \quad (4)$$

где $m = \lambda/lb$ – коэффициент замедления волны; a, b – размеры сечения волновода; t – ширина полупроводниковой структуры.

Волноводное сопротивление определяется выражениями:

$$W = \frac{754}{mR_l} \frac{b}{a}, \quad (5)$$

$$R = \frac{2t}{b} \left(1 + \frac{\sin b \cdot bt}{2bt} \right) + \left(1 - \frac{2t}{b} \right) \left(\frac{\cos b \cdot t}{\sin b} \right)^2 \left(1 - \frac{\sin 2b \cdot l}{2bl} \right), \quad (6)$$

$$b = \frac{2p}{l} \sqrt{\epsilon_n - m^2}.$$

На рис. 5 приведены расчетные зависимости КСВН от относительной длины волны λ/λ_0 для частичного заполнения волновода кремниевой структурой при различных продольных размерах.

С использованием вышеизложенного принципа согласования волноводной секции, содержащей продольно-распределенную полупроводниковую $n-i-p-i-n$ -структуру, с регулярным волноводом разработан параметрический ряд широкополосных аттенуаторов в диапазоне частот 26...180 ГГц. Диоды с $n-i-p-i-n$ -структурой имеют толщину i -слоя 350 мкм и впаиваются в волноводные секции H -типа, как показано на рис. 6. В каждом сечении волновода аттенуаторы имеют малые потери пропускания в рабочей полосе около 40 %. Потери запираения достига-

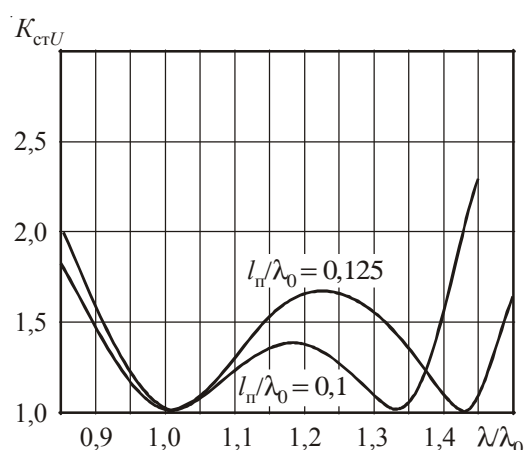


Рис. 5. Расчетные зависимости КСВН от относительной длины волны λ/λ_0 при различных предельных размерах полупроводниковой структуры $l_{\text{п}}$

ются не менее 40 дБ. При токах управления более 30 мА наблюдается насыщение КСВН по уровню 2...3, т. е. потери запирающего сигнала обеспечиваются практически за счет поглощения мощности СВЧ в $n-i-p-i-n$ -диоде. Основные электрические параметры аттенюаторов приведены в табл. 1. Внешний вид аттенюаторов показан на рис. 6.

Таблица 1

Широкополосные электрически управляемые волноводные аттенюаторы

Параметр	UAM 34720-2	UAM 34720-3	UAM 34720-4	UAM 34720-5	UAM 34720-6	UAM 34720-7
Диапазон частот, ГГц	17,8–26	24,5–37,5	37,5–55	55–78	78–118	110–180
Полоса пропускания, %	37	37	37	37	40	40
Потери пропускания, дБ	2,5	2,5	1,5	1,5	2,0	2,0
Ослабление, дБ	40	40	40	40	40	40
Время переключения, мкс	25	25	25	25	25	25
Ток управления, мА	100	100	100	100	150	100
СВЧ допустимая импульсная мощность, кВт	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
КСВН	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5
Габаритные размеры, мм	35×35×40	30×30×30	20×20×20	20×20×15	18×18×10	18×18×10
Интервал рабочих температур, °С	-50...+50	-50...+50	-50...+50	-50...+50	-50...+50	-50...+50

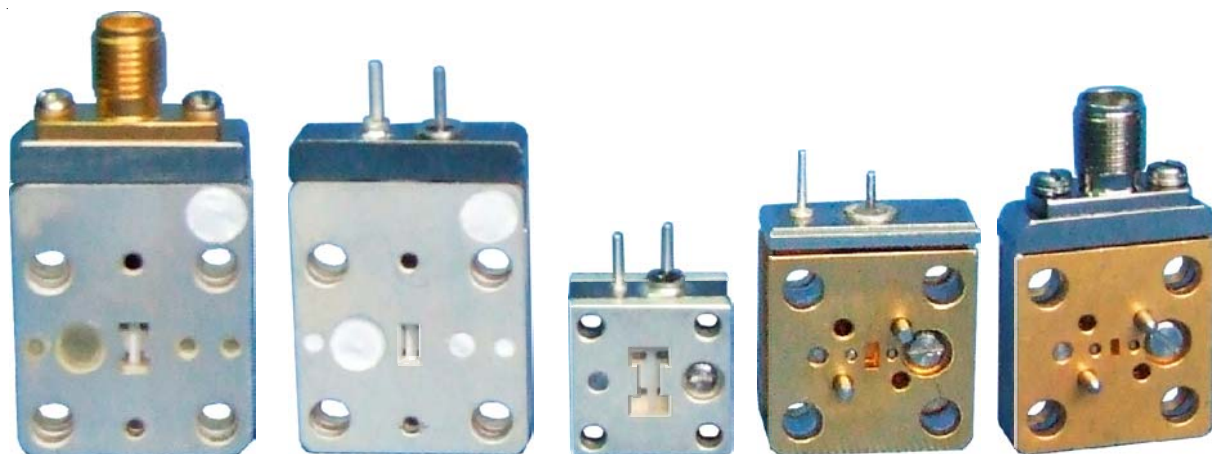


Рис. 6. Атенюаторы в диапазоне частот 26...150 ГГц

3. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ МОДУЛЯТОРЫ С ДИОДАМИ СОСРЕДОТОЧЕННОГО ТИПА

В ряде построений передающих трактов, особенно для цифровых систем связи, предпочтение отдается манипуляции на частоте несущей. В таких системах широко используются волноводные модуляторы отражающего типа на основе соединения циркулятора и вставки, содержащей $p-i-n$ -диод. В зависимости от используемой оконечной нагрузки – согласованной нагрузки или КЗ-поршня – возможна реализация амплитудной или фазовой манипуляции соответственно. В последнем случае фазовый сдвиг выходного колебания относительно входного определяется расстоянием l между диодной структурой и КЗ-поршнем. Диодная структура имеет резонансный характер и при подаче управляющего напряжения становится отражающей КЗ-плоскостью для падающей на неё микроволновой волны. Частота управляющего сигнала должна достигать сотен мегагерц, что позволяет передавать цифровую информацию со скоростью сотни мегабит в секунду. Такое построение модулятора в диапазоне частот до 180 ГГц позволяет иметь достаточно высокую крутизну фронтов импульсов (около 1 нс) и глубину модуляции (более 30 дБ).

На рис. 7 представлена конструкция отражающего амплитудного модулятора мм-диапазона, состоящего из трех основных узлов: ферритового циркулятора 1, выключателя на $p-i-n$ -диодах 2 и переменной настраиваемой нагрузки 3. В качестве переключательных элементов используются кремниевые $p-i-n$ -диоды, смонтированные в металлорубиновых корпусах. Выключатель

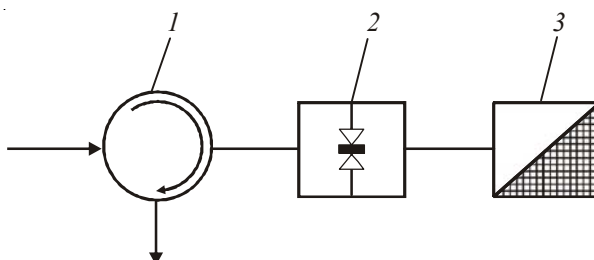


Рис. 7. Схема модулятора с использованием циркулятора и переменной нагрузки

выполнен в виде волноводной вставки, содержащей два $p-i-n$ -диода, включенных навстречу друг другу с выводом питания в боковой стенке вставки, и обеспечивает работу по инверсной схеме. Выключатель и нагрузка настроены так, чтобы в одном состоянии выключателя вся падающая мощность поглощалась (режим запираания), а в другом – отражалась (режим пропускания).

Можно показать, что величина развязки, вносимая модулятором, без учета потерь циркулятора определяется выражением

$$L = 10 \lg \frac{[(Y_0 + Y_a)^2 + Y_p^2]}{(Y_0^2 + Y_a^2 - Y_p^2)^2 + 4Y_p^2 Y_a^2}, \quad (7)$$

где Y_0 – проводимость передающей линии; $Y_a = Y_{a.m} + Y_{a.n}$ – сумма активных составляющих проводимости модулятора и нагрузки; $Y_p = Y_{p.m} + Y_{p.n}$ – сумма реактивных составляющих проводимости модулятора и нагрузки.

При согласовании импедансов $Y_{p.m} + Y_{p.n}$ и $Y_{a.m} + Y_{a.n} = Y_0$ между входом и выходом может быть достигнута бесконечно большая развязка. Использование переменной нагрузки дает возможность выполнить условие $Y_{p.m} = Y_{p.n}$. Условие согласования активных составляющих может быть достигнуто при значении $Y_{p.m} \leq Y_0$ в зависимости от величины Y_n . В предельном случае, когда $Y_{a.m} = Y_0$, $Y_n = 0$, вся СВЧ-мощность будет поглощаться в диоде. Требование $Y_{a.m} \leq Y_0$, предъявляемое к модулятору, в данной схеме выполняется при небольших значениях прямого тока. Количественные оценки показывают, что рабочий ток $p-i-n$ -диода в рассматриваемой схеме может быть на порядок меньше по сравнению со схемой модулятора проходного типа.

Режим пропускания модулятора достигается при условии $Y_a > Y_0$, тогда уравнение (3) приводится к виду

$$L = 10 \lg \frac{(Y_0 + Y_a)^2 + Y_p^2}{Y_0^2 - Y_a^2 - Y_p^2}. \quad (8)$$

Требование $Y_a > Y_0$ может быть выполнено при реализации в месте включения диодов последовательного резонанса, который достигается при подаче на диоды обратного смещения. Прямые потери в данном случае будут определяться потерями в циркуляторе и потерями модулятора, работающего в режиме отражения мощности СВЧ.

На рис. 8 представлены частотные зависимости потерь запираания и потерь пропускания для модулятора с циркулятором при различных значениях тока управления.

Особенностью диапазонных характеристик разработанного модулятора с циркулятором является слабая зависимость потерь пропускания от частоты и резонансная зависимость потерь запираания. Потери пропускания модулятора главным образом определяются потерями циркулятора.

