АО «Научно-производственный комплекс «ТРИСТАН»

На правах рукописи

## Петров Сергей Александрович

# «СНИЖЕНИЕ ВЛИЯНИЯ ОСНОВНЫХ ФАКТОРОВ ОГРАНИЧЕНИЯ РЕАЛЬНОГО ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА МАЛОГАБАРИТНЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ СВЧ»

Специальность 2.2.2 – «Электронная компонентная база микро- и наноэлектроники, квантовых устройств»

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

> Научный руководитель Доктор технических наук Куприянов П. В.

## оглавление

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ	4
ВВЕДЕНИЕ	6
Актуальность темы исследования	6
Степень разработанности проблемы	
Целью диссертационной работы	11
Методы исследования	
Научная новизна	
Практическая значимость	13
Достоверность результатов диссертации	14
Апробация работы	14
Публикации	15
Личный вклад автора	15
Структура и объем работы	16
Краткое содержание работы	16
ГЛАВА 1. ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ	19
1.1 Общие требования к современным ШПУ СВЧ	19
1.2 Ключевые электрические характеристики ШПУ СВЧ	
1.3 РДД ШПУ СВЧ	
1.3.1 Нижняя граница РДД	
1.3.2 Верхняя граница РДД	
1.4 Основные составные части ШПУ СВЧ	
1.4.1 Входной линейный тракт	
1.4.2 Тракт преобразования	41
1.4.3 Выходной тракт	

1.5	Выводы
ГЛАВ	А 2. РАСШИРЕНИЕ ДД ВХОДНЫХ ЛИНЕЙНЫХ ТРАКТОВ ШПУ
СВЧ	
2.1	Основные подходы
2.2	Экспериментальные исследования
2.3	Выводы
ГЛАВ	А 3. СИСТЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ ПОДХОДЫ К РАСШИРЕНИЮ ДД
ШПУ СВЧ.	
3.1	Анализ состояния
3.2	Основные подходы
3.3	Реализация и экспериментальные исследования АСПиУ в составе
модуля Ш	ИП СВЧ
3.4	Выводы
ГЛАВ	А 4. РАСШИРЕНИЕ ДД ШПУ СВЧ В МНОГОСИГНАЛЬНОМ
РЕЖИМЕ Р	АБОТЫ
4.1	Основные подходы
4.2	Моделирование
4.3	Эксперимент
4.4	Выводы
ГЛАВ	А 5. ВНЕДРЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ
ЗАКЛ	ЮЧЕНИЕ 114
СПИС	СОК ЛИТЕРАТУРЫ 114
ПРИЛ	ОЖЕНИЕ А 127

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АРУ	Автоматическая регулировка усиления		
АСПиУ	Автоматическая схема питания и управления		
AX	Амплитудная характеристика		
АЦП	Аналого-цифровой преобразователь		
АЧХ	Амплитудно-частотная характеристика		
ВГЛАХ	Верхняя граница линейности амплитудной		
	характеристики		
ВЛМ	Входной линейный модуль		
ВЛТ	Входной линейный тракт		
ДД	Динамический диапазон		
ИМИ	Интермодуляционные искажения		
МИС	Монолитная интегральная схема		
МШУ	Малошумящий усилитель		
ПКП	Побочный канал приема		
ПЛИС	Программируемая логическая интегральная схема		
ПО	Программное обеспечение		
ПР	Пассивная радиолокация		
ПУ	Приемная устройство		
ПЧ	Промежуточная частота		
РДД	Реальный динамический диапазон		
РЛС	Радиолокационная система		
РЭА	Радиоэлектронная аппаратура		
РЭС	Радиоэлектронная система		
СПС	Собственные паразитные составляющие (спектра)		
TTX	Тактико-технические характеристики		
ШИП	Широполосный инфрадинный преобразователь		
ШПУ	Широкополосное приемное устройство		
ЦАП	Цифро-аналоговый преобразователь		

ЭМС Электромагнитная совместимость
------------------------------------

ELINT	Electronic intelligence
ESM	Electronic support measures
IIP2	Second-order input intercept point
IIP3	Third-order input intercept point
IM3	Third-order intermodulation distortion
OIP2	Second-order output intercept point
OIP3	Third-order output intercept point
SMD	Surface mounted device
SMT	Surface mount technology

#### введение

#### Актуальность темы исследования

Техника широкополосного приема на СВЧ имеет давнюю историю, насчитывающую уже более семидесяти лет. Главным драйвером развития этой области радиоэлектроники является необходимость улучшения тактикотехнических характеристик систем и комплексов радиотехнического мониторинга и пассивной радиолокации (ПР).

Их основная задача сбор информации на основе приема и анализа электромагнитного излучения. Главное внимание ПР сосредоточено на перехвате сигналов бортовых и стационарных РЛС, радионавигационных средств, систем контроля и управления и средств радиосвязи [5, 54, 60, 67]. Средствами ПР также решают задачи пеленгования и определения местоположения [43, 65, 84].

Типичные рабочие частоты излучаемых РЭС расположены в диапазоне СВЧ от 100 МГц до 18 ГГц и выше. Обнаружение РЭС заключается в приеме и распознавании излучаемого сигнала. Для установления местоположения используются специальные методы пеленгования радиоизлучения. Поскольку частоты излучения и местоположение РЭС априори не известны, то процесс обнаружения включает в себя поиск сигналов в пространстве и частотном диапазоне.

Поиск и прием обнаруженного излучения заключается в выделении сигналов на фоне помех, усилении и дальнейшей передачи его на аппаратуру анализа. В системах ПР, где применяются приемные устройства сканирующего поиском сигнала в частотном диапазоне понимают процесс типа, под последовательной перестройки устройства обработки приемного И соответствующего частотного интервала. При этом полоса мгновенного анализа главным образом определяется полосой пропускания приемного устройства и характеристиками аппаратуры обработки.

Для распознавания принятого сигнала необходим анализ, который представляет собой совокупность операций, в результате которого определяют тип, назначение, режим работы РЭС и устанавливают его принадлежность к конкретным объектам. Сейчас все более востребованы цифровые устройства обработки сигналов [89, 94, 95]. Такие устройства способны производить анализ сложного потока сигналов с различной структурой, осуществляя измерения большого числа их параметров и характеристик.

Прием и анализ сигналов в системах ПР осуществляет приемник СВЧ [22], который состоит из антенной системы, широкополосного приемного устройства (ШПУ) СВЧ [81 - 83] и аппаратуры анализа. Приемник СВЧ в том числе определяет быстродействие, вероятность обнаружения и безошибочного распознавания сигналов системы. Рост количества и номенклатуры РЭС требует от комплексов пассивной радиолокации и их высоких тактико-технических характеристик.

Приемник СВЧ [32, 81 - 83] представляет собой анализатор спектра реального времени [33, 86, 89, 106], в состав которого входит перестраиваемое или сканирующее широкополосное приемное устройство СВЧ и аппаратура анализа на базе аналогово-цифрового преобразователя, цифрового сигнального процессора, микропроцессора или ПЛИС. Цифровые устройства идентифицируют сигналы в пределах заданной полосы пропускания, которые появляются в том числе в течение коротких промежутков времени – импульсные радиолокационные сигналы или сигналы с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Особенностью анализатора спектра реального времени является возможность отображения быстро изменяющихся и кратковременных событий. Конечной целью анализа спектра в реальном времени является захват сигналов со стопроцентной вероятностью обнаружения.

Если у обычных анализаторов спектра выходной сигнал преобразовательной части как правило детектируется тем или иным детектором (линейным, квадратичным, среднеквадратическим и т. д.), то в широкополосном приемнике СВЧ, как в анализаторе спектра реального времени, с помощью АЦП и блока памяти сигнал оцифровывается и запоминается [1, 16, 29]. Группы кадров

подвергаются цифровой обработке сигналов с применением короткого оконного преобразования Фурье. При нем анализируемый участок спектра последовательно просматривается коротким окном и строится спектрограмма сигнала в плоскости «время-частота».

Большую популярность анализаторы спектра реального времени приобретают в сфере коммерческой измерительной техники. Основные зарубежные производители приборов данного типа это Tektronix, Rohde & Schwarz, Keysight и National Instruments.

Разработкой и производством широкополосных приемных устройств и специализированного измерительного оборудования занимаются такие отечественные предприятия как «АО «НПП «Исток», «АО «СКАРД-Электроникс», АО «Концерн «Гранит-Электрон», зарубежные фирмы Rockwell Collins, L3Harris, Cobham, Norden Millimeter, Kratos, Acon, National Instruments и другие.

Идеализированная задача любой системы пассивной радиолокации без задержек и искажений принять и проанализировать весь спектр сигналов, находящихся в эфире. Сегодня на практике это задача очевидно не решаема, однако она четко задает тренд развития соответствующей радиоэлектронной аппаратуры. Основными направлениями в совершенствовании широкополосных приемных устройств являются расширение полосы рабочих частот, полосы пропускания, повышение чувствительности и расширение динамического диапазона.

Области применения аппаратуры назначения и растущая функциональная нагруженность налагают дополнительные требования к приемным устройствам СВЧ. Применение последних в военных комплексах пассивной радиолокации накладывает жесткие требования по таким параметрам как надежность [115], помехозащищенности и технологичность. Расширение возможностей систем пассивной радиолокации в части пеленгации выносит на первый план проблемы неидентичности и нестабильности приемных трактов. В случае моноимпульсной радиолокации [43, 84] высокая повторяемость АЧХ в полосе рабочих частот крайне важна для точного определения угловых координат.

Широкое распространение получают мобильные и подвижные средства ПР и радиомониторинга [93, 94], главными требования которых являются малые масса, габариты и низкое энергопотребление. Даже для комплексов стационарного базирования, для которых отсутствуют жесткие ограничения массы и энергопотребления, важными задачами являются конструктивная оптимизация, унификация и расширенный функционал.

При этом, очевидно, что достижение максимально лучших тактикотехнических характеристик не всегда возможно в связи с большим числом взаимосвязанных параметров. В большинстве случаев проектирование средств ПР требует компромисса эффективности и стоимости.

Стремление обеспечить одновременный прием по частоте и пространству делает приемники сканирующего типа на базе малогабаритного широкополосного инфрадинного преобразователя (ШИП) СВЧ [82, 83] выгодным решением в современных И перспективных разработках. Особенность инфрадинного преобразователя заключается в том, что он переводит спектр исследуемого сигнала в область промежуточной частоты за счет двойного преобразования частоты, при этом первое преобразование осуществляется вверх по оси частот, так что первая промежуточная частота находится выше полосы рабочих частот. Это позволяет получить высокую избирательность приемника практически без преселекторов, что открывает принципиальную возможность микроминиатюризации аппаратуры. ШИП СВЧ являются малогабаритными и технологичными широкополосными преобразовательными устройствами с высокими техническими характеристиками. Они имеют широких диапазон входных частот, расширенный динамический диапазон и достаточную мгновенную полосу анализа. На основе ШИП СВЧ возможно построение многоканальных приемников СВЧ способных решать весь комплекс актуальных задач комплексов ПР.

Принципиальной проблемой пассивной радиолокации является неопределенность основных параметров принимаемых сигналов: частоты, времени и направления прихода, типа и параметров модуляции и т. п. Положение усугубляется постоянным ростом требований к точности и быстродействию

9

что неизбежно выводит на первый пассивных систем, план проблему достоверности факта обнаружения полезного сигнала. Способность приемника принимать полезную информацию на фоне помех во многом определяется параметрами его приемного тракта и, в частности, динамическим диапазоном входных сигналов. Отсюда возникает необходимость совершенствования основных частей пассивной радиолокации, составных В том числе широкополосных приемных устройств СВЧ.

В работе рассматриваются три элемента современных ШПУ СВЧ – входные линейные тракты (ВЛТ), широкополосные инфрадинные преобразователи и выходные тракты – формирователи сигнала. Критерием технического уровня всех приемо-преобразовательных трактов ШПУ СВЧ принят реальный динамический диапазон (РДД) [81]. Термит впервые введён Куприяновым П. В. [81] и означает динамический диапазон, в пределах которого отклик на выходе приемного устройства однозначно говорит о наличии на входе соответствующего полезного сигнала. В работе исследуются различные аспекты расширения РДД малогабаритных ШПУ СВЧ инфрадинного типа.

При создании широкополосных приемных устройств необходимо применение новых системных и структурным подходов, которые должны позволить существенно расширить возможности аппаратуры назначения. На сегодняшний день создание малогабаритного ШПУ СВЧ с расширенным динамическим диапазоном и высокими тактико-техническими характеристиками является актуальной задачей.

### Степень разработанности проблемы

Общие вопросы построения систем и комплексов пассивной радиолокации представлены в трудах Быстрова Р. П. [65], Ильина Г. И. [76], Ричарда Г. Уайли [53], Vaccaro D. [52], Poisel R. [38], Barton D, Leonov S. A., [5]. Их внимание направлено в том числе на проблемы создания приемных устройств СВЧ.

Техника широкополосного приема на СВЧ непосредственно связана с широким спектром современного радиоэлектронного оборудования. К элементам ШПУ можно отнести цифровые и аналоговые, активные и пассивные устройства СВЧ и в том числе миллиметрового диапазона длин волн [9, 24, 34, 39, 46, 58, 59, 70, 107]. Вопросы проектирования соответствующих устройств, модулей, их узлов и элементов рассматривались в трудах Куприянова П. В. [79-83], Богдановича В. И. [64], Бова Н. Т. [62], Веселова Г. И. [68], Ильина Г. И. [76] и зарубежных авторов Ghione G.& Pirola M. [26], Steer M. [46], Роzar D. [38], Losee F. [34], Steer M. [46].

Ввиду применения техники широкополосного приема на СВЧ в военной сфере существуют определённые ограничения на открытые публикации. На сегодняшний момент в свободном доступе можно найти небольшое количество статей, непосредственно рассматривающие вопросы проектирования и создания устройств специального назначения.

Существуют отдельные статьи [79, 81] и обзорные публикации, посвященные широкополосным инфрадинным преобразователям СВЧ [32, 80, 82, 83]. Стоит отметить появление в последнее время зарубежных статей Cornwell G. [12], Fague D., Rose S. [22], Delos P. [16], в которых рассматриваются схемотехнические и технологические проблемы создания широкополосных преобразователей СВЧ.

Несмотря на растущий интерес к данной тематике в отечественной научной литературе специфики проектирования техники широкополосного приема на СВЧ уделено недостаточное внимание.

## Целью диссертационной работы

Целью диссертационной работы является расширение реального динамического диапазона малогабаритных широкополосных приемных устройств СВЧ

Для достижения поставленной цели предполагается решение следующих задач:

1. Выработка и практическая реализация схемотехнического решения входного линейного тракта ШПУ СВЧ, позволяющего увеличить верхнюю границу линейности амплитудной характеристики (ВГЛАХ) при незначительном ухудшении чувствительности.

2. Исследование возможности уменьшения уровня побочных каналов приема (ПКП) и собственных паразитных составляющих спектра (СПС), неравномерности и нестабильности АЧХ малогабаритных широкополосных инфрадинных преобразователей СВЧ.

3. Анализ возможности расширения ДД ШПУ СВЧ по критерию подавления интермодуляционных искажений 3-го порядка, основанного на линеаризации p-i-n диодного ограничителя мощности выходного тракта, нагруженного на АЦП.

#### Методы исследования

При решении поставленных задач использовались методы математического и компьютерного, в том числе трехмерного и нелинейного моделирования СВЧ устройств, численные методы расчета и анализа, методы теории цепей СВЧ [62, 88, 95] и экспериментальные исследования макетов функциональных узлов и модулей ШПУ СВЧ. Экспериментальные исследования проводились на изготовленных макетах с помощью сертифицированного и аттестованного измерительного и технологического оборудования.

### Научная новизна

Научная новизна диссертационный работы заключается в следующем:

1. Представлен новый схемотехнический подход реализации ВЛТ, позволяющий расширить ДД ШПУ СВЧ

2. Разработан системотехнический подход к созданию малогабаритных широкополосных инфрадинных преобразователей СВЧ с расширенным ДД с применением цифровой автоматической схемы питания и управления

3. Предложена методика проектирования линеаризованных выходных трактов ШПУ СВЧ, позволяющих увеличить верхнюю границу ДД в многосигнальном режиме.

#### Практическая значимость

На основе предложенного схемотехнического решения разработан ряд модулей ВЛТ с расширенным ДД и рабочим диапазоном частот от 200 МГц до 18 ГГц. Изготовлена партия модулей, вошедшая в состав поставочных образцов ШПУ СВЧ. Результаты измерений более 500 приборов показали, что предложенная конструкция обеспечила низкую неравномерность АЧХ и высокую повторяемость электрических параметров при серийном изготовлении.

Налажено промышленное производство ШИП СВЧ с автоматической схемой питания и управления. Все выпущенные приборы имеют улучшенные показатели неравномерности и нестабильности АЧХ, подавления ПКП и СПС, что обеспечило высокие тактико-технические характеристики аппаратуры назначения – мобильного комплекса пассивной радиолокации.

Выработан подход к практическому применению в выходных трактах ШПУ СВЧ, нагруженных на АЦП, p-i-n-диодной структуры, обеспечивающей защиту АЦП от выгорания и повышенную линейность передаточной характеристики выходных трактов ШПУ СВЧ.

#### Научные положения, выносимые на защиту

1. Расширение динамического диапазона широкополосных приемных устройств СВЧ более чем на 10 дБ обеспечивается оригинальной схемой входных линейных трактов за счет отключения избыточного усиления.

2. Автоматическая регулировка параметров питания и управления элементов широкополосного инфрадинного преобразователя СВЧ по предустановленному алгоритму дает возможность расширения реального ДД на 5–10 дБ за счет уменьшения уровней побочных каналов приема и собственных

паразитных составляющих, а также неравномерности и нестабильности амплитудно-частотной характеристики.

3. Линеаризация амплитудной характеристики ограничителя мощности выходного тракта широкополосного приемного устройства СВЧ, нагруженного на АЦП, за счет выбора оптимальной толщины базового i-слоя p-i-n диода ведет к расширению ДД по критерию интермодуляционных искажений 3-го порядка на 10 дБ.