Применение интегральных схем на основе волноводно-щелевых линий открывает большие возможности для создания амплитудных и фазовых модуляторов с использованием $p-i-n$ -диодов сосредоточенного типа с балочными выводами. Известные миниатюрные фазовые модуляторы, построенные на принципах объемных интегральных схем с использованием магических Т-соединений, имеют ограничения по полосе рабочих частот из-за необходимости параллельного включения диодов с помощью четвертьволновых разомкнутых шлейфов на несимметричных полосковых линиях (НПЛ). Этот недостаток отсутствует в фазовых модуляторах, выпол-

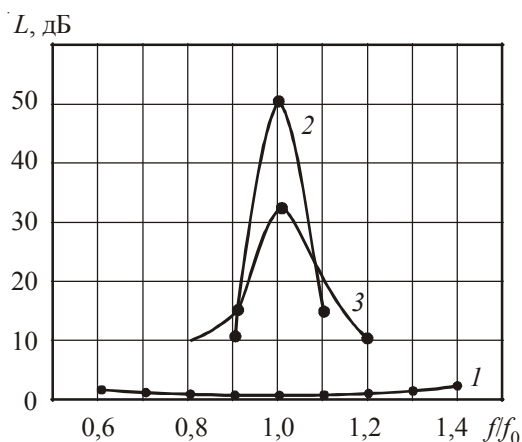


Рис. 8. Частотные зависимости потерь пропускания (1) и потерь запыриания при токе управления 0,8 мА (2) и 1,5 мА (3)

ненных на кольцевом мосте. Использование симметричной щелевой линии (СЩЛ), установленной в волноводный канал, позволяет осуществлять параллельное включение диодов, минуя дополнительные устройства согласования. Конструкция фазового модулятора представляет собой замкнутый отрезок СЩЛ, выполненной в виде кольца (длиной $\lambda/2$), к которому диаметрально противоположно подключены входная секция СЩЛ и выходная НПЛ.

Принципиальным отличием такой схемы от традиционной является то, что 180-градусный фазовый сдвиг обеспечивается в Т-соединении СЩЛ и является частотно-независимым. Эта цепь представляет собой отрезок СЩЛ длиной $\lambda/4$, закороченной на конце импедансом открытого диода.

Принцип действия фазового модулятора наглядно иллюстрируется рис. 9, где показаны фазовое распределение волн сигнала в месте Т-соединения СЩЛ и расположение $p-i-n$ -диодов. В зависимости от того, какой диод открыт (закрыт), на выходе модулятора формируются четный или нечетный типы колебаний, сдвинутые по фазе друг относительно друга на 180 град.

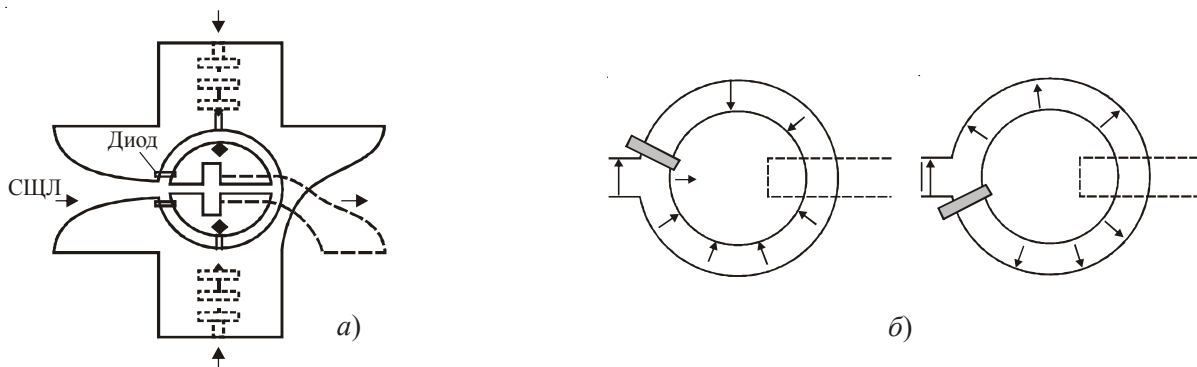


Рис. 9. Схема фазового модулятора (а) и эпюры волн (б) для пояснения принципа работы модулятора

В табл. 2 представлены основные параметры модуляторов с дискретным переключением фазы 0 и π , разработанных в ГП НИИ «Орион».

Таблица 2

Фазовые модуляторы на два состояния фазы: 0 и π

Параметр	SMA	Сечение волновода, мм	
		7,2×3,4	11,0×5,5
Диапазон частот, ГГц	12 – 17,44	25,8 – 37,5	17,44 – 25,8
Рабочая полоса частот, ГГц	12 – 17,44	25,8 – 37,5	17,44 – 25,8
Прямые потери, дБ	2	2	2
Фазовый сдвиг	180±3	180±3	180±3
Подавление несущей, дБ	27	27	27
Частота модуляции, МГц	50	50	50
СВЧ допустимая мощность (непрерывная/импульсная), Вт	0,3	0,2	0,2

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработан параметрический ряд электрически управляемых аттенуаторов в диапазоне частот 26...170 ГГц для всех сечений волноводных каналов мм-диапазона длин волн с использованием $p-i-n$ -диодов распределенного типа. Фазовые быстродействующие модуляторы на два положения: 0 и π – обеспечивают переключение фазового состояния за 5 нс при потерях пропускания в обоих состояниях не более 2 дБ в полосе пропускания волноводного канала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лебедев И.В. Развитие переключательных и защитных СВЧ устройств // Радиотехника. – 1999. – № 4. – С. 69–74.
2. Микроволновые устройства телекоммуникационных устройств. Т. 2 / М.З. Згуровский, М.Е. Ильченко, С.А. Кравчук, Т.Н. Нарытник, Ю.А. Якименко. – К.: ІВЦ «Видавництво «Політехніка», 2003. – 456 с.
3. Управляющие СВЧ-приборы на объемном полупроводнике / К.Е. Мортенсон, А.Л. Армстронг, Х.М. Борrego, Дж. Ф. Уайт // Полупроводниковые приборы СВЧ: сб.; под ред. Ф. Брэнда. – М.: Мир, 1972. – С. 70–82.
4. Дзехцер Г.П., Орлов О.С. $P-i-n$ -диоды в широкополосных устройствах СВЧ. – М.: Сов. радио, 1970.
5. Карушкин Н.Ф. Полупроводниковые устройства миллиметрового и субмиллиметрового диапазона длин волн для модуляции и переключения СВЧ мощности // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2000. – № 8. – С. 26–34.

Статья поступила 11 января 2012 г.

УДК 621.3.049.77

ТЕПЛОВОЙ АНАЛИЗ РАБОТЫ МОЩНОЙ ГИС С ИНТЕГРАЛЬНЫМ ТЕПЛОТВОДОМ ОТ КРИСТАЛЛОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

В. А. Иовдальский, Н. В. Ганюшкина, В. Г. Моргунов, С. В. Герасименко

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

Представлены результаты аналитического исследования отвода тепла от кристаллов транзисторов при их двухъярусном расположении в зависимости от расстояния между парами транзисторов, теплопроводности материала интегрального теплоотвода, мощности, выделяемой транзисторами при работе. Установлено, что при увеличении удельной теплопроводности интегрального теплоотвода от 300 до 2000 Вт/(м·К) температура верхнего кристалла из пары транзисторов сначала выравнивается с температурой нижнего кристалла, а затем становится меньше, чем нижнего. Применение единого интегрального теплоотвода позволяет помимо снижения трудоёмкости сборки ГИС более эффективно выравнивать температуры кристаллов транзисторов и тем самым обеспечивает одинаковый режим их работы.

КС: интегральный теплоотвод, температура нагрева кристаллов, теплопроводность материала теплоотвода, пара кристаллов транзисторов

The results of analytical investigation of heat sinking from transistor chips at their two-level position depending on distance between the pair of transistors, thermal conduction of integrated heat sink material, power generated by transistors during their work are presented. It is proved that at the increase of thermal conductivity of integrated heat sink from 300 to 2000 W/(m·K) the temperature of the upper chip from a pair of transistors first becomes equal to the temperature of the lower chip and later on it becomes lower than that of the lower chip. Besides decreasing the difficulties of HIC assembling the use of a single integrated heat sink allows to level the temperatures of transistor chips more effectively thus providing their similar operating mode.

Keywords: integrated heat sink, temperature of chip heating, thermal conduction of heat sink material, a pair of transistor chips

1. ВВЕДЕНИЕ

Появление новых конструкций мощных ГИС с большим числом транзисторов потребовало их более плотной компоновки и дополнительных теплоотводов [1]. Использование нескольких двухкристалльных транзисторов в ГИС усложняет задачу отвода тепла, выделяемого при их работе, и соответственно усложняет конструкцию теплоотвода и самих ГИС [2].

2. ОПИСАНИЕ КОНСТРУКЦИИ

Конструкция представляет собой четыре пары двухъярусных (расположенных один над другим) двухкристалльных транзисторов (рис. 1 и 2). Области тепловыделения кристаллов в паре обращены друг к другу. Нижние транзисторы контактируют с основанием 1 из MD-50, а верх-

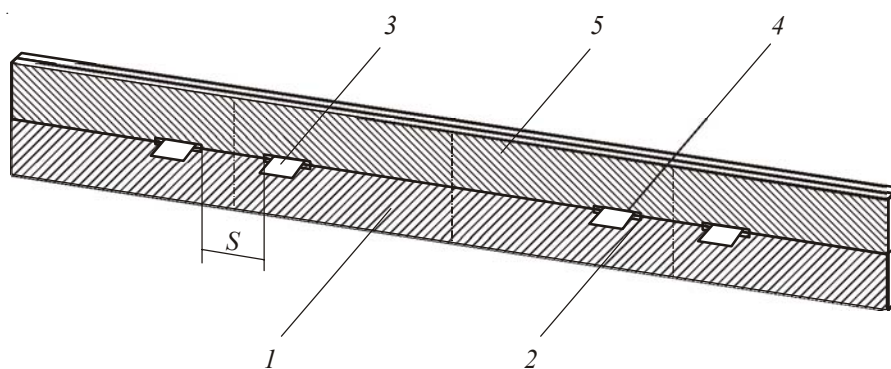


Рис. 1. Общий вид конструкции:

1 – основание; 2 – нижний транзистор; 3 – металлические плоские балочные выводы;
4 – верхний транзистор; 5 – скоба

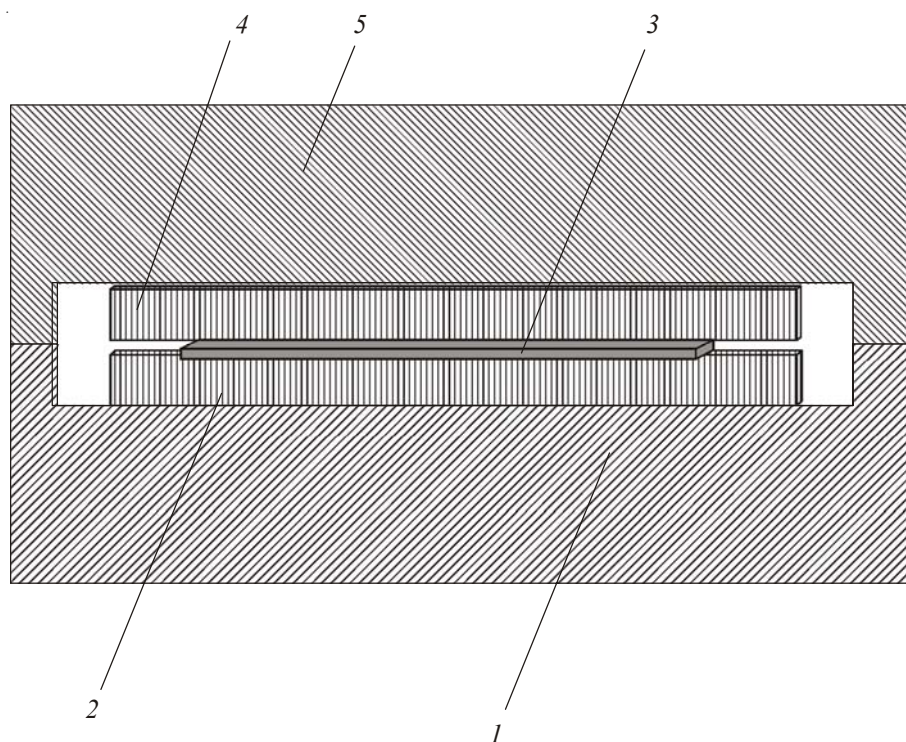


Рис. 2. Одна пара транзисторов с металлическими плоскими балочными выводами:

1 – основание; 2 – нижний транзистор; 3 – металлические плоские балочные выводы;
4 – верхний транзистор; 5 – скоба

ние – со скобой 5 (интегральным теплоотводом), материал которой варьировался в широком диапазоне изменения коэффициента теплопроводности ($\lambda = 160 \dots 2000$ Вт/(м·К)). Между собой транзисторы в паре имеют контакт через металлические плоские балочные выводы, выполненные из гальванически осажденного золота.

Проведено параметрическое исследование влияния расстояния S между парами транзисторов в диапазоне 1,5...4,6 мм на их тепловой режим.

3. МЕТОД РЕШЕНИЯ

Для нахождения температурных полей использовалась программа, осуществляющая решение дифференциального уравнения теплопроводности методом конечных элементов. В данной постановке рассматривалась трёхмерная стационарная задача, описываемая уравнением

$$\frac{\partial^2 t}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 t}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 t}{\partial z^2} = 0$$

с граничными условиями:

- нижняя поверхность основания имеет постоянную температуру $t = 0^\circ \text{C}$;
- на восьми поверхностях транзисторов выделяется тепловая мощность Q (плотность теплового потока $q = -\lambda(dt/dn)$);
- остальные поверхности конструкции находятся в условиях теплоизоляции.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Наибольший интерес представляют максимальные уровни температур, возникающие на кристаллах транзисторов в областях выделения мощности, в их центральной части.

Ещё одной целью этой работы является исследование влияния температурных полей соседних групп транзисторов друг на друга, что тоже приводит к изменению максимальных температур на кристаллах.

Для наглядности результатов минимальный уровень температур устройства, приходящийся на нижнюю поверхность основания, был выбран равным 0°C . Эта точка отсчёта позволяет интерпретировать рассчитанные температуры любой точки конструкции как температурные перепады относительно нижней поверхности основания.

Для выявления закономерностей при проведении параметрических исследований точность численного расчёта температур из-за весьма незначительных изменений результатов при малых мощностях выбиралась достаточно высокой (до сотых долей градусов). Это позволило установить характер поведения параметрических зависимостей, что явилось основой для получения аналитических выражений в виде полиномов.

В табл. 1 приведены максимальные температуры верхних и нижних кристаллов транзисторов и их разница (перепад температур) для различных материалов скобы. Эти результаты зависят от горизонтального расстояния между транзисторами S (см. рис.1), которое варьировалось от минимально возможного размера (выбранного из соображения ограничения влияния тепловых полей), равного от 1,5 до 4,6 мм, когда все пары транзисторов равноотстоят друг от друга.

Полученные результаты исследования в виде графиков представлены на рис. 3...9.

Как видно из рис. 3, максимальная температура верхнего кристалла транзистора зависит от материала скобы: чем больше его коэффициент теплопроводности, тем меньше разогревается кристалл. Увеличение горизонтального расстояния между транзисторами S тоже способствует незначительному понижению этой температуры, т. к. уменьшается влияние температурных полей соседних пар транзисторов. Чем меньше λ , тем динамичнее это влияние. Об этом говорит крутизна наклона кривой к оси абсцисс.

Таблица 1

Минимальное горизонтальное расстояние между транзисторами S , мм	Коэффициент теплопроводности скобы λ , Вт/(м·К)	Максимальная температура двухъярусных кристаллов транзисторов, °С		Перепад температур $t_{в\max} - t_{н\max}$, °С
		верхнего $t_{в\max}$	нижнего $t_{н\max}$	
1,5	160	17,92	15,14	2,78
	250	16,13	14,66	1,47
	384	14,72	14,24	0,48
	500	14,00	14,01	0,01
	1000	12,59	13,52	-0,93
	2000	11,72	13,18	-1,46
2,0	160	17,58	14,92	2,66
	250	15,82	14,46	1,36
	384	14,45	14,07	0,38
	500	13,76	13,85	-0,09
	1000	12,42	13,41	-0,99
	2000	11,62	13,12	-1,5
3,0	160	17,20	14,66	2,54
	250	15,45	14,21	1,24
	384	14,11	13,84	0,27
	500	13,45	13,64	-0,19
	1000	12,21	13,26	-1,05
	2000	11,49	13,02	-1,53
4,0	160	17,02	14,54	2,48
	250	15,28	14,09	1,19
	384	13,96	13,73	0,23
	500	13,31	13,55	-0,24
	1000	12,10	13,19	-1,09
	2000	11,42	12,98	-1,56
4,6	160	16,99	14,53	2,46
	250	15,25	14,08	1,17
	384	13,93	13,72	0,21
	500	13,28	13,53	-0,25
	1000	12,08	13,18	-1,1
	2000	11,40	12,97	-1,57

На рис. 4 представлены зависимости максимальной температуры нижнего кристалла от тех же параметров. Здесь закономерности поведения температурных кривых аналогичны кривым на рис. 3, но сами кривые располагаются ближе друг к другу – изменение материала скобы (т. е. изменение коэффициента теплопроводности λ) оказывает более слабое влияние на нижние транзисторы, которые расположены в углублениях, на выступе основания из MD-50.

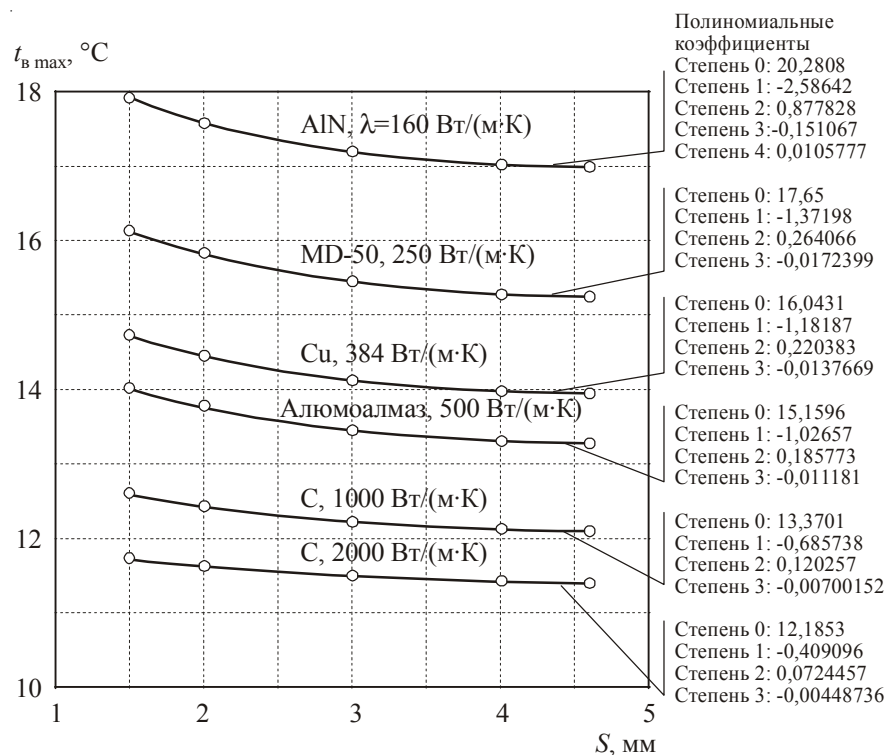


Рис. 3. Зависимости максимальной температуры верхнего кристалла транзистора $t_{в max}$ от горизонтального расстояния между соседними парами транзисторов S для различных материалов скобы (мощность Q , выделяемая на каждом кристалле транзистора, равна 1 Вт)

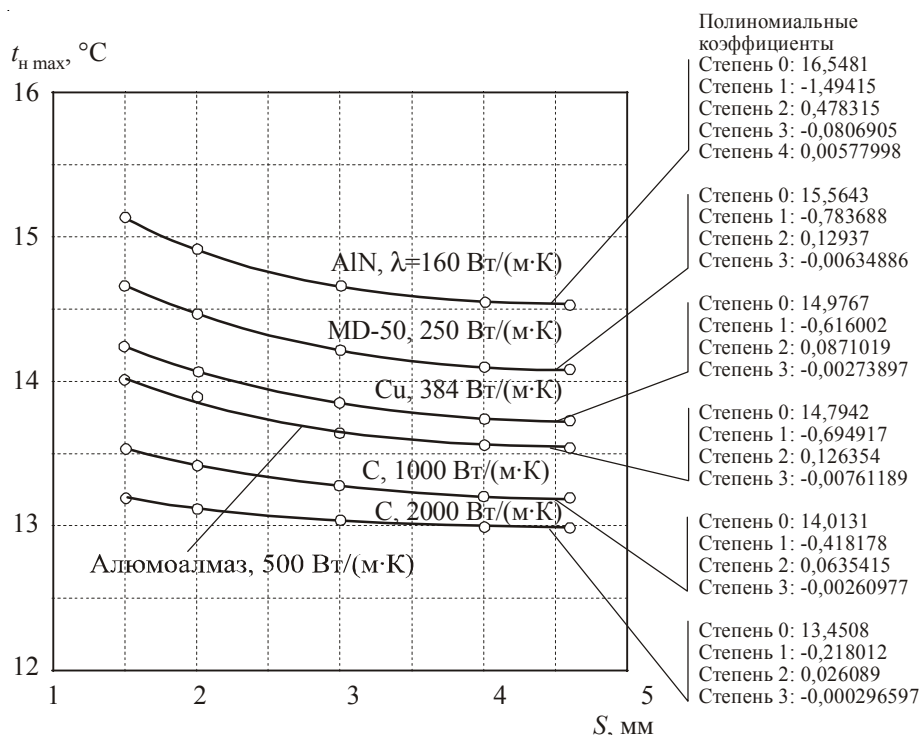


Рис. 4. Зависимости максимальной температуры нижнего кристалла транзистора $t_{н max}$ от горизонтального расстояния S между соседними парами транзисторов для различных материалов скобы ($Q = 1$ Вт)

Эта закономерность приводит к интересному явлению: с увеличением λ максимальная температура нижнего кристалла транзистора $t_{н\max}$ плавно приближается к значению $t_{в\max}$, начиная с $\lambda > 384 \text{ Вт/(м·К)}$ сравнивается с ней и при дальнейшем увеличении λ становится выше $t_{в\max}$.

Это наглядно показывает рис. 5, на котором собраны вместе все кривые с рис. 3 и 4.