#### Достоверность результатов диссертации

Достоверность полученных результатов подтверждается использованием известного и апробированного математического аппарата, современных пакетов САПР (HFSS, AWR, CST Studio, Altium Designer). Точность расчетов при проектировании и моделировании подтверждаются результатами макетирования и экспериментальных исследований, полученных с использованием поверенных средств измерений.

#### Апробация работы

Результаты работы докладывались и обсуждались на ряде международных и всероссийских конференций:

- 29-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Россия, Севастополь, 2019 г.

- VII Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ», Санкт-Петербург, 2018 г.

- Научно-техническая конференция АО «НПП «Исток» им. Шокина» «СВЧ электроника-2018.75 лет развития», Фрязино, 2018 г.

- VI Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ», Санкт-Петербург, 2017 г.

14

- VI Всероссийская научно-техническая конференция по обмену опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем «СВЧ-2016», Омск, 2016 г.

- IX Всероссийский семинар по радиофизике миллиметровых и субмиллитровых волн, Нижний Новгород, 2013 г.

- Научно-техническая конференция молодых ученых и специалистов ФГУП «Исток», г. Фрязино, 2010 г.

## Публикации

По теме диссертационной работы опубликованы: 1 статья в журналах индексируемых в международных базах данных, 6 статей в журналах включенных в перечень изданий, рекомендованных ВАК РФ (1 без соавторов). 9 работ в трудах Международных и Всероссийских конференций, получено 4 патента на изобретения.

#### Личный вклад автора

Статья [102] входящая в перечень ВАК написана автором лично.

Личный вклад соискателя в опубликованных в соавторстве работах состоит:

1. В постановке задачи и интерпретации результатов исследования моделирования многосигнального режима работы p-i-n-диодных ограничительных устройств выходного тракта ШПУ СВЧ [100, 101, 103]

2. В проведении практических исследований схемотехнических и параметрических способов линеаризации выходного тракта ШПУ СВЧ [103]

3. В проектировании и конструировании входных линейных модулей ШПУ СВЧ [73, 102, 105]

4. В идее введения выходного управляемого аттенюатора в схему усилителя с отключаемыми каскадами усиления [102]. 5. В разработке субмодулей приемного и передающего тракта, а также расчетах структурных схем приемо-передающего модуля 8-мм диапазона длин волн [57].

6. В подготовке и проведении экспериментальных исследований модуля ШИП СВЧ, построенного по схеме с возвратным гетеродинированием [104]

## Реализация и внедрение результатов работы

Результаты диссертационной работы использованы при разработке модулей и устройств для ШПУ СВЧ в АО «НПК «ТРИСТАН».

На основе предложенных конструкторских и схемотехнических решений разработан целый ряд широкополосных приемных устройств СВЧ, усилительных, коммутационных и преобразовательных модулей с рабочим диапазоном частот от 200 МГц до 40 ГГц. Потребителю было поставлено более 500 приборов. Модули продемонстрировали высокие электрические характеристики, надежность и повторяемость параметров, что обеспечило соответствие требованиям назначения аппаратуры мобильного комплекса пассивной радиолокации «Автобаза-М».

## Структура и объем работы

Диссертационная работа состоит из введения, пяти глав, заключения, приложения, списка использованных источников; содержит 52 рисунка, библиографический список из 116 наименований – всего 130 страниц.

### Краткое содержание работы

Во <u>введении</u> проведен анализ состояния ШПУ СВЧ в настоящее время, определены основные требования к ШПУ в современных комплексах пассивной радиолокации, обоснована актуальность темы исследования. Сформулированы цели и задачи диссертационной работы. Приведены научные положения, выносимые на защиту, отмечены практическая значимость и новизна работы. Представлены сведения о публикациях, личном вкладе автора в совместных работах, структуре и объеме диссертации.

В <u>первой главе</u> сформулированы требования к современным ШПУ СВЧ. Рассмотрены схемотехническое построение и принцип функционирования основных элементов ШПУ СВЧ. Определены направления исследования в части входных линейных трактов, инфрадинного широкополосного преобразователя и выходных трактов ШПУ СВЧ.

Рассмотрены комплекс технических параметров и ключевые электрические характеристики ШПУ СВЧ. Представлено определение реального динамического диапазона ШПУ. Проанализированы критерии и факторы ограничения нижней и верхней границ реального динамического диапазона функциональных частей ШПУ СВЧ. Раскрыты проблемы расширения РДД и поставлены задачи диссертационной работы.

Во <u>второй главе</u> рассмотрены модели построения ВЛТ. Рассмотрены пути схемотехнической оптимизации модулей ВЛТ. Разработана оригинальная схема построения ВЛТ с отключением усилительных каскадов и введением в тракт управляемого аттенюатора, позволяющая расширить ДД ШПУ СВЧ. Представлена реализация данной идеи во входном линейном модуле ШПУ диапазона 8–18 ГГц и результаты экспериментальных исследований.

Во <u>третьей главе</u> представлены этапы развития отечественных ШИП СВЧ и проведена оценка состояния устройств на сегодняшний день. Определены факторы ограничения ДД ШИП СВЧ. Рассмотрены системотехнические пути расширения ДД. Предложены технические решения, на основе автоматической схемы питания и управления, позволяющие снизить неравномерность и нестабильность АЧХ, увеличить подавление ПКП и СПС. Представлены результаты измерения малогабаритного модуля ШИП СВЧ с расширенным ДД.

В <u>четвертой главе</u> рассмотрены основные вопросы работы ШПУ СВЧ в многосигнальном режиме. Проведен анализ путей расширения ДД по критерию интермодуляционных искажений. Предложены схемотехнические подходы проектирования выходных трактов ШПУ СВЧ. Предложен оптимальный подход на

основе линеаризации ограничителя мощности. Представлены результаты экспериментальных исследований ограничителей на основе p-i-n диодов различной структуры.

В <u>пятой главе</u> представлено внедрение результатов диссертационной работы. Новые входные усилители с отключаемыми каскадами 4 литеры в диапазоне 2–18 ГГц и ШИП СВЧ в том же диапазоне позволили существенно уменьшить массу и габариты приемного устройства аппаратуры назначения и упростить его конструкцию. Также отмечено расширение ДД комплекса на 5–7 дБ при улучшении стабильности и равномерности амплитудно-частотных характеристик.

В заключении сформулированы основные результаты работы.

## ГЛАВА 1. ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

Современный ШПУ СВЧ должен соответствовать высоким требованиям по множеству технологических и электрических параметров. Очевидно основными требованиями являются широкие диапазон рабочих частот и полоса пропускания, высокие чувствительность и расширенный динамический диапазон. Однако для ШПУ СВЧ важны такие характеристики как помехоустойчивость, быстродействие, надежность, масса, габариты, экономичность и другие. При растущей функциональной нагруженности аппаратуры применения на приемное устройство СВЧ дополнительные требования накладываются к неидентичности, повторяемости и устойчивости электрических характеристик. Важнейшую роль для достоверного анализа в реальных условиях сложной электромагнитной обстановки играет реальный динамический диапазон [81] ШПУ СВЧ.

Очевидно, что при проектировании приемных устройств для сложных многофункциональных систем всегда будут необходимы гибкость и компромиссные решения. Расширение РДД – это сложная научно-техническая задача, которая должна решаться с учетом всех требований. Исследование возможностей создания малогабаритного ШПУ СВЧ с расширенным реальным динамическим диапазоном требует анализа специфики и особенностей таких устройств. Для этого необходимо рассмотреть структуру и основные составные части ШПУ СВЧ, проанализировать механизмы влияния на РДД, определить комплекс ключевых параметров и сформулировать соответствующие задачи.

#### 1.1 Общие требования к современным ШПУ СВЧ

Требования к ШПУ СВЧ зависят от условий применения и задач аппаратуры назначения. Приемники СВЧ систем пассивной радиолокации работают в том числе с зондирующими сигналами радиолокаторов [60]. Такие сигналы могут сильно различаться по структуре и форме. Как правило это импульсы с фазовой или частотной модуляцией. Их длительность может варьироваться от нано- до миллисекунд, а период повторений составлять от сотен Гц до нескольких МГц. Некоторые радары сконструированы таким образом, чтобы обеспечивать наименьшую вероятность обнаружения. Они могут генерировать сигналы изменяемой формы с расплыванием или расширением спектра. Такие радары работают с предельно низкими мощностями зондирующего сигнала, что обеспечивает минимальную заметность. Система пассивной радиолокации работает с априори неизвестными сигналами различной формы, амплитуды и частоты. Ее задача измерить ряд характеристик принятого сигнала с целью идентификации источника излучения. К таким характеристикам относятся амплитуда, частота несущего колебания, поляризация, время и направление прихода, период и длительность повторений импульсов [67].

Большая часть РЭС используют вращающие антенны с направленными диаграммами излучения, поэтому прием излучения при произвольном положении антенны РЛС в заданный момент времени носит вероятностный характер. При этом по характеру использования многие радиоэлектронные средств включаются на излучение кратковременно, что ограничивает время приема и обработки сигналов [65].

Средства ПР могут обнаруживать работающие РЭС на определённой дальности, в конкретном направлении, на данной частоте и только в определённый момент времени, имея возможность приема простых и сложных сигналов с неизвестной структурой. Таким образом прием сигналов будет слагаться в основном из обнаружения по направлению и частоте [65].

При выборе **рабочей полосы частот** ШПУ СВЧ для комплексов ПР руководствуются критериями, свойственными этой области применения. Для пассивной локации основными источниками излучения являются РЛС, радионавигационные и радиотелеметрические системы. Частоты большинства РЭС расположены в СВЧ диапазоне. Крайне важно чтобы обнаружение сигналов обеспечивалось в полном или расширенном диапазоне частот. Рабочая полоса частот ШПУ СВЧ должна быть не меньше диапазона частот источников излучения

и находиться в пределах от 100 МГц до 18 ГГц. Также в некоторых случаях целесообразно расширение полосы рабочих частот до 40 ГГц [25].

Так как в пассивной радиолокации приемнику СВЧ необходимо обеспечить прием сигналов с различными уровнями, при сканировании обнаружение сигнала и его поиск производится в режиме предельной чувствительности [61, 66, 69, 87, 99]. Одновременно для минимизации вероятности ложного обнаружения необходимо обеспечить требуемую селективность и максимальный динамический диапазон.

Одним из важнейших показателей технического уровня ШПУ СВЧ является динамический диапазон уровней входных сигналов. Динамический диапазон имеет множество факторов ограничения и критериев оценки. Для различных случаев применяют различные способы оценки динамического диапазона. Современный уровень техники и технологии широкополосного приема на СВЧ позволяет достигать высоких значений динамического диапазона, до 50 дБ и более при полосе анализа не менее 500 МГц [81, 82, 83]. В настоящей работе рассматривается реальный ДД, который учитывает все факторы ограничения.

ШПУ СВЧ Немаловажной характеристикой является помехозащищенность. Практика показывает, что обычным режимом работы станции ПР является работа в условиях воздействия различного рода помех. Входные цепи приемное устройство должны содержать устройства защиты и фильтрации ОТ активных пассивных помех [38]. Для обеспечения И избирательности диапазон входных сигналов делится на поддиапазоны, определяемые параметрами преселекторов [90]. Как правило поддиапазоны составляют половину и менее октавы. Входные устройства должны обладать устойчивостью к воздействию помеховых непрерывных и импульсных сигналов большой мощностью. В зависимости от диапазона максимальная мощность непрерывного сигнала на входе может варьироваться от 1 до 100 Вт [38]. На практике значение требуемой максимально допустимой мощности выбирают на уровне 5 Вт.

21

Так как сканирование полного диапазона входных частоты происходит последовательно, приемник СВЧ имеет определённое **быстродействие**. Темп обзора в этом случае зависит от мгновенной полосы анализа, скорости перестройки частоты настройки и алгоритма обнаружения. Увеличение скорости перестройки частоты настройки желательно, однако не всегда является оправданным с экономической и технологической точки зрения. На сегодняшний день приемлемое значение временем перестройки составляет 1 и менее мс.

Выбор **мгновенной полосы анализа** также требует компромиссный подход. Применение современными РЛС широполосных сигналов [38, 67] требует широкую полосу анализа, которая задает соответствующее требование к полосе пропускания сквозного тракта широкополосного инфрадинного преобразователя, входящего в состав ШПУ СВЧ. Основным параметром, определяющим сквозной тракт ШИП СВЧ можно назвать мгновенную АЧХ. Мгновенная или сквозная АЧХ в свою очередь имеет определенную неравномерность. Так как работа в реальных условиях подразумевает наличие источников близких по частоте несущей, форма мгновенной АЧХ определяет избирательность по соседнему каналу.

Выбор промежуточной частоты зависит в том числе от аппаратуры анализа. В случае с аналого-цифровым преобразователем в качестве устройства обработки, мы можем говорить об однозначности определении частоты входного сигнала только при следующем условии. Полоса частот входного для АЦП сигнала должна быть ограничена, с целью исключения наложения спектров выборок [29, 30]. А, следовательно, на избирательность приемника непосредственно также влияет АЧХ, а именно коэффициент прямоугольности, сквозной полосы ШИП СВЧ.

На сегодняшний день мгновенная полоса анализа приемника ПР может составлять от 500 МГц до 4 ГГц [38, 45]. Выбор широкой более 1 ГГц полосы не всегда является оправданный в силу ухудшения динамических, экономических и массогабаритных показателей.

**Неидентичность, неравномерность и нестабильность АЧХ** являются не только ограничивающим фактором ДД, но и приводят к невозможности применения ШПУ СВЧ для решения специальных задач. Так в настоящее время

становится все более востребованным подход, в котором одиночная станция комплекса пассивной радиолокации используется в качестве пеленгатора. Система в таком случае строиться на базе многоканального приемного устройства СВЧ. С точки зрения электрических характеристик именно к многоканальным приемникам СВЧ предъявляются наиболее жесткие требования. При использовании моноимпульсной радиолокации ключевыми являются фазовая и амплитудная частотные характеристики СВЧ трактов. В силу относительной простоты технической реализации на сегодняшний день в ПР распространен амплитудный тип пеленгования, методом сравнения сигналов, одновременно принятых по нескольким пространственным каналам [43]. Ошибка пеленгования напрямую зависит от неидентичности коэффициентов передач в соответствующих каналах. На ряду с антеннами и аппаратурой анализа значение неидентичности коэффициентов передач зависит от ШПУ СВЧ. Ввиду широкой полосы рабочих частот, функциональной нагруженности и как следствие большого количества СВЧ элементов ШПУ СВЧ в большей степени определяет АЧХ трактов в многоканальной приемной системе. Приемные тракты должны обладать малой неидентичностью и неравномерностью АЧХ, высокой устойчивостью К механическим и температурным воздействующим факторам.

Приемники в многоканальных системах в пассивной радиолокации, включающие в себя два и более преобразовательных тракта, обладают также соответствующими конструктивными требованиям. Одной из ключевых задач при проектировании ШПУ СВЧ является малогабаритность, унификация И технологичность аппаратуры [19, 76, 85]. Возможность установки как МШУ, так и преобразователей СВЧ в непосредственной близости от антенной системы позволяет построить компактную систему С высокими техническими характеристиками. Однако такое решение возможно только в том случае аппаратура имеет достаточно низкие массу и геометрические размеры.

Очевидно, что значимость массогабаритных показателей также напрямую зависит от типа базирования системы. Для мобильных и портативных станций существенное улучшение электрических характеристик не считается ключевым фактором при проектировании. Для ШПУ, входящие в состав комплексов стационарного базирования, акцент от минимальных стоимости и габаритов смещается в сторону достижения наилучших показателей технических параметров.

К приемным устройствам предъявляются также дополнительные технологические требования. Как составляющая часть конструктивно и технически сложной системы, они должны обладать соответствующей конструктивной гибкостью, унифицированностью и эргономичностью.

При проектировании ШПУ СВЧ, особенно в гражданских сферах применения, руководствуются конечной **стоимостью** изделия. Широкополосные сканирующие приемники, сочетающие в себе преобразовательное устройство и АЦП [29, 30], также находят в задачах радиомониторинга [93, 99]. Малогабаритные и относительно дешевые ШПУ СВЧ обеспечивают базовые возможности приема и анализа с приемлемым быстродействием при низкой стоимости. Для увеличения полосы мгновенного анализа и расширения возможностей аппаратуры также могут быть использованы многоканальные приемные устройства [86] и АЦП, однако это существенно усложняет обработку и удорожает аппаратуру. Для гражданских систем радиомониторинга на первый план выходит компромисс цены и технических возможностей.

Сегодня ШПУ СВЧ должно быть устройством с широкими техническими и функциональными возможностями, способный повысить эффективность аппаратуры назначения. Способность радиоэлектронной аппаратуры выполнять дополнительные функции позволит разгрузить и упростить систему управления комплекса, тем самым повысить ее надежность.

Подводя итоги, можно сказать, что современный ШПУ СВЧ – компактный, многофункциональный, высокотехнологичный прибор с высокими тактикотехническими характеристиками.

## 1.2 Ключевые электрические характеристики ШПУ СВЧ

24

Рабочий диапазон частот, мгновенная полоса анализа, чувствительность, динамический диапазон являются параметрами, определяющие эффективность работы приемного устройства СВЧ комплексов пассивной радиолокации [61, 66, 69, 87, 99].

Очевидно, что для любых приемных устройств одним из приоритетных требований является высокая чувствительность. *Чувствительность* [13, 61, 66, 69, 87, 99] определяет минимальный уровень входного сигнала, который может быть принят и в дальнейшем обработан. Применительно к ШПУ СВЧ этот параметр в меньшей степени информативен, так как зависит от эквивалентной полосы, способа обработки и свойств аппаратуры анализа.