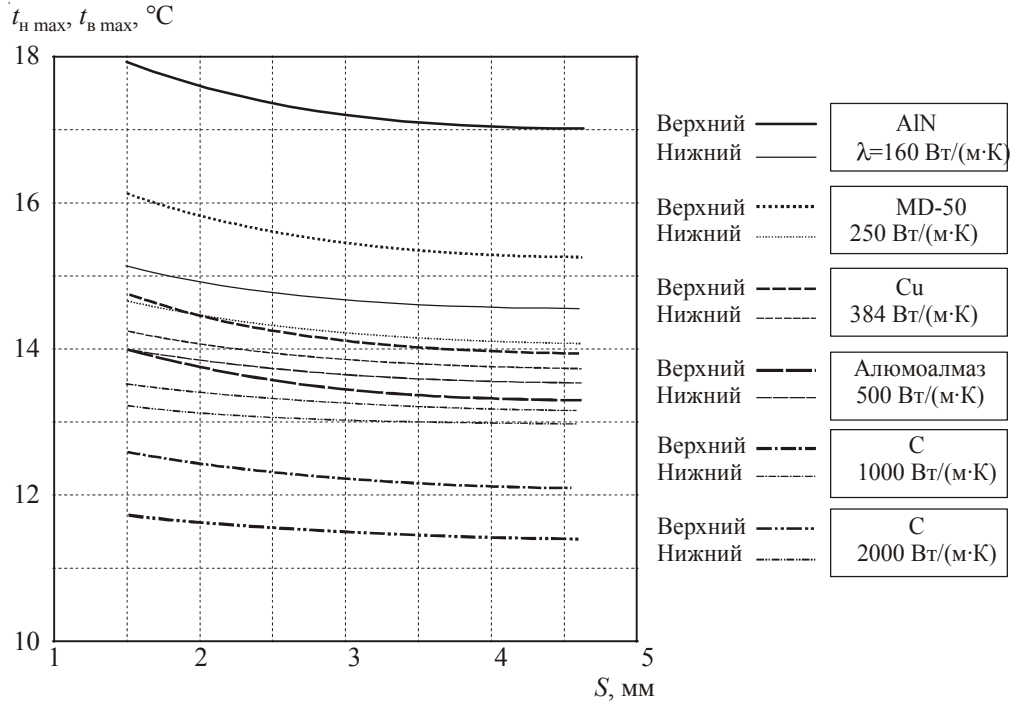


Рис. 5. Зависимости максимальных температур верхнего $t_{в\max}$ и нижнего $t_{н\max}$ кристаллов транзисторов от горизонтального расстояния S между соседними транзисторами для различных материалов скобы ($Q = 1 \text{ Вт}$)

Зависимости перепада максимальных температур верхнего и нижнего кристаллов транзисторов от горизонтального расстояния между соседними транзисторами для различных материалов скобы представлены на рис. 6. Перепад температур с изменением λ меняет свой знак:

$$\begin{aligned} t_{в\max} - t_{н\max} &> 0, \text{ если } \lambda \leq 384 \text{ Вт/(м·К)}, \\ t_{в\max} - t_{н\max} &\leq 0, \text{ если } \lambda > 384 \text{ Вт/(м·К)}. \end{aligned}$$

Увеличение горизонтального расстояния S между соседними транзисторами тоже приводит к снижению температурного перепада, причём чем меньше λ , тем существенней эта тенденция.

Каждая кривая, представленная на рис. 3 (аналогично для рис. 4 и 6), имеет аналитическое описание в виде полинома: $t_{в\max} = a_0 + a_1S + a_2S^2 + a_3S^3 + a_4S^4$, где a_0, a_1, a_2, a_3, a_4 — коэффициенты полинома. Значения этих коэффициентов приведены рядом с упомянутыми графиками (полиномиальные коэффициенты: степень 0...4). Там, где не указано значение для a_4 (степень 4), подразумевается, что $a_4 = 0$.

Эти зависимости получены для выделяющейся с каждого кристалла транзистора мощности $Q = 1 \text{ Вт}$. Чтобы определить значение температуры для другой мощности, нужно правую часть умножить на нужную мощность:

$$t_{в\max} = (a_0 + a_1S + a_2S^2 + a_3S^3 + a_4S^4)Q.$$

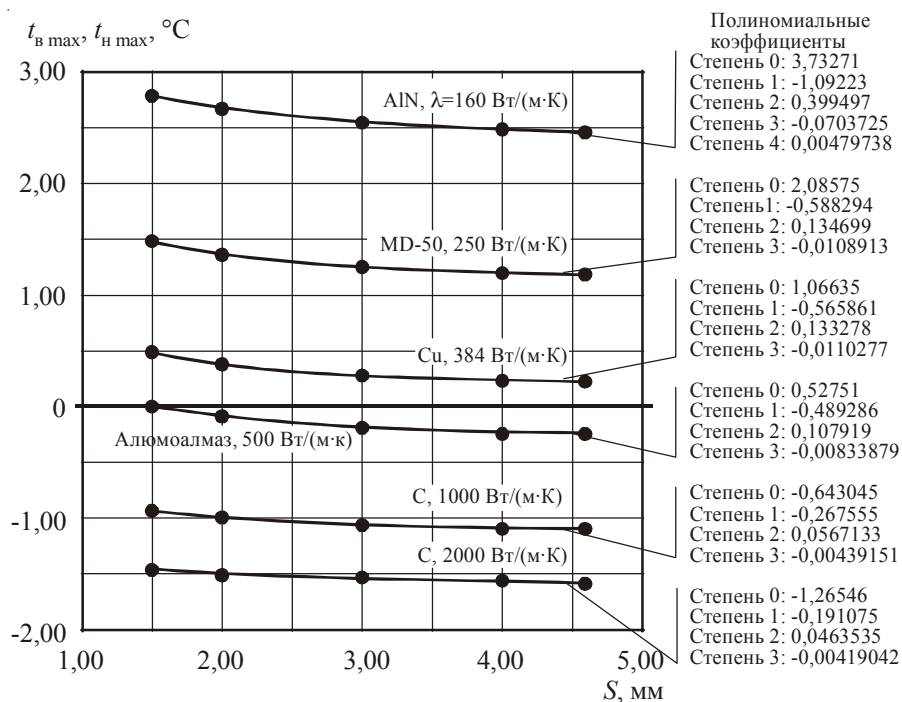


Рис. 6. Зависимости перепада максимальных температур верхнего и нижнего кристаллов транзисторов $t_{в\max} - t_{н\max}$ от горизонтального расстояния между соседними транзисторами S для различных материалов скобы ($Q = 1$ Вт)

В табл. 2 приведены значения коэффициентов полинома, описывающие зависимости, которые представлены на рис. 3, 4, 6, для различных значений λ .

Температурные зависимости $t_{в\max}$, $t_{н\max}$, $t_{в\max} - t_{н\max}$ от коэффициента теплопроводности скобы λ для фиксированных значений S приведены на рис. 7 и 8.

На рис. 9 – распределение температур на верхнем и нижнем кристаллах в зависимости от материала скобы (AlN, MD-50, Cu, аллюмоалмаз, C).

На рис. 10 изображены тепловые поля в вертикальном продольном срединном сечении конструкции, возникающие при выделении мощности 1 Вт с каждого кристалла транзисторов. Качественно вид полей не зависит от значения мощности. В нашем случае значение мощности на каждом транзисторе одинаковое, поэтому, если рассматривать сечение целиком, возникает периодически повторяющаяся картинка тепловых полей, т. к. геометрия имеет главную ось симметрии и две второстепенные (рис. 1). В связи с этим на рис. 10 изображена 1/4 часть конструкции (от второстепенной оси симметрии до края), которая даёт полное представление о температурном поле всей конструкции. При горизонтальном расстоянии между парами транзисторов $S = 1,5$ мм наблюдается более высокий уровень температур между ними, нежели между более отдалёнными парами (расстояние между которыми – 7,7 мм). Значит, в этом случае происходит наложение температурных полей соседних пар, которое и повышает общий уровень температур между ними.

Увеличение коэффициента теплопроводности скобы способствует всё большему выравниванию температур на ней. Так, при $\lambda = 160$ Вт/(м·К) этот перепад температур охватывает всю шкалу изменения t : от 0 до 17,92 °С. Иная картина при $\lambda = 2000$ Вт/(м·К) – температура скобы меняется в пределах 10 °, не охлаждаясь до минимального значения 0 °С.

Таблица 2

Коэффициент теплопроводности скобы λ , Вт/(м·К)	$Q = 1 \text{ Вт}, S = 1,5 \dots 4,6 \text{ мм}$				
	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4
Значения коэффициентов полинома для $t_{в \max}$ (рис. 3)					
160	20,2808	-2,58642	0,877828	-0,151067	0,0105777
250	17,65	-1,37198	0,264066	-0,0172399	0
384	16,0431	-1,18187	0,220383	-0,0137669	0
500	15,1596	-1,02657	0,185773	-0,011181	0
1000	13,3701	-0,685738	0,120257	-0,00700152	0
2000	12,1853	-0,409096	0,0724457	-0,00448736	0
Значения коэффициентов полинома для $t_{н \max}$ (рис. 4)					
160	16,5481	-1,49415	0,478315	-0,0806905	0,00577998
250	15,5643	-0,783688	0,12937	-0,00634886	0
384	14,9767	-0,616002	0,0871019	-0,00273897	0
500	14,7942	-0,694917	0,126354	-0,00761189	0
1000	14,0131	-0,418178	0,0635415	-0,00260977	0
2000	13,4508	-0,218012	0,026089	-0,000296597	0
Значения коэффициентов полинома для $t_{в \max} - t_{н \max}$ (рис. 6)					
160	3,73271	-1,09223	0,399497	-0,0703725	0,00479738
250	2,08575	-0,588294	1,134699	-0,0108913	0
384	1,06635	-0,565861	0,133278	-0,0110277	0
500	0,52751	-0,489286	0,107919	-0,00833879	0
1000	-0,643045	-0,267555	0,0567133	-0,00439151	0
2000	-1,26546	-0,191075	0,0463535	-0,00419042	0

Тем не менее, увеличение λ приводит к общему снижению уровня температур скобы за счёт увеличения эффекта интегрального теплоотвода. Это приводит и к охлаждению самого транзистора. С ростом λ наблюдаем смещение максимума температур с верхнего транзистора на нижний. На рис. 9 изображены увеличенные поля температур пар кристаллов транзисторов, наглядно показывающие эту динамику.

На рис. 11 и 12 – тепловые поля, аналогичные рис. 10, но при $S = 3,0; 4,6$ мм соответственно. Видно, что при увеличении S взаимодействие тепловых полей уменьшается. На рис. 12 при $S = 4,6$ мм его уже нет.