Однако чувствительность любого приемника СВЧ в конечном счете ограничена шумами внешних источников, принятых антенной, и рожденными внутренними электрическими схемами самой системы. Внутренние источники шума включают в себя тепловой амплитудную и фазовую составляющую. Внутренний шум возникает по той же причине, что и внешний – теплового движения электронов. Так как в любой точке схемы одновременно присутствует полезный сигнал (S) и шум (N), их соотношение равно:

$$SNR = S / N \tag{1.1}$$

Отношение сигнал/шум на входе системе ( $SNR_{ex}$ ) к отношению сигнал/шум на выходе ( $SNR_{eblx}$ ) всегда больше единице и известно, как коэффициент шума (F):

 $F = SNR_{ex} / SNR_{eblx}$ (1.2)

Он же, выраженный в децибелах, также называется шум фактором (*NF* или *F* [дБ.])

$$NF = 10 \cdot \log F \tag{1.3}$$

Коэффициент шума - один из ключевых параметров ШПУ СВЧ [13, 61, 66, 69, 87, 99]. Его минимизация является крайне важной задачей. Как показывает практика, достижение предельных значений коэффициента шума ШПУ СВЧ в основном зависит от выбора элементной базы и схемотехнической реализации входного линейного тракта. Низкий коэффициент шума соответственно обеспечивает высокую чувствительность и дальность действия системы.

Вырабатываемый тепловой шум в цепях приемного устройства является тепловым, не содержит никаких частотных дискретных составляющих и может быть определен как «гауссовский». Шумовая мощность может быть рассчитана интегрированием шумовой плотности в шумовой эквивалентной полосе приемного тракта. В случае ШПУ СВЧ последняя определяется полосой пропускания. Уровень индуцируемого шума определяет предельную чувствительность приемника.

Как и у любого устройства преобразования помимо невозможности приема сигнала за счет конечной чувствительности у широкополосного приемника существует вероятность неоднозначности определения частоты. Происходит это за счет в том числе наличия *побочных каналов приема* (ПКП) и *собственных паразитных составляющих* (СПС) [61, 66, 69, 87, 99]. Побочные каналы приема связаны с паразитными комбинационными частотами преобразования, возникающими в трактах приемного устройства.

Общая формула ПКП [20]:

$$f_{\Pi K\Pi} = 1/n * f_{\Pi \Psi} + m/n * f_{\Gamma eT.},$$
(1.4)

где m, n – целые, положительные и отрицательные числа. n может быть нулем.

 $f_{\Pi K\Pi}$  – частота побочного канала приема

 $f_{\Pi \Psi}$  – частота промежуточной частоты.

 $f_{\text{гет}}$  – частота гетеродина

Появление наиболее мощных ПКП и СПС обусловлено присутствием нежелательных дискретных составляющих в гетеродинных трактах.

Помехоустойчивость [61, 66, 69, 87, 99] ШПУ СВЧ напрямую зависит от подавления ПКП и уровня СПС. Подавление побочных каналов приема ( $\alpha_{\Pi K\Pi}$ ) является относительной величиной так как зависит от уровня сигнала на входе. При определении подавления ПКП необходимо указывать мощность входного сигнала. СПС, хотя и имеют схожую природу появления, не являются комбинацией входного сигнала. Уровень СПС ( $P_{C\Pi C}$ ) измеряется абсолютным значением, равным мощности паразитного сигнала на выходе ШПУ СВЧ.

За счет применения инфрадинного типа преобразования в ШПУ СВЧ удается значительно увеличить подавление прямого, зеркального и полузеркального канала. Однако наличие двух и более преобразований ставит достаточно жесткие требования к чистоте спектра в гетеродинных трактах. Важной задачей на этапе проектирования являются тщательный схемотехнический анализ и выбор частотного плана [12].

Важной расчетной характеристикой, определяемой параметрами как самого ШПУ СВЧ, так и аппаратуры обработки, является коэффициент передачи. Минимальное значение коэффициента передачи СВЧ части приемника рассчитывается исходя из динамического диапазона АЦП и его разрядности. В отличии от минимального номинальное значения коэффициента передачи выбирается уже с учетом температурного ухода и технологического запаса [20, 39].

Вне зависимости от абсолютного значения номинального коэффициента передачи, отклонение от него будет означать ухудшение параметров системы и в том числе ДД. Коэффициент передачи ШПУ СВЧ всегда имеет неравномерность. ШПУ СВЧ имеет различную природу появления неравномерности АЧХ. Общая неравномерность складывается из неравномерности мгновенной АЧХ и перепада передаточной характеристики в рабочей полосе частот. Последняя равна разнице максимального и минимального среднего значения коэффициента передачи в настройки. Неравномерность мгновенной АЧХ частоты зависимости OT определяется для каждой частоты настройки при измерении коэффициента передачи в сквозной полосе частот. Очевидно, что важной задачей для расширения ДД при проектировании ШПУ СВЧ является минимизация обоих типов неравномерности.

Наличие преобразовательных и усилительных элементов в ШПУ СВЧ очевидно означает нелинейность передаточной характеристики. Для ее оценки используют понятие однодецибельной компрессии коэффициента передачи (*P*<sub>1dB</sub>) [34, 50]. Точка *P*<sub>1dB</sub> определяет верхнюю границу линейности амплитудной характеристики в односигнальном режиме. Технические характеристики в части нелинейных искажений сигнала при одночастотном воздействии обычно отражают

только искажения, оцениваемые по второй гармоники по сравнению с уровнем основной гармоники на выходе. При заданном уровнях входного сигнала  $P_{ex}$  и подавления второй гармоники ( $IM_2$ ) может быть рассчитана их точка пересечения, пересчитанная ко входу:

$$IP_2 = IM_2 + P_{\rm BX} \tag{1.5}$$

Точка *IP2* также, как и  $P_{1dB}$  определяют ВГЛАХ системы [50]. Однако для ШПУ СВЧ важным является как функционирует устройство в реальных условиях с двумя и более сигналами. Для двухсигнального режима на выходе устройства в числе прочих всегда образуются продукты смешения высших гармоник. Разностночастотные искажения, вырабатываемые в результате смешений, называются интермодуляционными.

Как и в случае, односигнального режима, можно рассчитать мнимую точку пересечения n-ого порядка:

$$IPn = P_{IMn}/(n-1) + P_{BX}, \qquad (1.6)$$

где  $IP_n$  – входная точка пересечения n-ого порядка, дБм;

*IM<sub>n</sub>* – разница между уровнем интермодуляционных продуктов n-ого порядка и уровнем двух основных гармоник входного сигнала, дБ; P<sub>вх</sub> – уровень каждого из двух входных сигналов, дБм

В большинстве случаев указывают точку пересечения 3-го порядка:

$$IP_{3} = IM_{3} / 2 + P_{\rm BX} \tag{1.7}$$

Точка пересечения интермодуляционных искажений определяет максимальный уровень сигнала в многосигнальном режиме работы, принятый с допустимым уровнем искажений [13, 47].

Необходимо отметить, что вышеперечисленные параметры тесно связаны друг с другом. Так, к примеру, улучшение помехозащищенности означает увлечение фильтрующих элементов, что в свою очередь неизбежно приводит к ухудшению неравномерности и температурной нестабильности АЧХ. Оптимизация ШПУ СВЧ – это прежде всего поиск технических компромиссов.

## 1.3 РДД ШПУ СВЧ

Параметр любого нелинейного устройства, в том числе ШПУ СВЧ, который определяет способность работать с сигналами разного уровня, является динамический диапазон. По «классическому» определению [69] ДД — это отношение значений максимального к минимальному входному сигналу, который может быть принят без искажений:

$$\mathcal{A}\mathcal{A} = P_{\text{BX.Makc.}} / P_{\text{BX.MuH}} \tag{1.8}$$

Однако, реальные условия применения ШПУ СВЧ предполагают различные подходы к определению ДД. Так как приемник ПР практически всегда работает в сложной электромагнитной, одной из ключевых проблем становится однозначность приема полезного сигнала. Другими словами, потребитель информации должен быть уверен, что отклик на выходе приемника однозначно является откликом от соответствующего полезного сигнала, а не является, к примеру, интермодуляционным или комбинационным продуктом преобразования сигнала в приемнике.

Для этого входной сигнал должен лежать в определенных границах в пределах динамического диапазона ШПУ. Динамический диапазон, в пределах которого отклик на выходе приемного устройства однозначно говорит о наличии на входе соответствующего полезного сигнала, называется реальным динамическим диапазоном [81].

В общем случае часто принимают максимальный динамический диапазон как отношение точки однодецибельной компрессии и чувствительности. Чувствительность при этом рассчитывается при минимальной эквивалентной полосе пропускания и, по сути, определяется тепловыми шумами по Найквисту. Однако на практике ограничение ДД происходит за счет появления продуктов преобразования обусловленного нелинейности широкополосного смесителя. Несмотря на ограничение спектра полосой пропускания приемного устройства продукты искажений могут повлиять на достоверность конечной полученной информации приемника СВЧ. Поэтому реальный динамический диапазон меньше ДД по «классическому» определению (рис. 1.1.), однако именно он является актуальным критерием оценки технического уровня ШПУ СВЧ.

ДД, определяемый точкой <i>P1dB</i> и тепловыми шумами.	ДД, свободный от интермодуля- ционных искажений	ДД, свободный в том числе от ПКП	ДД с учетом неравномерности и нестабильности АЧХ	Реальный динамический диапазон (РДД
---	--	--	---	---

Уровень шумов по Найквисту

Рисунок 1.1. Сравнение максимального динамического диапазона по «классическому» определению и реального динамического диапазона.

Далее определим критерии нижней и верхней границ РДД.

## 1.3.1 Нижняя граница РДД

Нижняя граница РДД ШПУ СВЧ определяется тепловыми шумами и дискретными паразитными сигналами, мощность которых не зависит от уровня входного сигнала. РДД ограничен предельной чувствительностью, обусловленной флюктуационными шумами приемного тракта. Предельная чувствительность в заданной эквивалентной полосе частот рассчитывается по формуле Найквиста и определяет теоретический минимальный уровень сигнала, который может быть:

$$P_{\rm BX.MMH} = kT_0 \Delta f F_{\rm IIIIII} \tag{1.9}$$

где k – постоянная Больцмана; T – температура окружающей среды;  $F_{\text{ШПУ}}$  – коэффициент шума ШПУ СВЧ;  $\Delta f$  – эквивалентная полоса частот

По сути, предельная чувствительность равна уровню шумов ( $P_{\text{noise}}$ ):  $P_{\text{вх.мин}} = P_{\text{noise}}$ 

При этом фактический уровень наименьшего сигнала, который может быть обработан, зависит от множества факторов, в числе которых характер сигнала, вид

анализа и конечной цели анализа. Очевидно, что главным образом нижнюю границу РДД определяет коэффициент шума и соответственно должен быть минимизирован.

Дополнительный фактор ограничения РДД связан с наличием собственных паразитных составляющих (СПС). Они появляются в результате комбинаций внутренних паразитных генераций и приводят к появлению ложного отклика на выходе преобразователя в отсутствии сигнала на входе. Чтобы однозначно обработать полезный сигнал, его уровень должен быть больше уровня СПС. Таким образом СПС задает нижнюю границу реального ДД:

 $P_{\rm BX.MUH} = P_{\rm BX.CIIC} \tag{1.10}$ 

где *P*<sub>вх.спс</sub> – мощность максимальной СПС, приведенная ко входу;

## 1.3.2 Верхняя граница РДД

Определение уровня максимального сигнала, при котором он может передаться без искажений через приемный тракт, имеет несколько критериев. Входной сигнал искажается, если его уровень находится вблизи или превышает верхнюю границу линейной амплитудной характеристики.

В односигнальном режиме работы искажения возникают за счет роста гармоник второго и высших порядков. В этом случае верхним пределом РДД принято считать точку 1-дБ компрессии (*P*<sub>1dB</sub>).

При работе приемного устройства с двумя и более входными сигналами верхняя граница ДД определяется заданным уровнем интермодуляционных искажений третьего порядка (*P*<sub>IM3</sub>). В идеальном случае амплитуда ИМИ, определяемая уровнем входного сигнала (*P*<sub>вх</sub>), должна быть меньше уровня шумов:

 $P_{\text{вх.макс}} = P_{\text{вх}},$  при которой  $P_{IM3} \le P_{\text{noise}}$  (1.11)

Также ограничение РДД связано с наличием побочный каналов приема. Их появление является следствием собственных паразитных генераций в приемном тракте. При наличии ПКП существует вероятность получить ложный отклик на выходе приёмного устройства. Таким образом, верхняя граница РДД определяется

уровнем сигнала (*P*<sub>ПКП</sub>) на входе, приводящего к появлению ложного отклика, равному порогу чувствительности приемника.

 $P_{\text{вх.макс}} = P_{\Pi K\Pi}$ , при которой  $P_{\Pi K\Pi} \le P_{\text{noise}}$  (1.12)

Таким образом, полезный сигнал на данной частоте настройки находиться в пределах РДД, если:

- его уровень превышает предельную чувствительность и уровень наибольшего СПС

- его значение ниже  $P_{1dB}$ 

- в двухсигнальном режиме ИМИ не больше заданного значения

- уровень ПКП при соответствующем уровне сигнала не превышает нижней границы РДД.

При этом необходимо различать полный и мгновенный ДД. Мгновенный ДД определяется в заданный момент времени и служит для оценки действующих минимального и максимального принимаемых значений входного сигнала.

Однако тактика применения для систем ПР предполагает возможность изменение параметров ШПУ СВЧ в соответствии с актуальной электромагнитной обстановкой. В большинстве случаев приемник СВЧ работает в режиме предельной чувствительности. Такой режим подразумевает минимальный коэффициент шума и максимальный коэффициент передачи приемного тракта. Однако, к примеру, в условиях воздействия помех большой мощности в избежание перегрузки приемных трактов необходимо уменьшение коэффициента передачи по входу. При уменьшении коэффициента передачи соответственно увеличится значение максимально возможного сигнал, который может быть принят без искажений. Как правило, мгновенный ДД не изменяется, а его границы смещаются в сторону больших значений. В данным случае речь идет уже о полном ДД. Полный ДД равен отношению максимального и минимального значениями входного сигналами, прием которых может обеспечить ШПУ СВЧ посредствам изменения режимов работы. Очевидно, что важной задачей является расширение как мгновенного, так и полного ДД.

## 1.4 Основные составные части ШПУ СВЧ

Типовая схема приемника СВЧ системы пассивной радиолокации представлена на рисунке 1.2.



Рисунок 1.2. Упрощенная схема приемника СВЧ

Она включает в себя ШПУ СВЧ с антенной системой [41, 91], обеспечивающее обнаружение и прием излучений, а также аппаратуру обработки сигналов [29, 30], позволяющую производить измерение принятых сигналов, обрабатывать и хранить информацию. ШПУ СВЧ функционально состоит из трех частей: входного линейного тракта, тракта преобразования и выходного тракта.

Рассмотрим типичную диаграмму уровней ШПУ СВЧ с заданными параметрами трактов



Рисунок 1.3. Типичная диаграмма уровней ШПУ СВЧ, где 1 – входной линейный тракт, 2 – преобразовательный тракт, 3 – выходной тракт, при  $F_{BЛT} = 10$ дБ,  $G_{BЛT} = 30$ дБ,  $F_{\Pi T} = 20$ дБ,  $G_{\Pi T} = 10$ дБ,  $F_{BыхT} = 5$ дБ,  $G_{BыxT} = 10$ дБ и эквивалентной полосе 500 МГц

Приемник СВЧ должен работать с сигналами в очень широком диапазоне уровней, ограниченный собственными шумами и максимальным безопасным входным уровнем. Этот диапазон или полный ДД может простираться от -80 до + 30 дБм, перекрывая около 110 дБ. Так как аппаратура анализа — это АЦП с ограниченным около 50 дБ динамическим диапазоном [29, 30], чтобы перекрыть весь диапазон требуется изменение установок режимов элементов ШПУ СВЧ.

Внутри всего диапазона можно использовать только определенные окна, которые должны быть согласованы с аппаратурой анализа и текущей мгновенной полосой с помощью регулировки коэффициента усиления.

От значения коэффициента передачи зависят два ключевых параметра ШПУ СВЧ – чувствительность и динамический диапазон. Для предотвращения перегрузки преобразовательного и последующих трактов входной сигнал с высоким уровнем должен подвергаться ослаблению. Величина, на которую требуется уменьшить коэффициент передачи ВЛТ, зависит в большей степени от характеристик широкополосного преобразовательного тракта. Уровень сигнала на его входе должен быть ниже его точки однодецибельной компрессии. Превышение допустимого уровня входного сигнала преобразовательного тракта приводит к искажению и появлению ложных сигналов на выходе ШПУ СВЧ.

Приемник СВЧ должен иметь возможность работать в нескольких режимах. Так как приемник ПР работает с сигналами априори неизвестного уровня важно иметь минимальные уровни собственных шумов. В случае работы с сигналами с уровнем близким к предельной чувствительности для минимизации потерь усиление во входном линейном тракте должно быть избыточным. Такой режим работы ШПУ СВЧ можно назвать режимом предельной чувствительности.

Также необходим прием сигналов большой мощности, где требуется уменьшение усиления. Общий коэффициент передачи ШПУ СВЧ при этом уменьшается, обеспечивающим низкие искажения и отсутствие побочных каналов приема. Такой вариант включения подразумевает, что приемник работает в верхнем окне входных уровней и не может принять сигналы малого уровня.

На практике в реальных условиях необходим также третий промежуточный вариант эксплуатации, когда работать необходимо с высокой, но не максимальной, приемлемой чувствительностью, но при этом на вход действует помеха большой мощности. В этом случае усиление должно быть уменьшено, но при этом чувствительность ШПУ СВЧ не ухудшена или ухудшена незначительно. Другими слова третий режим – режим с максимальным мгновенным реальным динамическим диапазоном.

Описанные выше режимы работы и структура ШПУ СВЧ определяют его принцип функционирования. Каждая из составных частей выполняет свою задачи и имеет ряд специфических требований. При этом каждая часть является звеном системы с последовательно включенными элементами. Поэтому итоговое значение РДД будет определяться худшим из них.

## 1.4.1 Входной линейный тракт

ВЛТ представляет собой модули малошумящих усилителей с расширенным функционалом [55, 72, 78]. Основной задачей является передача принятого антенной системой сигнала на преобразовательный тракт.