Рассматривая температурные поля для различных расстояний между транзисторами: $S = 1,5; 3,0; 4,6$ мм (см. рис. 13...15), остановимся на продольном распределении температур по верхней кромке конструкции для всего диапазона изменения λ . Каждой температурной кривой на графике соответствует рисунок с изображением теплового поля по всему продольному сечению. На всех этих графиках серия температурных кривых сходится в одну точку с температурой $t \approx 3,2$ °С. Причём эти точки равноудалены от местонахождения максимальных темпера-

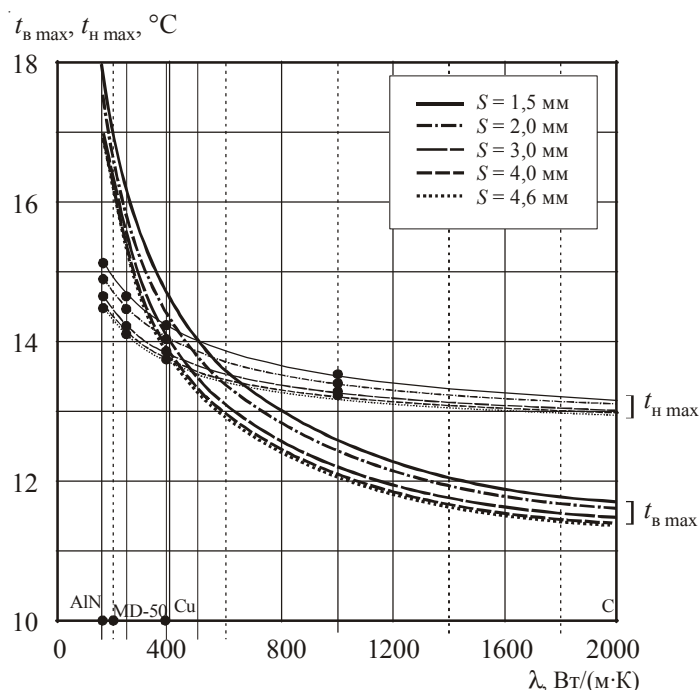


Рис. 7. Зависимости максимальных температур верхнего $t_{в max}$ и нижнего $t_{н max}$ кристаллов транзисторов от коэффициента теплопроводности материала скобы λ для различных горизонтальных расстояний между соседними транзисторами S ($Q = 1$ Вт)

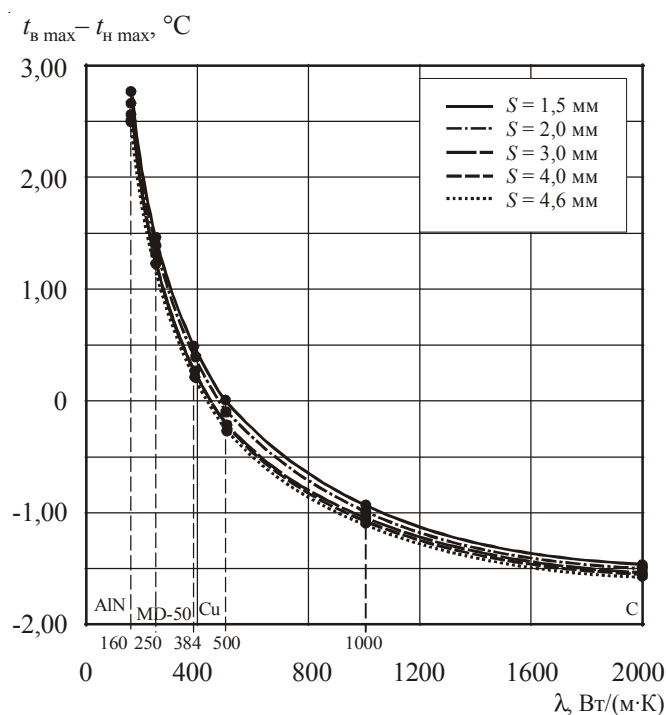


Рис. 8. Зависимости перепада максимальных температур верхнего и нижнего кристаллов транзисторов $t_{в max} - t_{н max}$ от коэффициента теплопроводности материала скобы λ для различных горизонтальных расстояний между соседними транзисторами S ($Q = 1$ Вт)

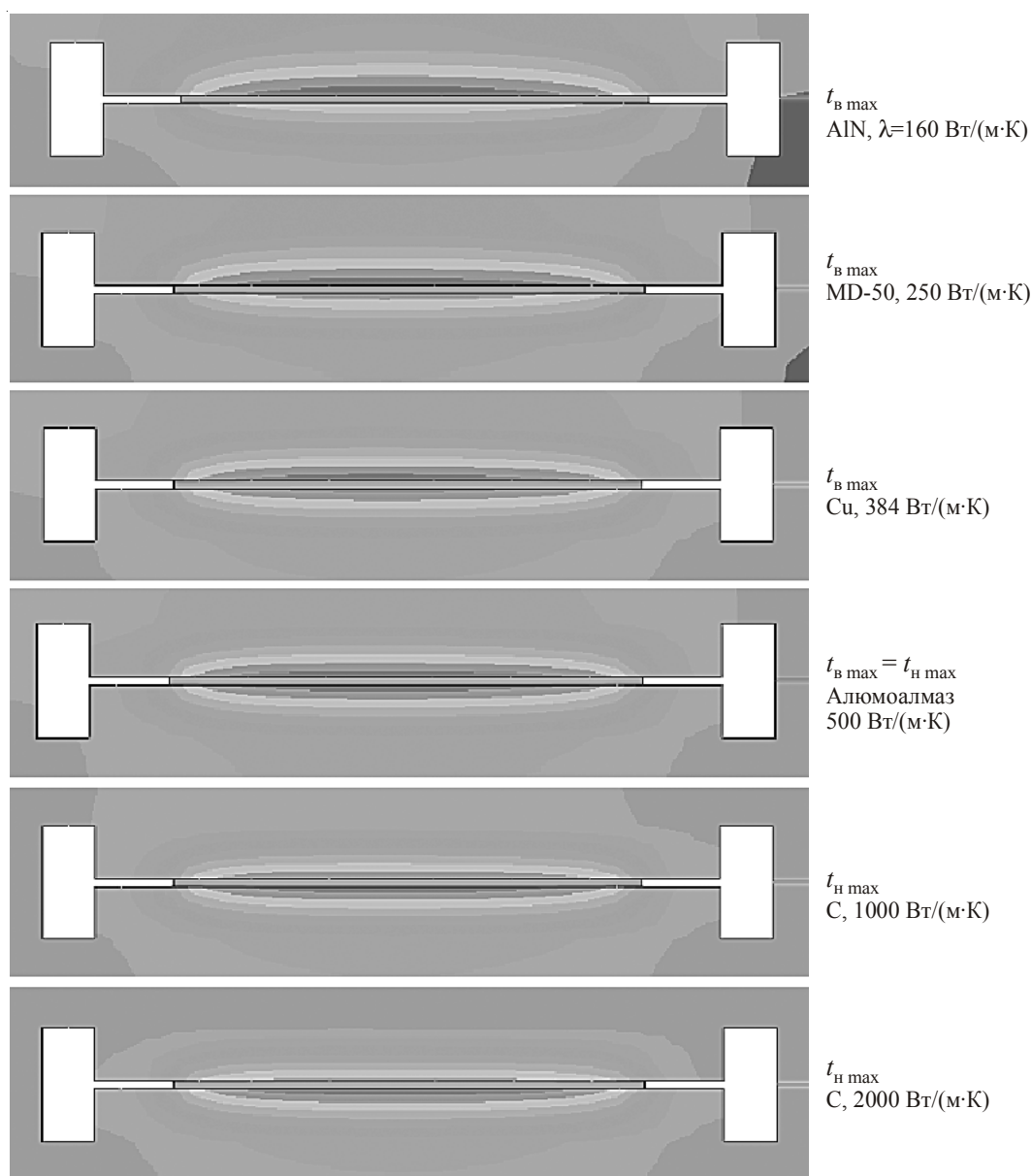


Рис. 9. Распределения температур на верхнем и нижнем кристаллах транзисторов в зависимости от материала скобы. Материал основания – MD-50. Расстояние между соседними парами транзисторов – $1,5 \times 7,7$ мм. $Q = 1$ Вт

тур верхней кромки на параметрическое расстояние $X/X_{\max} \approx 0,1$. Это, очевидно, связано с тем, что нижняя часть исследуемой конструкции остаётся неизменной, то есть условия отвода тепла от нижнего кристалла меняются слабо. Эти изменения связаны только с тем, что при возрастании теплопроводности материала интегрального теплоотвода (скобы) температура верхнего кристалла вначале превосходит температуру нижнего. Затем, при теплопроводности, примерно, начиная с $\lambda > 384$ Вт/(м·К), она постепенно сравнивается с температурой нижнего кристалла. А при дальнейшем увеличении теплопроводности материала интегрального тепло-

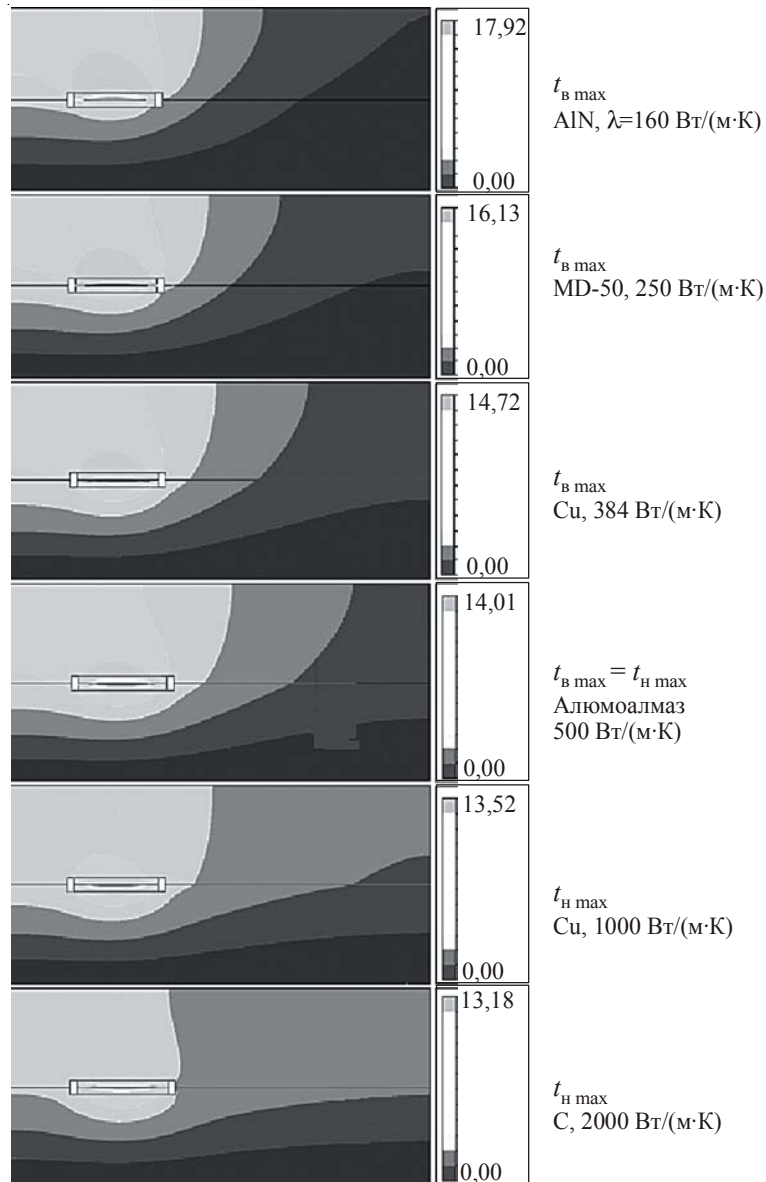


Рис.10. Тепловые поля 1/4 части конструкции в вертикальном продольном срединном сечении при $S = 1,5$ мм для всего диапазона λ материалов скобы. $Q = 1$ Вт

отвода температура верхнего кристалла становится меньше, чем нижнего. Таким образом, верхний кристалл сначала нагревает нижний кристалл, затем их температуры выравниваются, а потом верхний кристалл начинает охлаждать нижний. Однако эти температурные воздействия столь малы, что не могут существенно повлиять на условия теплоотвода от нижнего кристалла. Значительно большее влияние друг на друга оказывают тепловые поля соседних пар кристаллов (см. рис. 13...15). При расстоянии между парами кристаллов транзисторов менее 1,5 мм наблюдается значительное влияние их тепловых полей (раздвоение пиков кривых исчезает). С увеличением этого расстояния наблюдается уменьшение нагрева транзисторов (усиливается раздвоение пиков кривых) за счёт взаимного влияния температурных полей, а с расстояния 4,6 мм оно практически прекращается.