Одновременно важными требованиями являются обеспечение защиты последующих каскадов от воздействия помех, фильтрация сигналов, а также возможность регулировки коэффициента передачи [55, 72, 78]. В состав ВЛТ входит входной ограничитель мощности, система коммутации и схема регулировки усиления. Усилительные модули также выполняют роль преселектора ШПУ СВЧ. Входной диапазон премного устройства перекрывается полуоктавными или октавными частотными интервалами, соответствующие рабочим частотам модулей ВЛТ.

ВЛТ для ШПУ СВЧ служит входным элементом и к нему предъявляются соответствующие требования в части электрических характеристик. Исходя их формулы Фрииса, ВЛТ в большей степени определяет чувствительность приемного устройства. Приоритетной задачей при разработке устанавливается необходимость обеспечить минимальный коэффициент шума.

Модули МШУ устанавливаются в непосредственной близости от антенной системы. Это обстоятельство накладывает определённые требования в части конструкции изделий. Одной из задач при проектировании является минимизация их массы и линейных размеров.
В зависимости от схемы построения, частотного диапазона и алгоритма работы системы зависит конструкция, схемотехническое построение и функциональная нагруженность входных усилителей.

Современная элементная база СВЧ позволяет реализовать довольно высокие характеристики таких усилителей по полосе рабочих частот, коэффициенту шума, коэффициенту усиления, линейности амплитудной характеристики и другим параметрам [2, 8, 55, 72, 78]. Коэффициент шума таких устройств с учетом пассивных защитных цепей составляет от 5 до 10 дБ с уровнем *Р*<sub>1dB</sub> до +20 дБм. Значение ДД ВЛТ с учетом реальных параметров ШПУ составляет 50 и более дБ. До недавнего времени такие параметры вполне удовлетворяли требованиям «потребителя» - аппаратуры обработки сигналов.

Именно аппаратура обработки сигнала ограничивала до сих пор мгновенный динамический диапазон средств пассивной радиолокации. С переходом на цифровую элементную базу ситуация начала меняться. Последние успехи в технике и технологии аналогово-цифровых преобразователей [29, 30] позволяют аппаратуре обработки сигналов достигать динамики в 50 дБ уже сейчас. Стало очевидным, что в ближайшей перспективе именно ДД аналоговых СВЧтрактов может стать самым "узким" местом широкополосных приемников СВЧ. На диаграмме уровней приемника СВЧ наглядно продемонстрировано ограничение ДД широкополосными входными и преобразовательными трактами ШПУ СВЧ.



Рисунок 1.4. Диаграмма уровней ШПУ СВЧ

Из диаграммы уровней ШПУ СВЧ видно, что наиболее критичным элементом с точки зрения ДД является ШИП, точнее его широкополосный смеситель, обладающий невысокой ВГЛАХ при заметных потерях преобразования. Входные усилители имеют больший ВГЛАХ, а после смесителя сквозная полоса частот приемника уменьшается, что ведет к расширению динамики.

Так как ШПУ работает в сложной помеховой обстановке существует большая вероятность попадания во входную полосу, ограниченную фильтром преселектора, более одного сигнала. Оба сигнала попадают в рабочий диапазон широкополосного смесителя и не могут быть отфильтрованы. В этом случает один сигнал более высокого уровня будет являться помехой для приема другого сигнала меньшего уровня, а реальный ДД приемника будет ограничиваться.

Вместе с тем для обеспечения требуемой чувствительности устройства потери широкополосного смесителя должны быть скомпенсированы, т. е. ВЛТ должен иметь определенное усиление. Чем усиление ВЛТ больше, тем влияние последующих каскадов меньше, а чувствительность приемного устройства лучше. Но при увеличении усиления на входе приемного устройства уменьшается его ДД. Между тем, для ШПУ чувствительность и ДД имеют первостепенное значение. В этом и состоит противоречие между чувствительностью и ДД. Для расширения ДД ШПУ СВЧ усиление ВЛТ необходимо уменьшать тем или иным способом.

Входной линейный тракт в значительной степени определяет как нижнюю и верхнюю границу ДД – чувствительность и линейность СВЧ-приемника. Нижняя граница ДД Р<sub>вх мин</sub> определяется предельной чувствительности по входу согласно выражению:

$$P_{\rm BX,MHH} = kT_0 \Delta f F_{\rm IIIIII} \tag{1.13}$$

где k – постоянная Больцмана, Вт/Гц,  $T_0$  – физическая температура, град,  $\Delta f$  – полоса частот, Гц,  $F_{\text{ШПУ}}$  – коэффициент шума приемника, ед.

Коэффициент шума приемника в общем случае, с учетом последующих за ВЛТ трактов ШПУ СВЧ, определяется формулой Фрииса, представленной в усеченном виде:

$$F_{\text{IIIITY}} = F_{\text{BAT}} + (F_{\text{IIIIAII}} - 1)/G_{\text{BAT}}$$
(1.14)

где *F*<sub>ВЛТ</sub> – коэффициент шума ВЛТ, ед; *F*<sub>ШИП</sub> – коэффициент шума широкополосного инфрадинного преобразователя, ед; *G*<sub>ВЛТ</sub> – коэффициент передачи ВЛТ, ед.

Верхняя граница ДД по выходу ВЛТ  $P_{6blx Make}$  характеризуется точкой однодецибельной компрессии коэффициента передачи  $P_{1dB}$ . Значение  $P_{1dB}$  определяется параметрами последующих элементов схемы и в этом смысле есть величина постоянная. Пересчитав эту величину ко входу устройства, получим выражение для ДД и его верхней границы по входу:

$$P_{\rm BX.MAKC} = P_{\rm BMX.MAKC} / G_{\rm BJT}$$
(1.15)

Выражение для динамического диапазона в таком случае примет вид:

$$\mathcal{I}\mathcal{I}_{\text{IIITIY}} = \frac{P_{\text{Bbix.Makc}} / (G_{\text{B}\text{A}\text{T}} + G_{\text{IIT}})}{kT_0 \Delta f F_{\text{IIITY}}}$$
(1.16)

Пределом расширения ДД является значение коэффициента шума преобразовательного тракта  $F_{\text{ШИП}}$ . Общий коэффициент шума приемника несколько возрастает, но в некотором интервале ослаблений это происходит медленнее роста ДД. Сказанное иллюстрирует изображенный на рисунке 1.5

график зависимостей параметров, представленных в выражениях (14) и (16), от G<sub>ВЛТ</sub>.



Значение *G*<sub>ВЛТ</sub> выбирается таким, чтобы реализовать в полной мере чувствительность всего устройства в целом. Практически это означает, что коэффициент передачи ВЛТ значительно больше коэффициента шума ШИП СВЧ. Видно, что при небольших ослаблениях есть возможность существенного расширения ДД при незначительном ухудшении чувствительности. Это утверждение имеет важное значение для последующих рассуждений.

Принимая корректные допущения, что  $F_{\rm BAT} \ll G_{\rm BAT}$  согласно (1.15) и (1.16) ДД ШПУ СВЧ определяется обратно пропорционально коэффициентом шума ВЛТ и прямо пропорционально его коэффициентом передачи. Таким образом расширение полного ДД ШПУ СВЧ теоретически возможно при регулировании коэффициента передачи по входу, с тем условием, что  $F_{\rm BAT}$  будет постоянным или будет увеличиваться незначительно относительно  $G_{\rm BAT}$ .

Задачей исследования в части ВЛТ является разработка и реализация оптимального схемотехнического построения, позволяющего за счет исключения избыточного усиления расширить ДД ШПУ СВЧ.

### 1.4.2 Тракт преобразования

Основным, наиболее функционально нагруженным модулем ШПУ СВЧ является широкополосный инфрадинный преобразователь СВЧ [80, 82, 83]. Это технически сложный прибор, от которого в большой степени зависят электрические характеристики всего ШПУ. Главная задача ШИП СВЧ перенос спектра входного сигнала в область промежуточных частот. Упрощенная структурная схема типичного ШИП СВЧ представлена на рисунке 1.6.



Рисунок 1.6. Упрощенная структурная схема ШИП СВЧ

Последние десятилетия развитие широкополосных преобразовательных устройств идет по пути схемотехнической оптимизации и совершенствовании СВЧ элементной база [3, 7, 23]. Применение широкополосных инфрадинных преобразователей в приемных устройствах СВЧ комплексов радиоразведки и пассивной радиолокации в настоящее время уже является стандартным техническим решением [17, 32, 79–83]. Современный ШИП СВЧ — это малогабаритное устройство с высокими тактико-техническими характеристиками. Доступная на сегодняшний день элементной база мм-диапазона длин волн позволяет реализовать компактный и относительно недорогой широкополосный перестраиваемый преобразователь частоты [12, 22].

Несмотря различия конструкторских, на В технологических И схемотехнических решений можно определить современный уровень требований к широкополосным преобразовательным устройствам. Такие устройства должны иметь диапазон входных частот от 2 до 18 ГГц, полосу пропускания не менее 500 МГц, низкую неравномерность АЧХ не более 3-4 дБ, иметь стабильную от воздействий внешних И повторяющуюся при серийном изготовлении

передаточную характеристику и подавление ПКП и СПС не менее 50 дБ. ШИП СВЧ должен обладать широким свыше 50 дБ реальным ДД.

Нижняя граница ДД ШПУ СВЧ, ограниченная СПС, зависит главным образом от уровня их подавления в ШИП СВЧ. СПС преобразователя являются следствием присутствия в спектре гетеродинных и приёмных трактов нежелательных дискретных составляющих спектра. Их наличие обусловлено неидеальностью умножительных, усилительных и фильтрующих элементов в соответствующих частях схемы.

Верхняя граница ДД в большей степени связана с линейностью элементов выходного тракта. Приведенная ко входу верхняя граница зависит от коэффициента передачи ШИП СВЧ и уровня 1-дБ компрессии по выходу. При заданном значении *P*<sub>1dB</sub> неравномерность коэффициента передачи означает соответствующее уменьшение ДД. Фактически верхняя граница ДД снижается на величину суммарной неравномерности коэффициента передачи. В свою очередь суммарная неравномерность для ШИП СВЧ связана с мгновенной АЧХ и значением среднего коэффициента передачи.

Дальнейшее улучшение электрических характеристик быть может достигнуто за счет усложнения конструкции, применения перспективной элементной базы, либо путем повышения эффективности используемых элементов. Конструктивная модернизация ШИП СВЧ может повысить динамические характеристики как правило только в ущерб другим параметрам. Любое избыточное наращивание элементов СВЧ элементов неизбежно приводит к ухудшению АЧХ, увеличению температурной нестабильности, повышению потребления и другим негативным последствиям. Поэтому такой подход целесообразен только в отдельных случаях. Применение качественно новых комплектующих является логичным способом модернизации любого устройства. Но не менее важным условием достижения высоких характеристик при разработки является максимально эффективное использование заложенной элементной базы. Поэтому важной частью производственного цикла ШИП СВЧ является комплексная регулировка.

До последнего времени настройка гетеродинного и приемного трактов проводились в ходе комплексной регулировки изделия [71]. Несмотря на автоматизацию процесса измерения СВЧ параметров [71], цикл настройки все равно был непредсказуемо длительным, итерационным и требующим высочайшей квалификации персонала. Так, в частности, настройка напряжений питания элементов гетеродинных трактов проводилась путем регулировки изделия на технологическом стенде с переменными резисторами. Затем в штатную плату питания монтировались постоянные резисторы соответствующего номинала. Недостатки такого подхода очевидны.

Следующим этапом развития было создание устройства программируемой регулировки напряжения [57]. Напряжения питания выставлялись с помощью специализированного ПО, а соответствующие значения загружались в долговременную память устройства. Трудозатраты на регулировку модуля многократно сократились, а качество возросло.

Однако даже это не решало проблему в полной мере, так как модуль испытывает воздействие внешних дестабилизирующих факторов при эксплуатации. Необходим принципиально новый подход к проектированию, который позволил бы полностью реализовать возможности текущей элементной базы.

В последнее время прослеживается тенденция большего интегрирования быстродействующих цифровых устройств аналоговых И В сложные широкополосные СВЧ устройства. Примером такого «скрещивания» могут служить быстрые синтезаторы с низкими фазовыми шумами, основанные на 11]. гибридной архитектуре [10, При проектировании таких устройств одновременно используются технологии прямого аналогово, прямого цифрового и косвенного синтеза [10, 11]. Такой подход подразумевает использование цифровых быстродействующих устройств и более сложных алгоритмов функционирования по сравнению с «чисто аналоговыми» устройствами.

Такой вектор развития присущ многим приборам СВЧ, основной задачей которых является улучшение технических характеристик за счет увеличения

технологичности и функциональности. К устройствам такого типа можно отнести и ШИП СВЧ. Несмотря на достигнутые успехи, очевидно, что аналоговая СВЧсхемотехника современных ШИП не в состоянии преодолеть всех факторов ограничения ДД, возникающих в широком диапазоне электрической перестройки в интервале рабочих температур.

Задачей является исследование возможности устранения вышеперечисленных факторов ограничения ДД малогабаритных широкополосных инфрадинных преобразователей СВЧ за счет применения нового принципа питания и управления.

#### 1.4.3 Выходной тракт

Устройства усиления и фильтрации сигнала на промежуточной частоте располагаются в выходном тракте ШПУ СВЧ. Именно его технические характеристики в большей степени определяют верхнюю границу ДД. Также выходные тракты формируют сигнал для последующей обработки в аппаратуре анализа.

СВЧ ШПУ Выходные каскады приемного тракта современных нагружаются, как правило, на высокоскоростные аналогово-цифровые преобразователи (АЦП), находящиеся на входе аппаратуры цифровой обработки сигнала [29, 30]. Существующая элементная база позволяет производить обработку сигналов на частотах до 2 ГГц и выше. При этом обработка осуществляется на промежуточных частотах приемного устройства, а его выходной тракт фактически используется в качестве драйвера АЦП.

Как любое электронное устройство АЦП может корректно работает только при соблюдении требований в части его режима работы. Одним из требований безотказной работы устройства является максимальный уровень входного сигнала. АЦП имеет ограничение по абсолютному значению дифференциального напряжения на его аналоговом входе. Максимальные значения как правило варьируются от 2 до 4 В. К примеру, у АЦП ADC12J1600 фирмы Texas Instruments входная мощность сигнала с частотой 3 ГГц СВЧ при синфазном подключении не должна превышать 11 дБм.

Решение проблемы с первого взгляда очевидно и лежит в плоскости ограничения сигнала выходного аналогового тракта ШПУ СВЧ. В односигнальном приближении это действительно простое и эффективное решение, позволяющее с помощью пассивного ограничителя, с требуемым уровнем верхней границы линейности амплитудной характеристики сигнала не допустить выхода из строя АЦП. При этом обычно точку однодецибельной компрессии *P*<sub>1dB</sub> ограничителя совмещают с верхним разрядом АЦП. Однако более глубокое рассмотрение проблемы показывает, что ограничение сигнала основного тона приводит к росту его паразитных составляющих, т. к. ограничитель является по своей сути нелинейным элементом.

В двухсигнальном приближении амплитудные характеристики аналоговых и цифровых устройств имеют существенные различия, обусловленные различной природой возникновения нелинейных искажений [6, 35, 74]. Важной особенностью цифровых устройств, к которым относится и АЦП, является то, что при квантовании сигнала его искажения с ростом амплитуды нарастают скачкообразно [6]. АЦП не сжимают постепенно сигнал, при достижении области компрессии, а действуют как «жесткий ограничитель». При достижении определенного уровня происходит экстремальное искажение сигнала, называемое эффектом вырезки (от англ. clipping) [6, 29, 30]. Типичная зависимость уровня полезного сигнала и продуктов нелинейных искажений от мощности входного двухтонального сигнала для АЦП изображена на рисунке 1.15 зеленым цветом.



Рисунок 1.7. Обобщенные АХ аналоговых и цифровых устройств.

На рисунке 1.7 условно можно выделить три области. Первая область определяется диапазоном уровней входного сигнала, при которых выполняются линейные уравнения зависимостей мощностей. А именно рост выходной мощности от входной в случае полезного сигнала определяется соотношением 1:1, продуктов нелинейности второго порядка – 2:1, третьего порядка 3:1 и т. д. Для большинства аналоговых активных устройств это область малых сигналов, с мощностью ниже точки однодецибельной компрессии на 10 и более дБ.

Ко второй и третьей области можно отнести интервал сигналов с уровнем близи однодецибельной компрессии и за ее пределами. При математическом моделировании передаточной характеристики устройства необходимо учитывать гармонические составляющие высших порядков. При этом в физическом смысле во второй и третьей области при увеличении уровня входного сигнала наблюдается более быстрый рост продуктов интермодуляционных искажений высших порядков.

Для оценки уровня продуктов интермодуляционных используют такие параметр как точка пересечения интермодуляционных искажений второго (*IIP*<sub>2</sub>) и

третьего порядка (*IIP*<sub>3</sub>), приведенная ко входу [6, 13, 47]. Точкой пересечения интермодуляции третьего порядка по выходу (*OIP*<sub>3</sub>) для двухтонового сигнала с частотами  $f_1$  и  $f_2$  и одинаковыми уровнями тонов называется такая аппроксимированная мощность тона выходного сигнала, при которой она равна мощности продукта нелинейности третьего порядка на частоте  $2f_2 - f_1$  (или  $2f_1 - f_2$ ).

Большое значение имеет уровень интермодуляционных искажений как в линейной области, так в близи однодецибельной компрессии. Подавление продуктов нелинейности и в том, и в другом случае будет зависеть от точки *OIP*<sub>3</sub>. По сути, *OIP*<sub>3</sub> определяет верхнюю границу ДД в многосигнальном режиме.

В широкополосном приемном устройстве, состоящем из малошумящего ВЛТ, характеризующегося уровнем  $IIP_{3BЛT}$  и коэффициентом усиления по мощности  $G_{BЛT}$ , и выходного тракта с точкой пересечения по входу  $IIP_{3ШИП}$  и коэффициентом усиления по мощности  $G_{ШИП}$ , результирующий уровень  $IIP_3$  можно оценить из выражения [47]

$$\frac{1}{IIP_3} = \frac{1}{IIP_{3B}} + \frac{G_{B}}{IIP_{3}} + \frac{G_{B}}{IIP_{3}}$$
(1.17)

Таким образом, верхняя граница динамического диапазона ШПУ в основном определяется физическими свойствами широкополосного преобразовательного тракта и, в частности, его выходного каскада. Влияние предыдущих каскадов в соответствии с (17) существенно ослаблено.