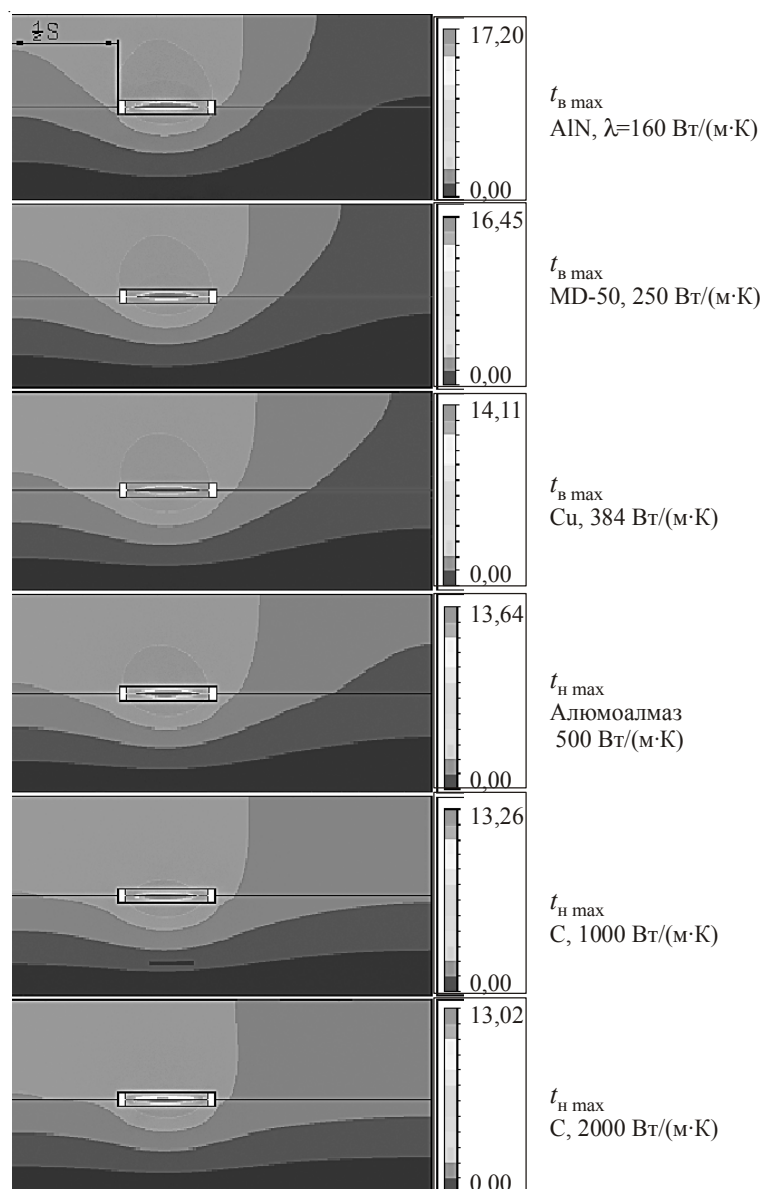


Рис.11. Тепловые поля 1/4 части конструкции в вертикальном продольном срединном сечении при $S = 3,0$ мм для всего диапазона λ материалов скобы.
 $Q = 1$ Вт

Вышеописанные численные исследования влияния расстояний между парами соединяемых кристаллов транзисторов на их температурные режимы при различной теплопроводности скобы были проанализированы и сопоставлены между собой. В результате была получена полиномиальная зависимость температурного перепада ΔT от этих параметров при $S = 0,75 \dots 4,6$ мм (и более), $\lambda = 160 \dots 2000$ Вт/(м·К) для любой мощности Q :

$$\Delta T = t_{в\max} - t_{н\max} = (4,2713 \cdot 10^6 (1/\lambda^3) - 9,81459 \cdot 10^4 (1/\lambda^2) + 1,26326 \cdot 10^3 (1/\lambda) - 1,96635 + 4,30365 \cdot 10^3 (1/\lambda^2) S - 67,09682 (1/\lambda) S - 0,04444 S - 1,37963 \cdot 10^{-3} S^2 + 1,32843 \cdot 10^{-3} S^3 + 4,55241 (1/\lambda) S^2) Q.$$

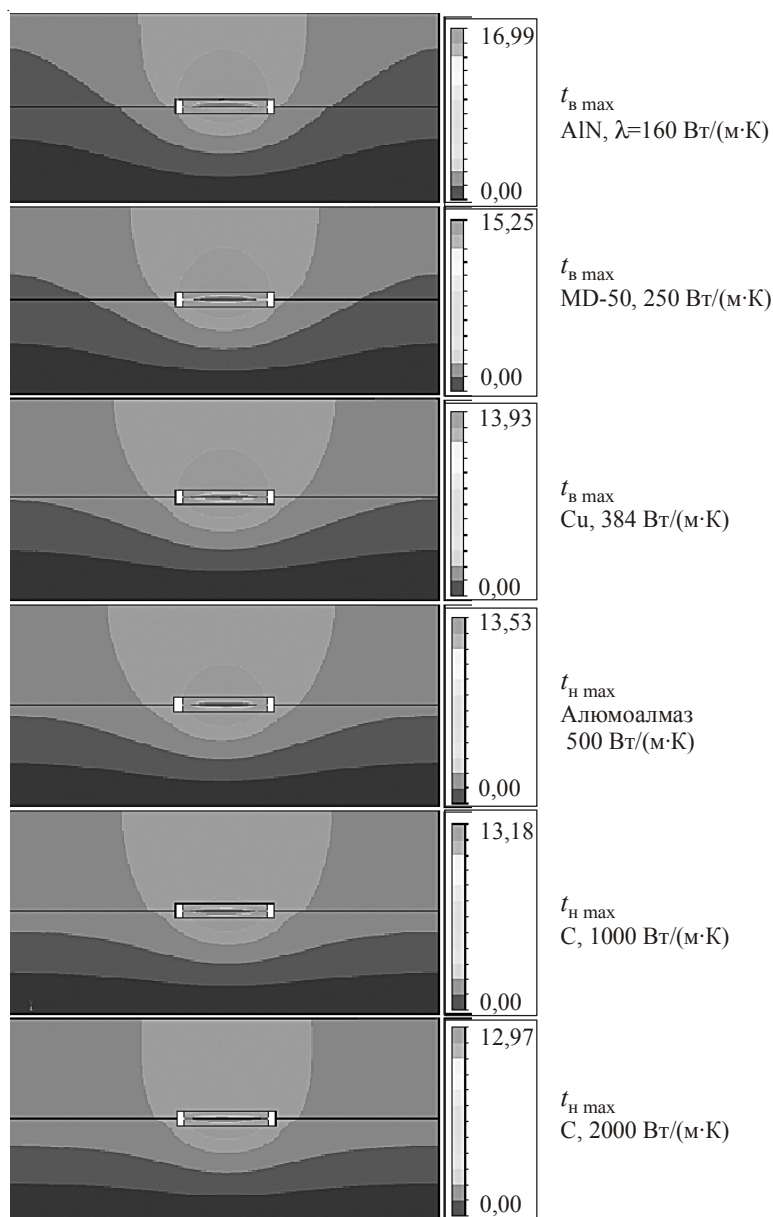


Рис.12. Тепловые поля 1/4 части конструкции в вертикальном продольном срединном сечении при $S = 4,6$ мм для всего диапазона λ материалов скобы.
 $Q = 1$ Вт

Расширение диапазона S было продиктовано многообразием геометрических характеристик рассматриваемых устройств. В табл. 3 приведены численные значения максимальных температур верхних и нижних кристаллов транзисторов и их разница (перепад температур) для различных материалов скобы при $S = 0,75$ мм.

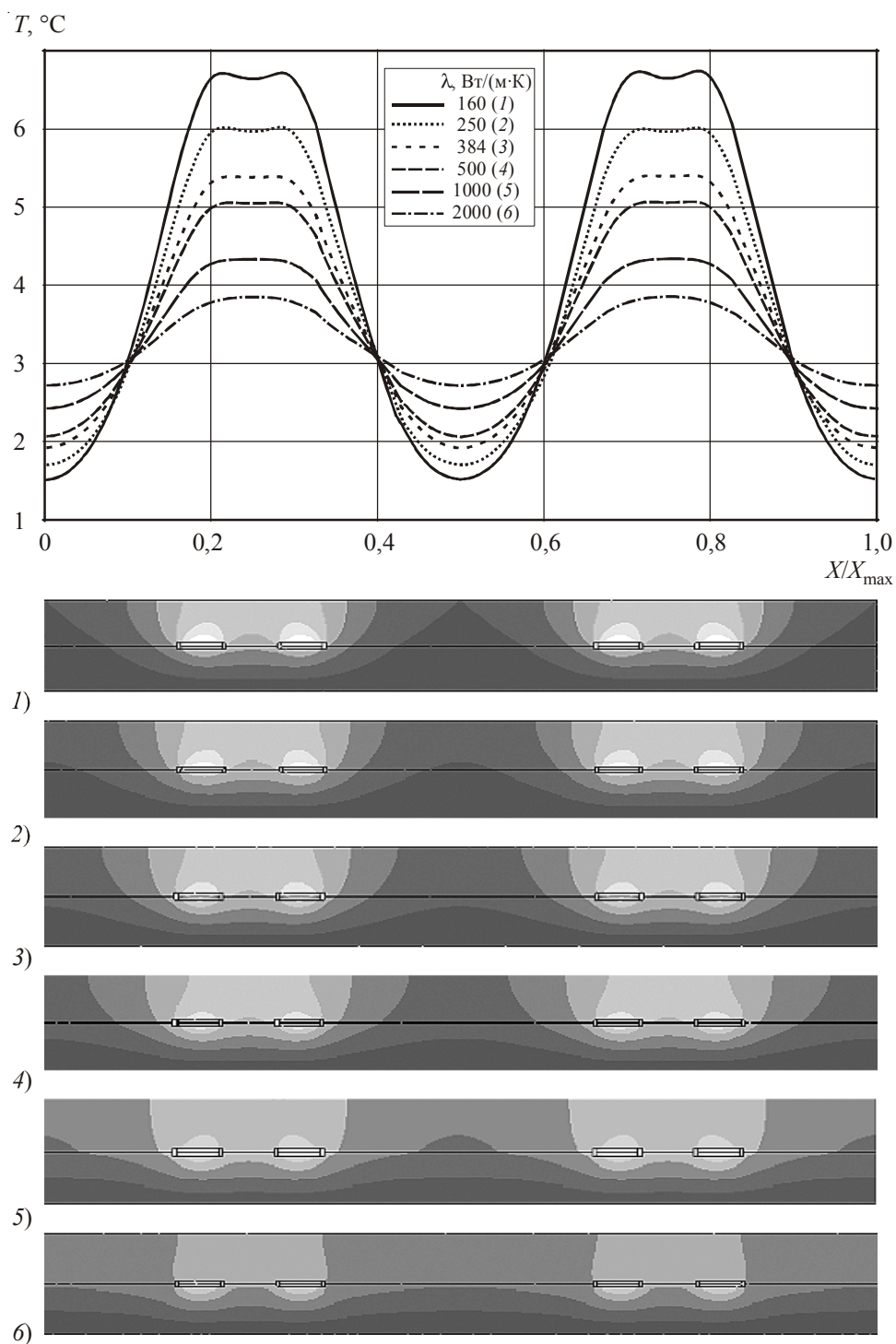


Рис.13. Распределение температур по верхней кромке.
Горизонтальное расстояние между соседними кристаллами $X = 1,5$ мм