Теоретически уровень интермодуляционных искажений аналоговых устройств зависит от  $IIP_3$  пересечения линий  $P_{IM3A}$  и основного тона  $P_{CA}$ , как показано на рисунке 1.7. По сути,  $IIP_3$  определяет верхнюю границу РДД в многосигнальном режиме. В свою очередь,  $IIP_3$  и  $P_{IdB}$  связаны следующим соотношением:

 $C = IIP_3 - P_{1dB} \tag{1.18}$ 

где значение *C* определяется физическими свойствами нелинейного элемента и схемотехнической реализацией аналоговых элементов. Наиболее типичные значения параметра *C*, наблюдаемые на практике, находятся около 10 дБ и соответствует уровню  $IM_{3A} = 20$  дБ.

Параметры  $P_{1dB}$ ,  $IIP_3$  и C не применимы к цифровым устройствам, к которым относится АЦП. Представленная на рисунке 1.15 АХ АЦП показывает, что линия, соответствующая уровню ИМИ 3-го порядка  $P_{IM3II}$  во всем динамическом диапазоне АЦП, находится на практически постоянном уровне  $P_{IM3II}$ , близкому к уровню младших разрядов. Особенность АЦП в том и состоит, что  $IM_{3II}$  близка по величине к динамическому диапазону преобразователя, определяемому разрядностью, и не зависит от уровня входного двухтонального сигнала.

В отличие от АЦП, ограничение сигнала аналоговыми устройствами происходит плавно. Уровень ИМИ Р<sub>ІМЗА</sub> нарастает по мере отклонения от линейного закона АХ сигнала основного тона. Как показано на рисунке 1.7 красным цветом линия *P*<sub>IM3A</sub> имеет крутизну втрое больше, чем линия основного Если в области малых сигналов ИМИ аналоговых пассивных тона  $P_{CA}$ . амплитудных ограничителей сигнала можно пренебречь, то при приближении к *P*<sub>1dB</sub> с какого-то момента они начинают превалировать над ИМИ АЦП. Как правило, в точке  $P_{1dB}$  отношение  $IM_{3A}$  существенно меньше динамического диапазона АЦП, что, собственно, и приводит к ограничению РДД всего ШПУ СВЧ в целом. На рисунке это проиллюстрировано треугольником, ограниченным линиями *P*<sub>*IM3A</sub>, <i>P*<sub>*IM3II</sub> и <i>P*<sub>*1dB*</sub> по входу. Дальнейшее исследование имеет своей целью</sub></sub> уменьшение площади указанного треугольника путем снижения Р<sub>ІМЗА</sub>. Другими словами АХ аналогового ограничителя должна быть линейной в пределах динамического диапазона АЦП и обеспечивать эффективное ограничение за его пределами. В литературе такая форма АХ аналогового ограничителя называется «линеаризованной». Количественно линейность аналогового ограничителя определяется параметром С

Таким образом, задачей является увеличение параметра *С* – линеаризация аналогового выходного тракта ШПУ СВЧ, т. е. уменьшение ИМИ вблизи *P*<sub>1dB</sub> путем при заданном безопасном для АЦП уровне выходной мощности.

#### 1.5 Выводы

В техническом плане все элементы системы тесно связаны между собой. Очевидно, что ключевые электрические характеристики и, в частности РДД, приемника полностью зависят от параметров его составных частей. Для решения задачи расширения РДД необходимо определить и проанализировать способы преодоления факторов его ограничения для каждой составной части ШПУ СВЧ. Выделим основные задачи, непосредственно связанные с каждой из функциональных частей ШПУ СВЧ.

Задача при исследовании ВЛТ заключается в поиске технического решения, которое позволит увеличить верхнюю границу ДД ШПУ СВЧ, не ухудшив или ухудшив незначительно его чувствительность. А именно требуется исследование возможности расширения ДД путем отключения избыточного усиления и выработки схемотехнического подхода к проектированию и практической реализации ВЛТ ШПУ СВЧ.

Модернизация преобразовательного тракта ШПУ СВЧ в части расширения его ДД требует нового системотехнического подхода. При исследовании ШИП СВЧ ставиться задача поиска пути улучшения его электрических характеристик посредствам внедрения дополнительных функциональных возможностей с высоких технологических массогабаритных сохранением И показателей. Необходима разработка способа преодоления факторов, связанных с наличием ПКП и СПС, неравномерностью и нестабильностью АЧХ, ограничивающих ДД ШИП СВЧ, путем разработки нового, принципа регулирования параметров питания и управления.

Исследование возможностей расширения ДД выходного тракта требует изучения его работы в многосигнальном режиме. Необходимо исследование теоретических возможностей расширения ДД ШПУ СВЧ по критерию ИМИ.

Комплексное решение вышеперечисленных задач обеспечит возможность создания малогабаритного ШПУ СВЧ с высокими техническими характеристиками и расширения РДД ШПУ СВЧ.

# ГЛАВА 2. РАСШИРЕНИЕ ДД ВХОДНЫХ ЛИНЕЙНЫХ ТРАКТОВ ШПУ СВЧ

#### 2.1 Основные подходы

Задача расширения ДД ВЛТ заключается в поиске схемотехнического решения, позволяющего увеличить верхнюю и не ухудшить нижнюю границы ДД, посредствам уменьшения коэффициента передачи. Частым способом регулировки коэффициента передачи в системах является введение дополнительного ослабления. В зависимости от метода и места введения ослабления в каскадированной образом схеме различным происходит изменение ee коэффициент шума и ВГЛАХ.

Одним из вариантов увеличения верхней границы ДД путем введения ослабления является схема с управляемым аттенюаторов по входу. Увеличивая ослабление аттенюатора, мы на ту же величину передвигаем ДД всей системы в сторону больших значений. Полный динамический диапазон такой системы зависит от максимального ослабления аттенюатора и его ВГЛАХ. Недостатком такого подхода является то, что одновременно с введением затухания увеличивается и коэффициент шума системы. Также управляемый аттенюатор, как правило, состоящий из большого числа элементов СВЧ, имеет высокие проходные потери, которые в свою очередь дают непосредственную прибавку к коэффициенту шума всего приемного устройства.

Если управляемый аттенюатор, установлен после одного или нескольких первичных звеньев каскадированной системе, введение ослабления, сдвигает верхнюю границу, и практически не влияет на коэффициент шума системы. Расширение динамического диапазона в таком случае возможно, но ограничено коэффициентом передачи предстоящих перед аттенюатором каскадов усиления.

Другим способом увеличения динамического диапазона является схема с отключаемыми каскадами усиления. Преимущество данного метода – расширение ДД за счет уменьшении коэффициента передачи. Принцип работы подразумевает

переключение линии передачи СВЧ в обход каскада усиления. Такая схема хорошо известна и широко используется в малошумящих усилителях. Примером усилителя с отключаемыми каскадами и рабочим диапазоном частотам до 5 ГГц в интегральном исполнении может служить микросхема усилителя фирмы Mini-Circuits TSS-53LNB+. В схеме заложены входной и выходной коммутаторы, которые переключают линию передачи минуя усилительную часть.

Для выработки оптимального построения ВЛТ, которое позволит расширить ДД ШПУ СВЧ, необходимо провести анализ возможных схемотехнических решений [111].

Рассмотрим три модели построения ВЛТ [21], удовлетворяющие заданным требованиям. Назовем их условно «регулируемый аттенюатор», «регулируемый усилитель» и «регулируемый усилитель, совмещенный с аттенюатором». Упрощенные схемы моделей представлены на рисунках 2.1.а -2.1.в.



Рисунок 2.1.а Упрощенная структура «регулируемого аттенюатора»



Рисунок 2.1.б Упрощенная структура «регулируемого усилителя»



Рисунок 2.1.в Упрощенная структура «регулируемого усилителя, совмещенного с

аттенюатором»

В модели «регулируемого аттенюатора» (см. рисунок 2.1.а) ослабление сигнала относительно номинального уровня обеспечивается входным аттенюатором. Соответственно вводимому ослаблению уменьшается коэффициент усиления и увеличивается коэффициент шума ВЛТ. Согласно (1.16), абсолютная величина ДД остается постоянной, а его границы лишь смещаются в сторону больших мощностей (рис 2.2.а).

Предположим, что в модели «регулируемого усилителя» (см. рисунок 2.1.б) при введении ослабления коэффициент шума самого ВЛТ возрастает несущественно. В таком случае ДД тракта увеличится в соответствии с выражением (1.16). Пределом расширения ДД является значение *F*<sub>ШПУ</sub>.

Общий коэффициент шума приемника также несколько возрастает, но в некотором интервале ослаблений это происходит медленнее роста ДД. Сказанное иллюстрирует изображенный на рисунке 1.13 график зависимостей параметров, представленных в выражениях (1.14) и (1.16), от переменной *a*, равной ослаблению коэффициента относительно его номинального значения. Видно, что при введении ослабления происходит расширение ДД при незначительном ухудшении чувствительности (рис 2.2.6). Схемотехническая реализация этого полезного эффекта известна из радиочастотной техники – усилитель с последовательно отключаемыми каскадами усиления.

Модель «регулируемого усилителя» была реализована в качестве усилительного модуля, построенного по схеме с отключаемыми каскадами усиления. Результаты измерений двухкаскадного входного линейного модуля (ВЛМ) представлены в публикации [21].

Основным недостатком представленной схемы являлся большой шаг ступеней ослабления сигнала и их ограниченное количество, определяемое числом каскадов.

Для оптимизации ВЛТ необходим подход, который сочетал бы положительные стороны обоих решений. Рассмотрим упрощенную структурную схему модуля, совмещающего в себе функции «регулируемого усилителя» и «регулируемого аттенюатора», представленную на рисунке 2.1.в.

Сделаем предположение, что верхняя граница ДД по выходу фиксирована, т. к. определяется параметрами последующих преобразовательных трактов ШПУ СВЧ. Причем усилительные каскады модуля имеют относительно этого фиксированного уровня некоторые запасы по линейной выходной мощности и в некотором диапазоне ослаблений не лимитируют общий ДД.

Другое важное условие для последующих рассуждений – максимальный коэффициент усиления должен быть избыточен для реализации заданной чувствительности ШПУ СВЧ.

Видно, что показанная на рисунке 2.1.в схема в этих условиях может обеспечить как малый шаг регулировки ослабления, так и расширение ДД при введении ослабления (см. рисунок 2.1.в).



Рисунок 2.2 Границы динамического диапазона в зависимости от значения ослабления коэффициента передачи для «регулируемого аттенюатора» (а), «регулируемого усилителя, совмещённого с аттенюатором» (в)

Рассмотрим качественно ключевые аналитические выражения, вытекающие из рассмотрения графиков. Критерием, определяющим эффективность совмещенной схемы, можно считать получение максимального интегрального динамического диапазона (ДД<sub>инт</sub>) во всем диапазоне ослаблений аттенюатора и во всех режимах:

$$\mathcal{A}\mathcal{A}_{\rm инт} = \int_0^A \mathcal{A}\mathcal{A}(a)da \tag{2.1}$$

где ДД (*a*) – функция ДД от действующего значения ослабления коэффициента передачи; А – максимальное суммарное ослабление при регулировке коэффициента передачи.

Такой критерий хорошо согласуется с тактикой и логикой работы применения аппаратуры в условиях воздействия помех. При перегрузке входной сигнал ослабляется до необходимого уровня, несмотря на потерю чувствительности. Только в нашем случае при ослаблении входного сигнала чувствительность ухудшается несущественно, за счет чего возрастет ДД и повышаются технические характеристики аппаратуры назначения.

На практике получение максимального интегрального ДД не всегда возможно. Как правило, выбор коэффициента передачи каскадов усиления ограничен номенклатурой элементной базы. Чтобы сохранить полный диапазон ослаблений, необходимо выбирать ступень ослабления равной или меньше коэффициента передачи каскада усиления. Это требование уменьшает ДД при некоторых значениях *а*. В этой связи интегральный ДД является не целевым, а оценочным параметром, точный расчет которого нецелесообразен.

Рассмотрим ход зависимости ДД от ослабления *а* регулируемого аттенюатора тонкой регулировки в двух режимах «регулируемого усилителя». Первый режим – усилитель подключен и усиливает входной сигнал. Второй режим – усилитель отключен, входной сигнал направляется в обход усилителя.

Начальная точка соответствует значению ДД при заданной чувствительности в первом режиме. Далее наблюдается рост ДД. Предельное значение ДД ограничено коэффициентом усиления входного каскада и его линейностью.

Во втором режиме приращения ДД не происходит, т. к. схема вырождается в «регулируемый аттенюатор». Но, важно отметить, что совмещенная схема позволяет иметь малый шаг ослабления при реализации как первого, так и второго режима. Указанное обстоятельство крайне важно для применения в составе аппаратуры назначения.

График, приведенный на рисунке 2.2.в демонстрирует алгоритм работы совмещенной схемы. При достижении определённого значения *a* происходит отключение входного усилителя, т. е. переход из первого во второй режим. Исходя из (2.1) в точке перехода динамический диапазон должен быть равен или близок значению во 2-м режиме с минимальным ослаблением аттенюатора. При более глубоком рассмотрении становится очевидным, что если в этой точке не перейти на второй режим, то ДД структуры, показанной на рисунке 2.2.в будет уменьшаться за счет конечной линейности входного усилителя.

Таким образом можно сделать вывод, что расширение ДД ВЛТ достигается применением ВЛТ с отключением усилительных каскадов и введением в тракт управляемого аттенюатора, т. е. применением схемы «регулируемого усилителя, совмещенного с аттенюатором»

#### 2.2 Экспериментальные исследования

На основе модели «регулируемого усилителя, совмещенного с аттенюатором», был разработан входной линейный модуль ШПУ СВЧ диапазона 8–18 ГГц. Это оригинальное схемотехническое решение является запатентованным изобретением (Приложение А). Структурная схема трехкаскадного ВЛМ с двумя отключаемыми входными усилителями изображена на рисунке 2.3.



Рисунок 2.3. Структурная схема ВЛМ

Ограничитель мощности (1), расположенный на входе, обеспечивает защиту модуля от воздействия помеховых СВЧ-сигналов с мощностью до 5 Вт в непрерывном режиме и постоянного напряжения

Элемент представляет собой двухступенчатый pin-диодный ограничитель мощности, выполненный в интегральном исполнении. Микросхема работает на частотах от 2 до 20 ГГц и имеет менее 1 дБ вносимых потерь при работе с малым сигналом. Мощность утечки при большом сигнала (более 27 дБм) равен составляет 18 дБм.

Полосно-пропускающий фильтр (2) обеспечивает подавление внеполосных сигналов, реализован на микрополосковых линиях [63, 77, 92] и имеет коэффициент прямоугольности 2,5 по уровню 30 дБ.

Модуль имеет возможность подключения по входу контрольного сигнала. В данном исполнении через коммутатор СВЧ (*3*) можно подключить широкополосный генератор шума (*12*).

Перечисленные выше элементы установлены перед первым каскадом усиления и являются пассивной частью схемы модуля, вносящие дополнительные потери и дающие соответствующую прибавку к *К*<sub>*u*</sub>.

Отключаемые каскады усиления представляют собой схему из МШУ (5 и 8) и четырех коммутаторов (4,6 и 7,9 соответственно), обеспечивающих возможность включения линий передач в обход одного или обоих каскадов усиления. ВЛМ имеет три режима работы:

- 1-й, когда задействованы все три каскада;

- 2-й, когда отключен один входной каскад;

- и 3-й с отключением обоих входных каскадов.

Все коммутаторы представляют собой интегральную микросхему со следующей структурой (рисунок 2.4). Так как линия передачи в обход каскада усиления представляет собой обратную связь между выходом и входом при недостаточной развязке мощность выходного шума передается на вход усилителя. Схемотехническое решение с двумя коммутаторами СВЧ позволило получить требуемый уровень развязки между двумя линиями передач и сохранить низкий коэффициент шума.



Рисунок 2.4. структурная схема коммутатора СВЧ

Ступень ослабления коэффициента передачи каждого из входных каскадов, составила порядка 20 дБ, что обусловлено применением усилителей в первом и втором каскаде с коэффициентом передачи 19 и 16 дБ соответственно.

Для тонкой регулировки усиления был задействован 5 битный цифровой аттенюатор СВЧ (10) с шагом ослабления 1 дБ и максимальным затуханием 31 дБ, расположенный в схеме ВЛМ на выходе третьего каскада. Непосредственно после аттенюатора на выходе модуля был установлен усилитель мощности (11), точка IP3 по выходу которого составила 40 дБм.

Далее представлены результаты измерений основных параметров ВЛМ. На рисунке 2.5 показаны экспериментальные графики ДД, его верхней и нижней границы во всех трех режимах. Графики сняты путем последовательного увеличения ослабления аттенюатора тонкой регулировки в каждом из трех режимов работы модуля. При переходе в следующий режим аттенюатор тонкой регулировки сбрасывался в нулевое значение.



Рисунок 2.5 Графики экспериментальных измерений ВЛМ

Заштрихованная область, ограниченная линиями 3 и 4, соответствующая приращению ДД<sub>инт</sub>, иллюстрирует достигнутое расширение динамического диапазона. Места разрыва экспериментальных графиков соответствуют моментам отключения первого и второго каскадов ВЛМ соответственно. Очевидно, что ВЛМ по динамическому диапазону превосходит «регулируемый аттенюатор» во всем диапазоне ослаблений. В частности, с отключенным первым каскадом мгновенный динамический диапазон ВЛМ возрастает на 12 дБ, а при отключении второго каскада эта величина превышает 20 дБ.

Представленный ВЛМ имеет полосу рабочих частот от 8 до 18 ГГц, коэффициент передачи равный 27...30 дБ, диапазон регулировки 70 дБ и шаг ослабления 1 дБ. Достигнутые значения неравномерности коэффициента передачи модулей в различных режимах иллюстрирует рисунок 2.6.

59



Рис. 2.6 Измеренные коэффициент передачи G и коэффициент шума F усилительного модуля: G<sub>1</sub> – коэффициент передачи в 1-м режиме; F<sub>1</sub> – коэффициент шума в 1-м режиме; G<sub>2</sub> – коэффициент передачи во 2-м режиме; F<sub>2</sub> – коэффициент шума во 2-м режиме

Модуль имеет низкие неравномерности в обоих режимах как локальных участков, так и полной АЧХ, значения которых составили 1 дБ и 3 дБ соответственно. Такой малый разброс коэффициента передачи говорит о том, что предложенное схемотехническое решение реализовано не в ущерб основным электрическим характеристикам усилительного модуля. При этом новый модуль входного линейного тракта за счет наличия механизма регулировки усиления по входу с малым шагом ослабления и в широком диапазоне ослаблений позволил существенно расширить технические возможности приемного устройства.

С целью оценки практической реализации предложенный схемы на входных устройствах с рабочими частотами ниже 8 ГГц были проведены дополнительные измерения основных электрических характеристик. На рисунке 2.7 представлено измерение коэффициента передачи для всей линейки модулей в диапазоне частот от 200 МГц до 18 ГГц для двух режимов работы: 1 – максимальное усиление 2 – коэффициент передачи с ослаблением 20 дБ.



Рисунок 2.7. Коэффициент передачи *G* усилительных модулей ВЛТ в диапазоне частот от 200 МГц до 18 ГГц, где 1 – *G* в 1-м режиме и 2 – *G* в 2-м режиме

Далее представлено измерение коэффициента шума усилителей в двух режимах работы. Необходимо заметить, что с ростом частоты увеличивается коэффициент шума во втором режиме, что вызвано дополнительными потерями в обходном тракте. Так во втором режиме усилителя с рабочим диапазон 8–18 ГГц прибавка к шуму 1-го режима в худшей точке составляет 10 дБ, для усилителей до 4 ГГц не более 5 дБ. На практике лучшие значения расширения ДД более 16 дБ показал усилительный модуль с диапазоном рабочих частот 1–2 ГГц.



Рисунок 2.8 Коэффициент шума F усилительных модулей ВЛТ в диапазоне от 200 МГц до 18 ГГц

Внутреннее конструктивное исполнение и внешний вид ВЛМ изображены на рисунке 2.9 и 2.10 соответственно.



Рисунок 2.9 Внутреннее конструктивное исполнение ВЛМ

62



Рисунок 2.10 Внешний вид ВЛМ

Конструкция модуля представляет собой двухсекционный металлический корпус, в нижней секции которого установлена плата питания и управления, а в верхней – СВЧ часть. СВЧ часть разделена на две печатные платы с подложкой из материала Ro4350. Особенностью конструкции является то, что все платы, выполнены по технологии автоматизированного монтажа SMD-компонентов, а соединение по СВЧ и питанию реализовано с использованием скользящих контактов [75]. ВЛМ работает от внешнего постоянного напряжения 20–30 В и имеет габариты 135х64х27 мм.

В кратчайшие сроки потребителю было поставлено более 500 приборов, разработанных на основе регулируемого усилителя, совмещенно с аттенюатором. Модули также продемонстрировали высокие показатели надежности и повторяемости электрических параметров.

## 2.3 Выводы

Определены специфические требования к ВЛТ ШПУ СВЧ и проанализированы механизмы ограничения ДД. Рассмотрены модели построения входного линейного тракта ШПУ СВЧ на основе схем «регулируемого аттенюатора», «регулируемого усилителя» и «регулируемого усилителя, совмещенного с аттенюатором».

Недостаток схемы «регулируемого аттенюатора» заключается в отсутствии ДД коэффициента расширения при уменьшении передачи 3a счет пропорционального увеличения коэффициента шума. Схема «регулируемого этого недостатка, имеет слишком большой шаг усилителя», лишенного регулировки усиления, что не отвечает требованиям аппаратуры назначения. Оптимальным вариантом с точки зрения ДД для ШПУ СВЧ является «регулируемый усилителей, совмещенный с аттенюатором». Такое решение позволяет получить плавное управление ослаблением, большую глубину регулировки и максимальный интегральный ДД.

Продемонстрированные результаты практической реализации модели позволяют сделать вывод о возможности использования такого схемотехнического построения для входных линейных модулей в широкой рабочей полосе частот до 18 ГГц.

## ГЛАВА 3. СИСТЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ ПОДХОДЫ К РАСШИРЕНИЮ ДД ШПУ СВЧ

#### 3.1 Анализ состояния

ШИП СВЧ является составной частью ШПУ, во многом определяющей их технические характеристики и, в частности, величину реального динамического диапазона. К приборам такого типа предъявляются высокие требования по технологичности, массогабаритным показателям и особенно электрическим характеристикам. ШИП СВЧ, по сути, представляет собой перестраиваемый преобразователь с внешними гетеродинами и предназначен для последовательного переноса диапазона рабочих частот входных сигналов в полосу промежуточной частоты для дальнейшей обработки.

Широкополосный преобразователь работает по инфрадинному принципу, где перенос спектра осуществляется вверх по оси частот. Его первая промежуточная частота находится выше максимальной частоты входного сигнала. Как правило, если верхняя граница рабочих частот составляет 18 ГГц, полосу первой промежуточной частоты выбирают в диапазоне от 21 до 24 ГГц. Это позволяет получить высокое подавление по зеркальному и прямому каналу с относительно низкими требованиями к входным фильтрующим цепям. Это преимущество дает возможность строить на базе инфрадинов компактные и эффективные широкополосные преобразовательные устройства СВЧ.

В связи со спецификой области применения аппаратуры широкополосного приема на СВЧ информация по данной теме в большей степени находилась и находится в закрытых источниках. Однако в последнее время, особенно за рубежом, за счет более широкого использования подобных устройств в невоенных сферах возросло число открытых научных публикаций [12, 16, 45, 51]. На основе собранных данных из материалов статей отечественных и зарубежных авторов проведем обзорный анализ развития и современного состояния широкополосных преобразовательных устройств СВЧ. На рисунке 3.1 представлен внешний вид приемника фирмы Rockwell Collins CS-3030.



Рисунок 3.1. CS-3030

CS-3030 ELINT/ESM состоит антенной системы, приемника, сигнальных процессоров и рабочей станции оператора и предназначена для использования в сложных условиях. CS-3030 перекрывает частотный диапазон от 0,5 до 18 ГГц. Система состоит из одного или нескольких приемников CBЧ, радиолокационного анализатора импульсов и рабочего места оператора.

Приемное устройство, входящее в состав системы ES-5080 (рисунок 3.2.) американского производителя L3Harris имеет выбираемую полосу пропускания от 2,5 до 500 МГц с возможностью приема импульсов от длительности 50 нс.



Рисунок 3.2 Приемник системы ПР ES-5080.

Приемное устройство от немецкого производителя Rohde & Schwarz носит название WPU2000 (рисунок 3.3.)



Рисунок 3.3. WPU2000

WPU2000 охватывает широкий частотный диапазон (от 20 МГц до 18 ГГц, опционально расширяемый до 8 кГц или до 40 ГГц). Его полоса пропускания в реальном времени 2 ГГц позволяет перехватывать и анализировать самые сложные широкополосные сигналы. R&S WPU2000 является модернизированной версией WPU500, полоса пропускания которого составляет 500 МГц.

Внешний вид приемного устройства для мгновенного измерения, мониторинга и анализа сигналов IFMR-6070 фирмы Collins Aerospace (США) изображен на рисунке 3.4.



Рисунок 3.4. IFMR-6070

Конструктивно ШПУ СВЧ может быть выполнен как отдельно функционально законченное устройство, так и может представляет собой комплексированое изделие [113], состоящее из набора модулей и несущей конструкции. Пример последнего может служить *PXIe-5668R* анализатор спектра реального времени фирмы National Instruments.



Рисунок 3.5. *РХІе-5668R* 

Данный прибор построен на платформе стандартизированной системы РХІ, где под именем РХІ подразумевается программно-аппаратная платформа с открытой модульной архитектурой, базирующаяся на стандартных компьютерных технологиях и предназначенная для создания автоматизированных измерительных систем.

Несущая конструкция представляет собой модульный системный корпус в различных конфигурациях, имеющих от 4 до 18 слотов со стандартными размерами 3U и 6U.

Такая конструкция имеет все преимущества открытой модульной архитектуры и является наиболее перспективной для ШПУ СВЧ, которые ввиду вариативности и специфичности решаемых задач должны обладать высокой гибкостью в проектировании и модернизации.

Зарубежные производители систем и приемников пассивной радиолокации и радиомониторинга представлены также такими фирмами как Saab (Италия), Aselsan (Турция), Israel Aerospace Industries (Израиль), Avantix (Франция).

Далее рассмотрим отечественные широкополосные инфрадинные преобразователи в различном конструктивном и схемотехническом исполнении. Одни из первых ШИП СВЧ были разработаны во ФГУП "НПП "Исток". В публикации журнала «Электронная техника» [110, 114] №481 приведен обзор инфрадинных преобразователей частоты, произведенных на предприятии в разные годы.

Первый ШИП СВЧ сканирующего типа с рабочим диапазона частот 4–18 ГГц изображен на рисунок 3.6.



Рисунок 3.6. Широкополосный инфрадинный преобразователь (1996г.)

В модуле первое преобразование осуществлялось через 3-мм диапазон длин волн. Отсутствие на тот момент доступной элементной базы усилительных и фильтрующих элементов этого диапазона не позволило достичь значения динамического диапазон выше 40 дБ. И всё же это был относительно высокий показатель по сравнению с аналогичными устройствами, построенных на отличном типе преобразования. И уже тогда можно было сделать о вывод о перспективности инфрадинных преобразователей для СВЧ.

Следующая представленная модернизация ШИП СВЧ представляет собой схему с первой промежуточной частотой в диапазоне 22 ГГц, где для первого преобразования использовался перестраиваемый синтезируемый гетеродин 24–40 ГГц. Свое воплощение она нашла в модуле прямого и обратного конвертера СВЧ с рабочим диапазоном частот 4–18 ГГц (ПК-ОК-В) Конструктивно и технологически он аналогичен устройству, показанному на рисунок 3.7.



Рисунок 3.7. Переносчик частоты (2003г.)

Особенностью конструкции является то, что модуль ПК-ОК-В построен по субмодульному принципу на основе волноводной линии передачи. Достоинства такого подхода гибкость при разработке и настройке. А недостатком является тот функциональные узлы преобразователя сложны, факт, что громоздки И нетехнологичны. ПК-ОК-В входит составе широкополосного приемного устройства, представленного на рисунок 3.8.



Рисунок 3.8. Широкополосный инфрадинный преобразователь (2003г.)

На момент создания он имел высокие технические характеристики и успешно решал поставленные перед ним задачи.

Позже ему на смену пришел аналог, построенный на импортной элементной базе. Прямой и обратный конвертер в данном исполнении разделен на два модуля ПК-М и ОК-М. На рисунке 3.9 изображен внешний вид прямого конвертера ПК-М



Рисунок 3.9. ПК-М (2009г.)

В отличие от своего предшественника, преобразователь построен все также по субмодульному принципу, но уже на основе коаксиальной и микрополосковой
линий передач [92]. ПК-М состоит из субмодулей – функционально законченных частей. Так как конструктивно они расположены в общем корпусе их отдельная герметизация не требуется. Субмодули взаимозаменяемы и обладают большими возможностями при регулировке, чем интегрированные узлы. Для миниатюризации в качестве их вводов и выводов энергии, использованы СВЧ-соединители типа SMP [75]. В отличие от ПК-ОК-В ПК-М имеет существенно меньшие габариты, простую и унифицированную конструкцию. По электрическим характеристикам модуль ПК-М находился на уровне лучших отечественных широкополосных преобразователей СВЧ.

Модуля ПК-М имеет следующие основные технические характеристики:

Диапазон рабочих частот от 2 до 18 ГГц

Полоса пропускания не менее 500 МГц

Коэффициент передачи 15-25 дБ

Неравномерность сквозного АЧХ до 5 дБ

Коэффициент шума не более 25 дБ

 $P_{1dB}$  по выходу не менее 15 дБм

Подавление ПКП, не менее 45 дБ

Уровень СПС по выходу, не более минус 50 дБм

Минимальный реальный динамический диапазон приемного устройства (рисунок 3.10), в состав которого входит ПК-М, составляет не менее 50 дБ.



Рисунок 3.10 Широкополосный инфрадинный преобразователь (2009г.)

То, что инфрадины в настоящее время являются наиболее привлекательным решением при проектировании широполосных приемных устройств СВЧ подтверждают и последние зарубежные публикации [12]. Современные ШИП СВЧ представлены такими иностранными фирмами как Cobham (TU-6402), Norden Millimeter, Kratos и Acon.

В статье английских авторов Devlin L. M.\*, Dearn A.W, Pearson G.A., Williamson S., Beasley P.D.L. [9] рассмотрена схемотехническая и конструкторская реализация двухканального ШИП СВЧ для приемника системы радиоэлектронной разведки. В публикации представлены схема и принцип работы устройства. Диапазон входных частот лежит в пределах от 2 до 18 ГГц, первая промежуточная частота выбрана в диапазоне от 22 до 23 ГГц, а верхняя граница выходного диапазона сигналов составляет 2 ГГц. Структурная схема модуля изображена на рисунок 3.11. Внешний вид модуля представлен на рисунке 3.12.



Рисунок 3.11 Структурная схема двухканального широкополосного конвертера СВЧ 2–18 ГГц (L. M. Devlin)



Рисунок 3.12 Внешний вид двухканального широкополосного конвертера СВЧ 2– 18 ГГц (L. M. Devlin)

Конструктивно модуль состоит из СВЧ части и платы питания и управления. СВЧ часть в свою очередь состоит из платы, кристаллов монолитных интегральный схем (МИС) СВЧ и микрополосковых фильтров [37, 63, 68]. Материал подложки для СВЧ платы RT/Duroid 5880. Основная плата имеет латунное основание и толщину диэлектрика 0,254 мм. МИС вместе пассивными чип-компонентами устанавливаются на поверхность СВЧ-платы. Соединение между кристаллами, фильтрами и основной платой осуществляется с помощью разварки.

Плата питания и управления представляет собой многослойную плату с материалом подложки Fr4. Конструктивно она расположена над CBЧ частью, а контакт между двумя частями происходит за счет специального соединение пружинного типа, так называемого «pogo pin». За счет сплошного заземления внутреннего и нижнего слоя платы питания и управления, а также их контакта с корпусом модуля, конструкция имеет надежное межплатное экранирование.

Необходимо отметить, что преимущество такой конструкции модуля заключается в повышенной надежности изделия и экономической эффективности, за счет сокращения количества операций ручного монтажа.

Модуль также имеет определенную конструктивную особенность СВЧ части. Она заключается в отсутствие физического разделения функциональных узлов СВЧ части модуля. С одной стороны, это позволяет существенно снизить амплитудную и фазовую неидентичность между каналами, с другой, ухудшает развязку между узлами и снижает подавление ПКП и СПС.

В материалах статьи представлены основные характеристики каналов широкополосного приемного устройства. Коэффициент передачи модуля лежит в пределах от 7 до 13 дБ, а неидентичность между двумя каналами в худшей точке равна 3 дБ. Коэффициент шума модуля на 18 ГГц составляет 10.5 дБ. Так как оценка неравномерности сквозной полосы и уровня ПКП и СПС не представлена в данной публикации судить о других электрических характеристиках в данном конструктивном исполнении проблематично.

На основе этой и других публикаций этого автора [9], где также представлены результаты измерений отдельный функциональных узлов модуля, можно сделать вывод об актуальности применения монолитной и гибриднойинтегральной технологий для изготовления ШИП СВЧ. Несмотря на перспективность данной технологии, главным недостатком данного подхода является низкий уровень подавления ПКП и СПС, который как правило не превышает 40 дБн.

С целью улучшения электрических характеристик при разработке ШИП СВЧ используют различные конструктивные, технологические и схемотехнические подходы. В том числе очень важен правильный выбор частотного плана. Особенности построения ШИП СВЧ с точки зрения динамического диапазона по ПКП и конструктивной сложности рассмотрены в зарубежной статье [12]. Автором статьи рассмотрены структурные схемы ШИП СВЧ и дана оценка производительности в зависимости количества фильтрующих элементов и выбранного частотного плана.

Несмотря на различия в конструкторских, технологических и схемотехнических решений можно определить современный уровень требований к широкополосным преобразовательным устройствам. Такие устройства должны иметь диапазон входных частот от 2 до 18 ГГц, полосу пропускания не менее 500 МГц, низкий разброс коэффициента передачи по всему диапазону рабочих частот не более 6–7 дБ и подавление ПКП и СПС не менее 50 дБ. Малогабаритные ШИП СВЧ должны обладать высокими повторяемостью и идентичностью параметров. Реальный динамический диапазон должен составлять не менее 50 дБ.

Расширение РДД инфрадинных преобразовательных устройств СВЧ помимо совершенствования элементной базы возможно за счет применение новых системотехнических и конструкторских подходов.

## 3.2 Основные подходы

Определим факторы ограничения РДД ШИП СВЧ и пути их устранения. Величина РДД широкополосного преобразовательного модуля СВЧ зависит от предельной чувствительность, верхней границей линейности амплитудной характеристики *P*<sub>1dB</sub>, уровней побочных каналов приема и собственных паразитных составляющих. Нижняя граница РДД ШИП СВЧ, заданная предельной чувствительностью, вычисляется по формуле Найквиста, где коэффициент шума ШИП СВЧ определяется по формуле Фрииса для каскадно-включенных цепей:

$$F = F_1 + (F_2 - 1)/G_1 + (F_3 - 1)/(G_1 \cdot G_2) + \dots,$$
(3.1)

где  $F_i$  – коэффициент шума отдельного каскада, ед.

 $G_i$  – коэффициент передачи отдельного каскада, ед.

Помимо Найквистовых шумов нижнюю границу РДД также ограничивают собственные паразитные спектральные составляющие. СПС представляют собой паразитные сигналы на выходе ШИП, наличие которых не связано с входным сигналом. Превышение уровня СПС порога чувствительности приводит к появлению ложного отклика.