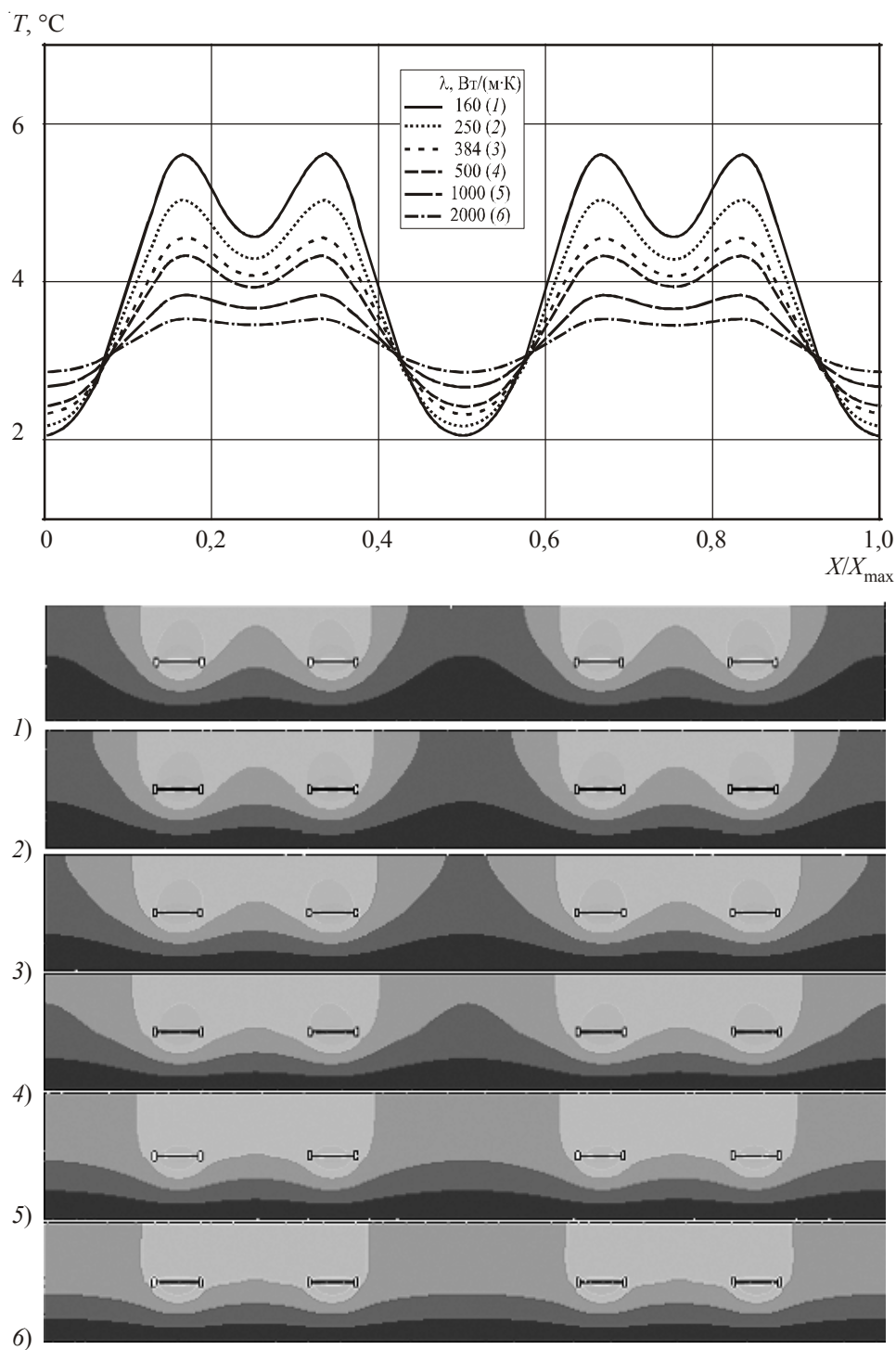


Рис.14. Распределение температур по верхней кромке.
 $X = 3 \text{ мм}$

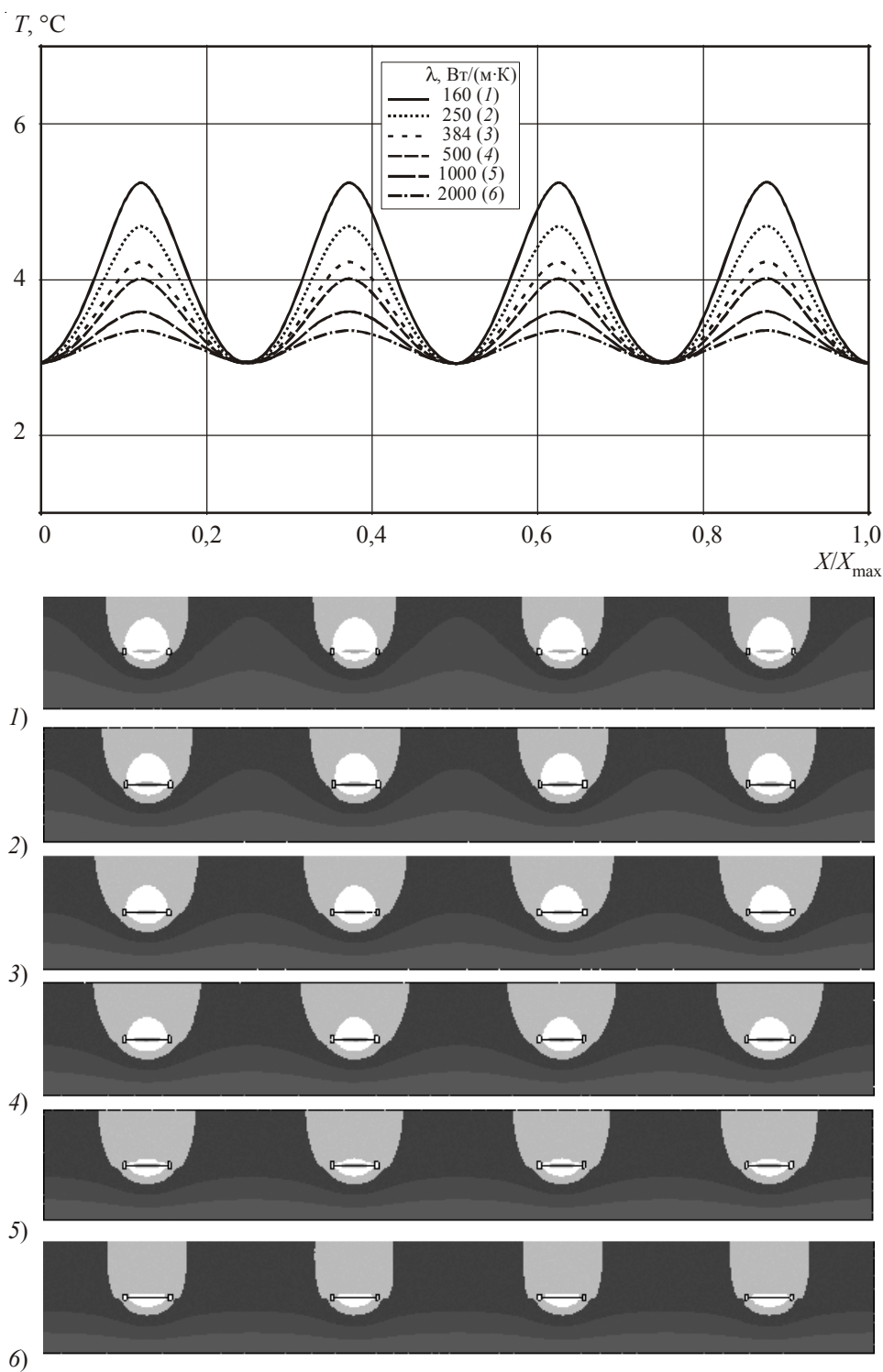


Рис.15. Распределение температур по верхней кромке.
 $X = 4,6 \text{ мм}$

Таблица 3

Минимальное горизонтальное расстояние между транзисторами S , мм	Коэффициент теплопроводности скобы λ , Вт/(м·К)	Максимальные температуры двухъярусных кристаллов транзисторов, °С		Перепад температур $t_{в\max} - t_{н\max}$, °С
		верхнего $t_{в\max}$	нижнего $t_{н\max}$	
0,75	160	18,61	15,69	2,92
	250	16,75	15,14	1,61
	384	15,25	14,64	0,61
	500	14,47	14,37	0,10
	1000	12,88	13,75	-0,87
	2000	11,88	13,33	-1,45

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенных исследований установлено, что увеличение горизонтального расстояния между парами транзисторов способствует незначительному понижению максимальной температуры верхних кристаллов, т. к. уменьшается влияние температурных полей соседних пар транзисторов. Сильнее температура зависит от материала скобы (интегрального теплоотвода): чем больше коэффициент теплопроводности скобы, тем меньше разогреваются кристаллы. Причём чем меньше λ , тем динамичнее это влияние.

Также установлено, что увеличение горизонтального расстояния между транзисторами способствует незначительному понижению температуры нижних кристаллов, т. к. уменьшается влияние температурных полей соседних пар транзисторов. Изменение материала скобы (т. е. изменение коэффициента теплопроводности λ) оказывает более слабое влияние на нижние транзисторы, которые расположены в углублениях, на выступе основания из MD-50.

Эти закономерности приводят к интересному явлению: с увеличением λ максимальная температура нижнего кристалла транзистора $t_{н\max}$ плавно приближается по значению к $t_{в\max}$, начиная с $\lambda > 384$ Вт/(м·К) сравнивается с ней и при дальнейшем увеличении λ становится выше $t_{в\max}$.

Кроме того, установлено, что увеличение расстояния между парами кристаллов транзисторов более 4,6 мм нецелесообразно, т. к. не приводит к уменьшению перегрева кристаллов транзисторов.

В связи с полученными результатами применение единого интегрального теплоотвода становится особенно актуальным, поскольку помимо снижения трудоёмкости сборки ГИС позволяет более эффективно выравнивать температуры кристаллов транзисторов и тем самым обеспечивает одинаковый режим их работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Иовдальский В.А., Пчелин В.А., Лапин В.Г. Составной двухъярусный транзистор для усилителей мощности СВЧ-диапазона // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2010. – Вып. 4(507). – С. 65–71.
2. Иовдальский В.А., Лапин В.Г., Пчелин В.А. Двухъярусная транзисторная сборка для усилителей мощности СВЧ // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. – 2009. – Вып. 4(503). – С. 38–41.

Статья поступила 16 февраля 2011 г.

=== НОВЫЕ КНИГИ ===

УЛИТЕНКО А.И., ГУРОВ В.С., ПУШКИН В.А. Принципы построения индивидуальных систем охлаждения электронных приборов и устройств. — М.: Горячая линия-Телеком, 2012. — 286 с.: ил.

Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований, направленных на совершенствование систем охлаждения электронных приборов с теплоснабжающим трактом на основе жидкостной магистрали, разработку конструкций высокоэффективных тепловых труб большой протяженности, создание методов проектирования теплорассеивающих элементов, построение систем охлаждения электронных приборов на основе унифицированных термоэлектрических батарей и разработку способов термостатирования приборов в условиях изменяющейся температуры окружающей среды.

Для инженерно-технических и научных работников, деятельность которых связана с разработкой радиоэлектронного оборудования как общего, так и специального назначения. Будет полезна студентам и аспирантам при углубленном изучении вопросов теплового конструирования электронной аппаратуры.

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 512.8

РЕШЕНИЕ СИСТЕМЫ ЛИНЕЙНЫХ УРАВНЕНИЙ С ИЗБЫТОЧНЫМ ЧИСЛОМ УРАВНЕНИЙ

А. К. Балыко

ФГУП «НПП «Исток», г. Фрязино

И. А. Балыко

Московская государственная академия технологий и управления

Приведены аналитические выражения, связывающие оптимальное решение системы линейных уравнений с вертикальной прямоугольной матрицей коэффициентов, полученное с помощью метода наименьших квадратов, с решениями всех систем определенных уравнений с квадратными матрицами коэффициентов, полученных из начальной системы уравнений.

КС: система линейных уравнений, решение, избыточное число уравнений

Analytical expressions connecting the optimal solution of a system of linear equations with a vertical rectangular matrix of coefficients obtained by least square method with the solutions of all systems of definite equations with a square matrix of coefficients obtained from initial system of equations are presented.

Keywords: system of linear equations, solution, redundant number of equations

Пусть в результате экспериментальных испытаний прибора необходимо получить значения его параметров, связанных между собой линейной зависимостью, коэффициенты которой определяются в результате эксперимента с определенной точностью. При этом число линейных уравнений превышает число неизвестных параметров. На практике для решения такой избыточной системы линейных уравнений с вертикальной прямоугольной матрицей широко применяется метод наименьших квадратов [1], который дает хотя и наилучшее, но все же приближенное решение.

С другой стороны, если из избыточной системы уравнений последовательно выбирать число уравнений, равное числу неизвестных параметров, то решение каждой из таких систем определенных уравнений с квадратной матрицей в общем случае является точным.

Цель работы – найти связь между приближенным решением, полученным методом наименьших квадратов, и точными решениями систем определенных уравнений, полученных из начальной системы уравнений.

Для наглядности рассмотрим сначала наиболее простой случай двух неизвестных параметров (x, y) и трех уравнений.

Допустим, в процессе измерений получены три совокупности параметров a_i, b_i, c_i , где $i = 1, 2, 3$ – номер измерения. Из полученной системы трех уравнений с вертикальной прямоугольной матрицей коэффициентов при неизвестных

$$\begin{aligned} a_1x + b_1y &= c_1, \\ a_2x + b_2y &= c_2, \\ a_3x + b_3y &= c_3 \end{aligned} \quad (1)$$

необходимо получить значения x и y .

Вначале определим x и y из системы (1) с помощью метода наименьших квадратов, согласно которому, наилучшим является такое решение (x_0, y_0) , при котором достигается минимума сумма квадратов

$$S = \sum_{i=1}^3 (a_i x + b_i y - c_i)^2. \quad (2)$$

Приравнявая к нулю частные производные S по переменным x и y , приходим к системе из двух линейных уравнений:

$$\begin{aligned} x \sum_{i=1}^3 a_i^2 + y \sum_{i=1}^3 a_i b_i &= \sum_{i=1}^3 a_i c_i, \\ x \sum_{i=1}^3 a_i b_i + y \sum_{i=1}^3 b_i^2 &= \sum_{i=1}^3 b_i c_i. \end{aligned} \quad (3)$$

Решение системы представим в виде известных формул Крамера [2]:

$$x_0 = \frac{\Delta_x}{\Delta_0}, \quad y_0 = \frac{\Delta_y}{\Delta_0}, \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} \Delta_0 &= \left(\sum_{i=1}^3 a_i^2 \right) \left(\sum_{i=1}^3 b_i^2 \right) - \left(\sum_{i=1}^3 a_i b_i \right)^2, \\ \Delta_x &= \left(\sum_{i=1}^3 a_i c_i \right) \left(\sum_{i=1}^3 b_i^2 \right) - \left(\sum_{i=1}^3 b_i c_i \right) \left(\sum_{i=1}^3 a_i b_i \right), \\ \Delta_y &= \left(\sum_{i=1}^3 a_i^2 \right) \left(\sum_{i=1}^3 b_i c_i \right) - \left(\sum_{i=1}^3 a_i b_i \right) \left(\sum_{i=1}^3 a_i c_i \right). \end{aligned} \quad (5)$$

Отметим, что если мы подставим полученные значения (x_0, y_0) в систему (1), то равенства в каждом уравнении выполняться не будут, причем ошибка при решении этой системы определяется квадратичной ошибкой S_0 , которая находится из выражения (2) при подстановке в него значений $x = x_0, y = y_0$.

Вернемся к системе (1) и возьмем из нее два первых уравнения:

$$\begin{aligned} a_1x + b_1y &= c_1, \\ a_2x + b_2y &= c_2. \end{aligned} \quad (6)$$

Решение этой определенной системы с квадратной матрицей коэффициентов при неизвестных запишем также в виде формул Крамера:

$$x_1 = \frac{\Delta_{x1}}{\Delta_1}, \quad y_1 = \frac{\Delta_{y1}}{\Delta_1}, \quad (7)$$

где

$$\Delta_1 = a_1b_2 - a_2b_1, \quad \Delta_{x1} = c_1b_2 - c_2b_1, \quad \Delta_{y1} = a_1c_2 - a_2c_1. \quad (8)$$

Возьмем теперь из системы (1) первое и третье уравнения:

$$\begin{aligned} a_1x + b_1y &= c_1, \\ a_3x + b_3y &= c_3. \end{aligned} \quad (9)$$

Решение этой системы имеет такой же вид:

$$x_2 = \frac{\Delta_{x2}}{\Delta_2}, \quad y_2 = \frac{\Delta_{y2}}{\Delta_2}, \quad (10)$$

где

$$\Delta_2 = a_1b_3 - a_3b_1, \quad \Delta_{x2} = c_1b_3 - c_3b_1, \quad \Delta_{y2} = a_1c_3 - a_3c_1. \quad (11)$$

Наконец, возьмем из системы (1) второе и третье уравнения:

$$\begin{aligned} a_2x + b_2y &= c_2, \\ a_3x + b_3y &= c_3 \end{aligned} \quad (12)$$

– и запишем решение этой системы в том же виде:

$$x_3 = \frac{\Delta_{x3}}{\Delta_3}, \quad y_3 = \frac{\Delta_{y3}}{\Delta_3}, \quad (13)$$

где

$$\Delta_3 = a_2b_3 - a_3b_2, \quad \Delta_{x3} = c_2b_3 - c_3b_2, \quad \Delta_{y3} = a_2c_3 - a_3c_2. \quad (14)$$

Отметим, что хотя для каждой совместной системы уравнений (6), (9), (12) получены точные решения, которые мы будем называть парциальными, однако, подставляя парциальное решение в соответствующее неучтенное уравнение, мы не получим в нем знака равенства, причем квадратичная ошибка в общем случае будет существенно превышать S_0 . Простое усреднение по трем парциальным решениям приводит к значениям x и y , которые также дают квадратичную ошибку системы уравнений (1), превышающую S_0 , поскольку значение S_0 наименьшее из возможных значений.

Найдем связь между оптимальным, но приближенным решением (x_0, y_0) , полученным методом наименьших квадратов, и точными парциальными решениями трех систем уравнений.

Развернув суммы в выражениях (5) и используя известные тождества Коши и Лагранжа [2], получим выражения:

$$\begin{aligned}\Delta_0 &= \Delta_1^2 + \Delta_2^2 + \Delta_3^2, \\ \Delta_x &= \Delta_{x1}\Delta_1 + \Delta_{x2}\Delta_2 + \Delta_{x3}\Delta_3, \\ \Delta_y &= \Delta_{y1}\Delta_1 + \Delta_{y2}\Delta_2 + \Delta_{y3}\Delta_3.\end{aligned}\tag{15}$$

Затем, используя соотношения (4), (7), (10), (13), приходим к окончательным линейным формулам:

$$\begin{aligned}x_0 &= x_1\pi_1 + x_2\pi_2 + x_3\pi_3, \\ y_0 &= y_1\pi_1 + y_2\pi_2 + y_3\pi_3,\end{aligned}\tag{16}$$

где весовые коэффициенты имеют вид:

$$\begin{aligned}\pi_i &= \frac{\Delta_i^2}{\Delta_1^2 + \Delta_2^2 + \Delta_3^2}, \\ i &= 1, 2, 3.\end{aligned}\tag{17}$$

Таким образом, оптимальное решение системы избыточных уравнений, полученное методом наименьших квадратов, равно сумме парциальных решений систем определенных уравнений с весовыми коэффициентами в виде квадратов основных определителей этих систем.

Если предположить, что определители всех трех систем равны Δ , получаем, что весовые коэффициенты равны $1/3$, то есть формулы (16) дают среднее арифметическое значение. Однако этот случай справедлив лишь для системы уравнений конкретного типа, а именно, когда задана первая система двух уравнений, а коэффициенты третьего уравнения находятся из выражений:

$$a_3 = a_2 - a_1, \quad b_3 = b_2 - b_1.$$

Выше был рассмотрен простейший случай трех уравнений с двумя неизвестными.

По аналогии с изложенным, можно показать, что полученные выражения обобщаются как на случай произвольного числа неизвестных переменных m , так и на случай произвольного числа уравнений n , превосходящего число неизвестных ($n > m$).

Последний факт особенно интересен, поскольку если имеется n уравнений с m неизвестными ($n > m$), то возможное число N систем определенных уравнений с квадратными матрицами $m \times m$ равно числу сочетаний n по m , то есть

$$N = C_m^n = \frac{n!}{m!(n-m)!},\tag{18}$$

в то время как число уравнений, получаемых методом наименьших квадратов, равно m . Например, при трех переменных ($m = 3$) и пяти уравнениях ($n = 5$) получается: $N = 10$ возможных комбинаций определенных уравнений с квадратными матрицами и $N = 10$ парциальных решений.

При этом решение задачи будет иметь общий вид:

$$x_0 = \sum_{i=1}^N x_i \lambda_i, \quad y_0 = \sum_{i=1}^N y_i \lambda_i,\tag{19}$$

где

$$L_i = \frac{\Delta_i^2}{\sum_{i=1}^N \Delta_i^2}, \quad (20)$$
$$i = 1, 2, 3 \dots N.$$

Таким образом, приведены аналитические выражения, связывающие оптимальное решение системы линейных уравнений с вертикальной прямоугольной матрицей коэффициентов, которое получено с помощью метода наименьших квадратов, с решениями всех систем определенных уравнений с квадратными матрицами коэффициентов, полученных из начальной системы уравнений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Линник Ю.В. Метод наименьших квадратов и основы теории обработки наблюдений. – М.: Физматгиз, 1962.
2. Ильин В.А., Поздняк Э.Г. Линейная алгебра. – М.: Наука, 1974.

Статья поступила 24 апреля 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.

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.