Верхняя граница РДД в большей степени связана с линейностью элементов выходного тракта. Приведенная ко входу верхняя граница зависит от коэффициента передачи ШИП СВЧ и уровня 1-дБ компрессии по выходу следующим образом:

$$P_{Makc} = P_{1dB} - G, \tag{3.2}$$

где *Р<sub>макс</sub>* – верхняя граница РДД, дБВт

*P*<sub>1dB</sub> – точка однодецибельной компрессии по выходу, дБВт

*G*-коэффициент передачи, дБ

При заданном значении *P*<sub>1dB</sub> неравномерность коэффициента передачи означает соответствующее уменьшение РДД. Фактически верхняя граница РДД снижается на величину суммарной неравномерности коэффициента передачи. В свою очередь суммарная неравномерность для ШИП СВЧ связана с мгновенной АЧХ и значением среднего коэффициента передачи следующими соотношениями:

$$\Delta G_{cym} = |\Delta G_{cp}| + \Delta G_{M2H}, \tag{3.3}$$

где  $\Delta G_{M2H}$  – неравномерность мгновенной АЧХ, дБ

 $\Delta G_{cym}$  – суммарная неравномерность коэффициента передачи ШИП СВЧ, дБ  $\Delta G_{cp}$  – разница  $G_{cp}$  и номинального  $G_{cp}$ , дБ При этом неравномерность мгновенной АЧХ и средний коэффициент передачи для текущей частоты настройки определяется следующим образом:

$$\Delta G_{Meh} = G_{Makc} - G_{Muh}$$
 и  $G_{cp} = (G_{Muh} + G_{Makc})/2,$  (3.4)  
где  $G_{cp}$  – средний коэффициент передачи, дБ  
 $G_{Makc}$  – максимальный коэффициент передачи, дБ  
 $G_{Muh}$  – минимальный коэффициент передачи, дБ

Номинальное значение среднего коэффициента передачи определяется исходя из технических требований. Это значение является оптимальным с точки зрения соотношения чувствительности и динамического диапазона. На практике действующий  $G_{cp}$  отличается от номинального  $G_{cp}$ , а мгновенная АЧХ имеет неравномерность. Оба параметра связаны с частотой настройки ШИП СВЧ и зависят от рабочей температуры. Следовательно, необходимо решить задачу минимизации  $\Delta G_{сум}$  и, в частности, величин  $\Delta G_{cp}$  и  $\Delta G_{мен}$  для каждой частоты настройки в диапазоне рабочих температур.

Наличие побочных каналов приема в преобразовательном устройстве также ограничивает РДД. Так как ПКП зависят от уровня входного сигнала, они ограничивают верхнюю границу РДД. Обобщённая формула ПКП выглядит следующим образом:

$$f_{\Pi K\Pi} = m/n \cdot f_{ret} \pm 1/n \cdot f_{\Pi \Psi},$$
 (3.5)  
где  $f_{\Pi K\Pi}$  – частота побочного канала приема  
 $f_{ret}$  – частота гетеродина  
 $f_{\Pi \Psi}$  –промежуточная частота  
m, n – целые числа

По сути, в ШИП СВЧ присутствует множество ПКП, подавление которых зависит от выбранного частного плана, конструкции и характеристик активных и пассивных элементов схемы.

Фильтры и другие элементы с частотно-избирательными свойствами обеспечивают подавление наиболее мощных ПКП и СПС. Появление ПКП и СПС в том числе обусловлено неидеальностью узлов умножения первого и второго гетеродина. Неоптимальный режим работы СВЧ устройств гетеродинных трактов может приводить к возникновению паразитных дискретных составляющих спектра, которые в свою очередь образуют ПКП и СПС. Для уменьшения уровня паразитных сигналов необходима настройка параметров питания соответствующих элементов. До недавнего времени регулировка усилительных и умножительных элементов ШИП СВЧ фактически осуществлялась вручную. Для изменения питающих напряжений приходилось многократно заменять элементы схем питания. То обстоятельство, что ШИП СВЧ должен работать в широком диапазоне температур, еще больше осложняло настройку.

Расширить возможности регулировки позволила схема с управляемыми источниками питания [57]. Эти устройства представляли собой многоканальные стабилизаторы, выходные напряжения которых устанавливались без изменения схемотехники с помощью специального программного обеспечения. Использование управляемых источников питания позволило снизить трудоемкость и существенно повысить эффективность комплексной регулировки. За счет этого удалось несколько улучшить электрические характеристики изделия.

Такая схема питания, однако, имела существенный недостаток. Регулировка с помощью управляемых источников питания носила технологический характер. Ее целью был подбор таких значений питающих напряжений, которые обеспечили бы работоспособность широкополосных активных элементов на всех частотах настройки и в полном диапазоне температур. Понятно, что такая регулировка носила компромиссный и усредненный характер. Чтобы достичь более высоких показателей подавления паразитных сигналов, необходимо управление режимами работы активных элементов гетеродинных трактов в процессе эксплуатации.

Оптимальное решение поставленных выше задач возможно только с помощью встроенных средств автоматической регулировки. В зависимости от текущего состояния изделия СВЧ элементы приемного и гетеродинного трактов

80

должны управляться системой, интегрированной в модуль. По сути, необходима динамическая регулировка ШИП СВЧ.

Структура приемного тракта (рисунок 3.14) разработанного ШИП СВЧ включает в себя как широкополосные элементы, так и элементы с частотноизбирательными свойствами.



Рисунок 3.14. Упрощенная структурная схема ШИП СВЧ, где 1 – входная коммутационная схема, 2 – первый смеситель, 3 – усилитель первой промежуточной частоты (ПЧ1), 4 – фильтр ПЧ1, 5 – второй смеситель, 6 – усилитель второй промежуточной частоты (ПЧ2), 7 – фильтр ПЧ2, 8 – управляемый аттенюатор, 9 – выходной тракт, 10 – тракт первого гетеродина, 11 – тракт второго гетеродина

Последние фактически определяют форму мгновенной АЧХ. В их число входят фильтры и усилители первой и второй промежуточных частот. Широкополосные элементы, которыми являются входная коммутационная цепь и первый смеситель, в меньшей степени влияют на АЧХ мгновенной полосы частот. При этом мгновенная АЧХ формируется таким образом, что от частоты настройки меняется в основном только ее наклон. Корректируя наклон АЧХ в зависимости от частоты настройки можно добиться уменьшения ее неравномерности. Функцию активного корректора АЧХ в данном случае может выполнить СВЧ эквалайзер. СВЧ эквалайзер должен работать в диапазоне частот выходного тракта и обладать соответствующим быстродействием [27, 53, 68].

Помимо снижения неравномерности мгновенной АЧХ на каждой частоте настройки необходимо минимизировать отклонение среднего коэффициента передачи от номинального значения. При этом средний коэффициент передачи ШИП СВЧ также зависит от температуры окружающей среды. Для его частотной и температурной компенсации в схему необходимо ввести управляемый аттенюатор СВЧ. Аттенюатор должен обладать малым временем переключения, высокой точностью ослабления и низкой неравномерностью АЧХ.

Одновременно с уменьшением разброса коэффициента передачи необходимо увеличение подавления уровня паразитных составляющих в выходном спектре гетеродинных трактов ШИП СВЧ. Это достижимо при помощи автоматической регулировки режимов работы усилительных и умножительных элементов. Осуществлять такую регулировку возможно посредством изменения их питающих напряжений с помощью управляемых источников питания.

В настоящее время с помощью быстродействующих ЦАП и устройств управления стало возможным использование цифровых автоматических схем питания и управления (АСПиУ) [108]. Внедрение АСПиУ дает возможность реализовать предложенные выше подходы к расширению РДД. Цифровые аппаратные и программные средства в сочетании с аналоговыми исполнительными устройствами позволяют осуществлять автоматическую регулировку СВЧ элементов приемного и гетеродинных трактов в процессе применения по назначению. На рисунке 3.15. представлена упрощенная функциональная схема цифровой АСПиУ.

82



Рисунок 3.15. Упрощенная структура автоматической схемы питания и управления ШИП СВЧ, где 1 – датчик температуры; 2 – аналого-цифровой преобразователь; 3 – цифровое управляющее устройство; 4 – цифро-аналоговый преобразователь; 5 – аналоговый корректор АЧХ; 6 – цифровой дискретный аттенюатор

Принцип работы системы заключается в регулировании характеристик СВЧ узлов и элементов по предустановленному алгоритму на основе внутренних и внешних данных. Внутренним является температура, а внешними – частота, значения добавочного ослабления коэффициента передачи, коэффициента термокомпенсации и напряжений питания. СВЧ узлами, управляемыми в процессе работы, являются дискретный аттенюатор, СВЧ эквалайзер, умножительные и усилительные элементы гетеродинных и сквозного трактов.

Эффективность частотной и температурной компенсации непосредственно зависит от следующих факторов:

- шага и точности установки ослабления аттенюатора
- точности измерения датчика температуры
- равномерности распределения тепла по элементам конструкции
- величины температурного гистерезиса.

В схему включены два цифровых аттенюатора HMC542ALP4, которые имеют шаг ослабления 0,5 дБ и точность установки ослабления равной  $\pm 0.25 + 3\%$  от установленного значения.

В качестве температурного датчика выбрана микросхема фирмы microchip ТС77. Данная микросхема имеет следующую точность измерения температуры:

 $\pm 1^{\circ}$ С (макс.) точность для  $\pm 25^{\circ}$ С to  $\pm 65^{\circ}$ С

 $\pm 2^{\circ}$ С (макс.) точность для -40°С to +85°С

 $\pm 3^{\circ}$ С (макс.) точность для -55°С to +125°С

Датчик установлен непосредственно на плату питания и управления вблизи металлических теплоотводящих конструкций с целью уменьшения температурного дисбаланса между. Частота считывания температуры выбрана равной 1 раз в 2 мин.

Чтобы обеспечить работу АСПиУ ШИП СВЧ необходима начальная калибровка модуля. Такая калибровка состоит из нескольких циклов измерений и корректировок отдельных параметров СВЧ. В число измеряемых характеристик входят мгновенная АЧХ, коэффициент шума, уровень ПКП и СПС. Измерения параметров проводятся на всех частотах настройки в интервале рабочих температур.

На первом этапе необходимо выполнить калибровку мгновенной АЧХ. При измерении мгновенной АЧХ путем регулирования управляющего напряжения эквалайзера добиваются наименьшей разницы между минимальным и максимальным значением коэффициента передачи в мгновенной полосе частот. Полученные значения управляющего напряжения для каждой частоты настройки записываются в калибровочную таблицу в память управляющего устройства. Так как наклон АЧХ также линейно зависит от рабочей температуры, дополнительно задается корректирующий коэффициент.

На втором этапе с откалиброванной мгновенной АЧХ проводятся измерения среднего коэффициента передачи во всем рабочем диапазоне. Из полученных данных для автоматической корректировки вычисляются необходимые значения ослабления аттенюатора для каждой точки настройки, равные текущему  $\Delta G_{cp}$ . Путем измерений при пониженной и повышенной рабочей температуры определяется поправочный коэффициент для термокомпенсации.

После выравнивания мгновенной АЧХ и среднего коэффициента передачи проводятся измерения уровней ПКП и СПС. При необходимости путем

регулировки режимов работы элементов приемного и гетеродинных трактов добиваются минимизации уровня ПКП или СПС. Значения соответствующих питающих напряжений для каждой частоты настройки и температуры записываются в память АСПиУ.

Как правило процесс калибровки включает в себя несколько итераций полного цикла измерений и корректировок. При этом для повышения точности калибровки и уменьшения времени ее проведения используется специализированный автоматизированный измерительный стенд [71].

После завершения процесса начальной калибровки АСПиУ может использовать полученные данные для автоматического регулирования ШИП СВЧ.

Главная цель внедрения принципа автоматического регулирования – это расширение возможностей ШИП СВЧ. Несмотря на то, что внедрение АСПиУ в модуль ШИП СВЧ приведет к некоторому усложнению конструкции модуля, такое техническое решение должно позволить добиться существенного улучшения ключевых СВЧ параметров.

# 3.3 Реализация и экспериментальные исследования АСПиУ в составе модуля ШИП СВЧ

Для оценки эффективности работы АСПиУ в составе модуля ШИП СВЧ проведен сравнительный эксперимент. Далее представлены данные измерений модуля с автоматической схемой питания и управления и без нее. На рисунке 3.16 изображены мгновенные АЧХ, измеренные с шагом 500 МГц в полном рабочем диапазоне частот.



Рисунок 3.16 Коэффициент передачи ШИП СВЧ, где 1 – коэффициент передачи без автоматической регулировки; 2 – коэффициент передачи с автоматической регулировкой

В верхней части график продемонстрирована АЧХ ШИП СВЧ без использования автоматической регулировки внутренними средствами. Мгновенная АЧХ в некоторых точках имеет неравномерность до 3 дБ. Значение  $\Delta G_{cp}$  в худшей точке составляет порядка 6 дБ. В целом разница между минимальным и максимальным значением коэффициента передачи во всем диапазоне рабочих частот составляет более 8 дБ. Такой разброс означает соответствующее ухудшение РДД ШИП СВЧ.



Рисунок 3.17 Мгновенная АЧХ ШИП СВЧ, где 1 – мгновенная АЧХ до СВЧ эквалайзера; 2 – АЧХ эквалайзера СВЧ; 3 – мгновенная АЧХ после СВЧ эквалайзера

Путем автоматической регулировки с помощью АСПиУ удалось уменьшить  $\Delta G_{men}$  и  $\Delta G_{cp}$ . Соответствующая АЧХ ШИП СВЧ изображена в нижней части рисунка 3.12. Значение  $\Delta G_{men}$  в среднем ниже на 1–1,5, а  $\Delta G_{cp}$  на всех частотах настройки в интервале температур не превышает 2 дБ. Величина  $\Delta G_{cp}$  вычислялась согласно (3.3), при этом измерение  $G_{cp}$  производилось с частотой 1 раз в 10 мин. в интервале температур от -40 до +60С.

С целью установления повторяемости электрических характеристик были проведены испытания на нескольких изделиях. Эксперимент проводился на партии модулей с повышенным коэффициентом передачи 28–31 дБ. На рисунке 3.18 приведены результаты измерений четырех модулей ШИП СВЧ.



Рисунок 3.18 Коэффициент передачи четырех макетных модулей ШИП СВЧ

Сравнительный эксперимент нескольких изделий показал незначительный разброс коэффициента передачи внутри одной партии изделий. Разница между экземплярами в худшем случае составила 0.5 дБ.

На рисунке 3.19 представлены результаты измерений ПКП и СПС ШИП СВЧ. Маркерами ( $\blacktriangle$ ) обозначены уровни паразитных сигналов на выходе преобразователя, измеренные без использования автоматической регулировки с помощью АСПиУ. ПКП измерялись при сигнале с мощностью, приведенной к выходу, +10 дБм, равной значению  $P_{1dB}$  – 3 dB. Видно, что типичный уровень ПКП и СПС составляет от -60 до -55 дБм. Также в модуле присутствует ПКП с уровнем -46 дБм.



Рисунок 3.19 Уровни подавления ПКП и СПС ШИП СВЧ: 1 – ПКП и СПС без автоматической регулировки; 2 – ПКП и СПС с автоматической регулировкой

Отличие модуля с применением автоматической регулировкой заключается в существенно лучшем подавлении ПКП и СПС. Измеренные значения паразитных сигналов на выходе ШИП СВЧ для этого случая представлены на рисунке 3.19 и обозначены соответствующими маркерами (•). Относительный уровень наибольшего ПКП не превышает минус 55 дБм. В целом это на 5–15 дБ лучше, чем для ШИП СВЧ без АСПиУ. Количество типичных ПКП и СПС, уровень которых составляет более -70 дБм, существенно уменьшено.

Для определения повторяемости значений подавления ПКП и СПС внутри одной партии были проведены испытания на нескольких изделиях. На рисунке 3.20 приведены результаты измерений четырех модулей ШИП СВЧ.



Рисунок 3.20 Уровни ПКП и СПС четырех макетов ШИП СВЧ

В ходе эксперимента удалось установить, что уровни ПКП и СПС отличаются на некоторую величину, но не превышают допустимые значения.

Рассмотренные выше сравнительные измерения коэффициента передачи и паразитных каналов приема позволяют сделать вывод о том, что внедренные технологические и конструкторские решения позволили получить высокую повторяемость электрических характеристик.

На основании проведенных измерений можно сделать вывод, что несмотря на некоторое усложнение конструкции, предложенные технические решения позволили существенно расширить РДД. Динамическая регулировка на базе цифровой АСПиУ обеспечила достижение практического максимума технических возможностей РДД ШИП СВЧ.

Далее представлены конструкция модуля ШИП СВЧ с автоматической схемой питания и управления (рисунок 3.21). Плата питания и управления с АСПиУ изображена на рисунке 3.22



Рисунок 3.21 Вид со стороны СВЧ части ПК-ММ



Рисунок 3.22 Вид со стороны НЧ части ПК-ММ

Модуль имеет рабочий диапазон частот от 2 до 18 ГГц. НЧ цифровая часть, которая включает в себя АСПиУ, реализована на единой многослойной печатной плате с использованием ПЛИС в качестве управляющего устройства. Модуль с цифровой АСПиУ имеет свои конструктивные особенности. Импульсные и цифровые устройства в схеме питания при наличии паразитных связей приводят к

появлению помех в СВЧ трактах. При проектировании особое внимание было уделено обеспечению требуемой развязки между СВЧ и НЧ частями [19, 103]. К особенностям в том числе можно отнести наличие земляных слоев, развязывающих между собой сигнальные цепи, и установленные выходные фильтры перед каждым выводом управляющих и питающих напряжений. Это сделано, чтобы обеспечить необходимую фильтрацию и минимизировать уровни просачивания тактовых сигналов и других помех [18, 31, 98].

Конструкция модуля представляет собой двухсекционный металлический корпус, в одной секции которого установлена плата питания и управления, а в другой – СВЧ часть. Особенностью конструкции является то, что все платы, выполнены по технологии автоматизированного монтажа SMD-компонентов, а соединение по цепям питания и управления реализуется с помощью гермовводов и специальных скользящих контактов. Скользящие контакты представляют собой SMD-компоненты, которые устанавливаются в автоматическом режиме на печатные платы.

Габаритные размеры ШИП СВЧ составляют 105 x 105 x 28 мм. Модуль входит в состав функционально законченного базового преобразовательного устройства системы пассивной радиолокации. В свою очередь базовое преобразовательное устройство включает в себя модуль питания и управления и модуль базового синтезатора частот. Совместно с ВЛТ преобразователь является одноканальным ШПУ СВЧ. Объем такого одноканального ШПУ СВЧ не превышает 3 дм<sup>2</sup>. Это значение является одним из лучших показателей среди отечественных и зарубежных аналогов и дает основание отнести разработанный модуль к классу малогабаритных.

Помимо того, что новая конструкция ШИП СВЧ позволяет реализовать модуль с улучшенными массогабаритными показателями, она также облегчает сборку и существенно повышает надежность изделия.

В настоящее время для сложных систем помимо растущих требований по электрическим характеристикам все более актуальной становится потребность в устройствах, разработанных для использования по принципу «без настройки». В компьютерной терминологии такая технология известна под названием «plug & play» работай). Рассмотренные В сообщении (включил и подходы К проектированию не только позволили улучшить качественные и количественные инфрадинных преобразователей ШПУ СВЧ, но показатели И получить функционально законченное устройство, использование которого возможно без дополнительной регулировки потребителем в составе аппаратуры назначения.

Представленный модуль имеет низкую суммарную неравномерность коэффициента передачи и высокое подавление паразитных сигналов за счет использования автоматической схемы питания и управления. Внутренняя цифровая схема питания и управления позволяет уменьшить функциональную нагруженность на потребителя, повышая при этом надежность работы аппаратуры назначения.

Очевидно, что кроме растущих требований к электрическим характеристикам к ШИП СВЧ дополнительно будут ставиться задачи повышения степени интеграции и функциональных возможностей. Возможность решения таких перспективных задач заложена в предложенных системотехнических подходах.

#### 3.4 Выводы

ШПУ СВЧ строится на базе широкополосного инфрадинного преобразователя, от которого в большой степени зависит ТТХ приемника и, в частности, реального ДД. Ограничение ДД в ШИП СВЧ непосредственно связано с неравномерностью АЧХ и уровнем ПКП и СПС.

Возможность расширения ДД лежит в плоскости автоматизации схемы питания и управления модуля преобразователя. На основе результатов экспериментальных исследований сделан вывод о целесообразности применения в ШИП СВЧ цифровых АСПиУ.

Предложенные системотехнические и конструкторские подходы дают возможность создания качественно нового малогабаритного,

многофункционального ШИП СВЧ. Улучшенные массогабаритные показатели, повторяемость и идентичность электрических характеристик позволяют использовать ШИП СВЧ в качестве базового элемента многоканальных систем ПР с высокими ТТХ.

# ГЛАВА 4. РАСШИРЕНИЕ ДД ШПУ СВЧ В МНОГОСИГНАЛЬНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

При проектировании выходного тракта ШПУ СВЧ стоят две противоречащие друг другу задачи ограничения выходной мощности и увеличения максимального уровня сигнала, который с допустимым уровнем искажений может быть преобразован в ШПУ [109, 112].

Для реализации наилучшей динамики в многосигнальном режиме при заданном максимальном уровне выходного сигнала необходимо увеличивать  $OIP_3$  и параметр *C*. Увеличение параметра *C*, который определяет отношение уровня полезного сигнала к уровню интермодуляционных искажений в точке  $P_{1dB}$ , позволит линеаризовать аналоговый выходной тракт и приблизить форму его АХ к «цифровой». Чем ближе реальное устройство к элементу с «идеальной» линеаризированной амплитудной характеристикой, тем больше константа *C* и его ДД в многосигнальном приближении.

## 4.1 Основные подходы

Тенденции развития элементной базы усилителей мощности СВЧ диапазона также свидетельствуют об актуальности проблемы расширения ДД в части интермодуляционных искажений [4, 15, 28, 35]. Некоторые из представленных усилителей умеют разницу между уровнем  $OIP_3$  и  $P_{1dB}$  20 и более дБ. Такие усилители с высоким  $OIP_3$  в зарубежной литературе часто называют линейные или линеаризированные усилители (linear amplifier) [14, 28, 55]. Их основной областью применения являются современные системы широкополосной связи [21, 24, 30]. Как правило линейные усилители используются в качестве оконечных усилителей мощности в передающих трактах [36, 40].

Помимо специализированных усилителей для расширения ДД в многосигнальном режиме применяются схемотехнические методы линеаризации характеристик [42, 48, 56]. Такие методы основаны на схемах компенсации

интермодуляционных искажений с внесением предискажений, с обратной или прямой связью.

Для ШПУ СВЧ актуальной является задача получения линеаризированного выходного тракта, который обеспечивает расширение ДД по критерию интермодуляционных искажений. Можно выделить несколько способов решения советующей задачи. Первый способ – условно активный и может строиться на базе элементов с обратной, прямой связью, методом введения предискажений или системы с автоматической регулировкой усиления (АРУ). Второй – пассивный, строится на основе усилителя с заданным  $P_{1dB}$  и высокой точкой  $OIP_3$  или ограничителем мощности с заданным выходным уровнем. Каждый из подходов имеет свои преимущества и недостатки.

Схемотехническая реализация активных методов уменьшения интермодуляционных искажений подразумевают различные подходы при проектировании, которые выбираются в зависимости от конкретного применения и поставленной задачи. Увеличение подавления интермодуляционных искажений возможно 3a счет компенсации интермодуляционных составляющих, автоматической регулировки усиления или использования цифровой коррекции. Существует три подхода актуальных для ШПУ СВЧ, в основе которых лежат:

- коррекция входного сигнала

- прямая связь

- обратная связь

Принцип линеаризация, построенный на коррекции, заключается в использовании предварительного искажения сигнала. Он реализуется с помощью программно-аппаратных средств, таких как ПЛИС и цифровые процессоры. В схеме с предискажением сигнала перед выходным усилителем включается предварительный корректор. Динамическая характеристика данного элемента представляет функцию, обратную динамической характеристики усилителя. В идеальном случае выходной сигнал представляет линейно усиленный входной сигнал [48]. Упрощенная схема тракта с линеаризацией с помощью предварительной коррекции сигнала изображена на рисунке 4.1.



Рисунок 4.1. Упрощенная схема тракта с линеаризацией на основе предварительной коррекции сигнала

В схему также включена обратная связь для реализации адаптивной системы, учитывающей изменения климатических факторов и факторов старения. Предварительная коррекция может различаться методом вычисления корректирующего сигнала. Корректор может строиться на основе таблиц истинности (look-up-table), полиномиальной или кусочно-линейной аппроксимации [48].

Главной областью применения подобной линеаризации является усилители мощности передатчиков систем мобильной связи. Недостатком такого метода линеаризации применительно к выходным трактам ШПУ СВЧ является относительно узкая полоса рабочих частот, технологическая сложность реализации и зависимость эффективности подавления интермодуляционных искажений от формы и типа входного сигнала. Ввиду априорной неопределённости структуры принимаемых сигналов ШПУ СВЧ, в настоящее время применение такого способа нецелесообразно, однако возможно в перспективе.

Более простые в исполнение, с относительно широкой полосой рабочих частот являются аналоговые системы с прямой и обратной связью.

Система с прямой связью содержит два контура обработки сигналов (рисунок 4.2).



Рисунок 4.2 Упрощенная схема тракта с линеаризацией на основе прямой связи

Выходной сигнал первого контура создаёт сигнал ошибки. Это сигнал является результатом вычитания из выходного сигнала нелинейного усилителя и задержанного неискаженного входного сигнала. Во втором контуре сигнал ошибки, прошедший через усилитель искажений, вычитается из задержанного выходного сигнала нелинейного усилителя. В результате на выходе системы формируется усиленный сигнал без нелинейных искажений.

Достоинствами рассматриваемого метода можно считать высокую устойчивость за счет отсутствие ослабления коэффициента передачи системы и относительную простоту реализации. В то время как главным недостатком схемы является крайне высокая чувствительность элементов к согласованию, особенно в широкой полосе.

Схема линеаризации с обратной связью основана на регулировании коэффициента передачи. Такая схема различается по принципу обратной связи и, может быть, в полярной системе координат, в декартовой и по огибающей [42, 56]. Упрощенная блок схема последней изображена на рисунке 4.3.



Рисунок 4.3 Упрощенная схема тракта с линеаризацией на основе обратной связи

В данном случае представлена система с обратной связью по огибающей несущей (envelope feed-back). Детекторы модулируют входной и выходной сигналы по амплитуде, а операционный усилитель сравнивает выделенные сигналы. Результирующее напряжение операционного усилителя служит сигналом АРУ.

Отличительная особенность метода с АРУ от методов с компенсацией сигналов в том, что усилительный элемент во всем диапазоне уровней входных сигнала работает в линейном режиме. Это позволяет получить более эффективное подавление интермодуляционных составляющих.

Недостатком являются относительно высокие требования к активным элементам схемы и искажение формы сигнала. Так как детекторы работают с искаженными модулированными сигналами сложной формы они должны обладать достаточным динамическим диапазоном и широкой полосой пропускания, вдвое превышающей полосу входного усиливаемого сигнала [48].

Возможность применения вышеописанных схем для расширения ДД ШПУ СВЧ зависит от соответствующих требований и специфики аппаратуры назначения. В частности ШПУ СВЧ в системе должен обеспечить прием, преобразование и ограничение сигналов для дальнейшей обработки АЦП. При этом если в режиме работы ограничения допускается искажение сигналов оптимальными в таком случая являются схемы линеаризации на основе обратной и прямой связью с компенсацией интермодуляционных составляющих и схемы с АРУ по огибающей.

В отличии от активных пассивные методы линеаризации являются наиболее универсальными, простыми в реализации, недорогими и относительно эффективными. В условно пассивных схемы построения линеаризированного выходного тракта ШПУ СВЧ применяются дискретные элементы с низким уровнем интермодуляционных искажений. Это могут быть как усилители СВЧ, так и ограничители мощности.

Для ограничения мощности выходного тракта может быть применен усилитель с заданной точкой  $P_{1dB}$ . По сути, выходная мощность не может превысить уровня насыщения усилителя, а уровень ИМИ будет практически полностью зависеть от его характеристик.

Другой способ построения заключается в использовании ограничителя мощности на выходе тракта и предстоящего усилителя мощности с высоким *OIP<sub>3</sub>*. В данном случае нелинейные искажения будут вызваны в основном выходным ограничителем.

Вышеописанные методы линеаризации характеристик могут с разной степенью эффективности применены к ШПУ СВЧ. Для выбора оптимального метода построения выходного тракта ШПУ СВЧ было проведено экспериментальное исследование трех различных схемотехнических решений [103]:

1. Выходной усилитель с уровнем *P*<sub>1dB</sub> по выходу на уровне +15 дБм, с соответствующем максимальным уровнем сигнала.

2. Мощный выходной усилитель с *OIP<sub>3</sub>* = 41 дБм и диодным ограничителем по выходу.

3. Схема автоматической регулировки ослабления с мощным усилителем по выходу (рисунок 4.4).

100



Рисунок 4.4. Упрощенная схема линеаризатора с АРУ

Результаты измерений первого варианта приведены на рисунке 4.5.



Рисунок 4.5. Спектр сигнала для варианта 1 и вариант 2, где 1 и 2 –сигналы основного тона, 3 и 4 – интермодуляционные искажения третьего порядка

Из рисунка видно, что  $IM_3$  вблизи  $P_{1dB}$  составляет величину порядка минус 20 дБн, что, как отмечалось выше, не соответствует требованиям аппаратуры назначения.

Во втором случае параметры выходного тракта по  $IM_3$  практически ничем не отличаются от предыдущей схемы  $IM_3$  усилителя совместно с ограничителем мощности по выходу с точностью до погрешности измерения совпадает с результатом измерения  $IM_3$  схемы выходного тракта по варианту, показанным на рисунке 4.5. Причиной является выходной ограничитель мощности на основе p-i-n диодов. Именно он и определяет  $IM_3$  вблизи точки  $P_{1dB}$ . Этот не вполне очевидный факт в конце концов ведет к важному промежуточному выводу исследования: - величина *IM*<sub>3</sub> зависит только от уровня *OIP*<sub>3</sub> и *P*<sub>вых</sub> - суммарного уровня мощности выходных сигналов:

 $OIP_3 = P_{_{6blx}} * \sqrt{IM_3}$ 

и не зависит от физической природы нелинейных ограничивающих элементов (диоды, транзисторы и т. п.). В данном случае *IM*<sub>3</sub> выходного тракта определяет невысокий *OIP*<sub>3</sub> диодного ограничителя, обеспечивающего безопасный уровень выходной мощности.

Таким образом, схема выходного тракта с данными мощным усилителем и диодным ограничителем также не обеспечивает соответствия требованиям назначения ШПУ СВЧ при работе в многосигнальном режиме.

Приведенная на рисунке 4.4 схема выходного тракта состоит из цепи автоматической регулировки ослабления, подключенной ко входу усилителя. Напряжение управления аттенюатором формируется в автоматическом режиме детектором и вспомогательным операционным усилителем. Выходной тракт по подавлению ИМИ имеет характеристики, показанные на рисунке 4.6.



Рисунок 4.6. Спектр сигнала для варианта 3, где 1 и 2 –сигналы основного тона, 3 и 4 – интермодуляционные искажения третьего порядка

 $OIP_3$  по выходу ШПУ СВЧ составляет более 40 дБм, что обеспечивает  $IM_3$  при безопасном уровне выходной мощности около 60 дБн.

Сравнительные амплитудные характеристики всех трех вариантов показаны на рисунке 4.7.



Рисунок 4.7. Амплитудные характеристики трех вариантов построения выходного тракта, где 1, 2 и 3 – сигналы основного тона, 4, 5 и 6 – интермодуляционные искажения третьего порядка для 1-го, 2-го и 3-го вариантов соответственно

Из графиков видно, что усилитель и ограничитель с одинаковым  $P_{1dB}$  идентичны и по критерию  $IM_3$ , а схема с автоматической регулировкой ослабления и мощным усилителем на выходе имеет гораздо лучшие характеристики по подавлению ИМИ.

Из активных методов линеаризации выходного тракта схема с АРУ является наиболее подходящий. Однако ее недостатками являются искажение амплитуды выходного сигнала относительно входного и ограниченное быстродействие схемы автоматической регулировки ослабления.

Доступная элементная база не позволяет полной мере реализовать схемы с прямой и обратной связью по огибающей применительно к выходным трактам ШПУ СВЧ. В настоящее время в качестве детекторов СВЧ и быстродействующего операционного усилителя сигнала могут быть использованы микросхемы фирмы Analog Device ADL6012 и OP809 с полосой рабочих частот не более 500 МГц. Согласно [56] таких характеристик детектора недостаточно для полноценного функционирования системы АРУ в выходном тракте ШПУ СВЧ, полоса пропускания которого составляет 500 МГц и более.

На основе экспериментальных исследований можно сделать вывод о том, что схема на пассивных компонентах несмотря на то, что уступает схеме с АРУ по эффективности подавления *IM*<sub>3</sub>, является наиболее актуальной и перспективной с точки зрения применимости к ШПУ СВЧ. При этом расширение верхней границы ДД ШПУ СВЧ возможно за счет совершенствования и создания соответствующей элементной базы усилителей и ограничителей. Актуальным является подход, в основе которого лежит лианизирование ограничителя мощности выходного тракта ШПУ СВЧ.

## 4.2 Моделирование

Касательно квазилинейных транзисторных усилителей СВЧ с высоким значением *OIP*<sub>3</sub>, то теория и инженерные подходы к их созданию широко представлены в литературе [28, 36]. Это связано с бурным развитием техники и технологии усилителей мощности для современных систем связи, использующие сложные виды модуляции сигнала.

Проблематика нелинейных интермодуляционных искажений в p-i-n диодах разработана гораздо слабее. Некоторые аспекты моделирования нелинейных искажений в устройствах, содержащих p-i-n-диоды, рассматривались в ряде работ [96, 97].

В статье [116] приведены исследования интермодуляционных искажений ограничителей мощности на диодах ДБШ (М44427 литер 1) и p-i-n диодах (М44420) на частотах 17,9 и 18 ГГц. Измеренные значения параметра С составили 10 и 15 дБ соответственно.

ИМИ p-i-n-диодного ограничителя на требуемых рабочих частотах вблизи *P*<sub>1dB</sub> можно существенно снизить за счет применения диодов, структура которых оптимизирована для повышения линейности передаточной характеристики [44]. Рассмотрим пример расчета p-i-n-диодного ограничителя мощности с учетом его нелинейных свойств. Передаточная характеристика может быть записана в виде:

$$u_{out} = a_1 u_{in} + a_2 u_{in}^2 + a_3 u_{in}^3 + \dots + a_n u_{in}^n,$$
(4.1)  
где  $a_n = \frac{1}{n!} \frac{d^n f}{du_{in}^n} \Big|_{A}$  - коэффициенты ряда Тейлора.

На вид передаточной характеристики существенное влияние оказывают электрофизические свойства, характеристики и параметры p-i-n-диодов, многими из которых можно целенаправленно управлять на этапе их производства [43].

При этом, если передаточная характеристика p-i-n-диодного ограничителя мощности хорошо аппроксимируется полиномом третьего порядка (т. е.  $a_m \rightarrow 0$  при  $m \ge 4$ ) с учетом ряда приближений можно получить выражения, связывающие электрофизические свойства и параметры p-i-n-диодов с основными характеристиками ограничителя мощности:

$$P_{1dB} = \frac{L_a W^3 \sqrt{2\tau^3 \omega^3}}{2Z \mu_a^2 \tau^2} \left(1 - \frac{1}{10^d}\right), \ d = \frac{1}{20}, \tag{4.2}$$
$$OIP_3 = \frac{L_a W^3 \sqrt{2\tau^3 \omega^3}}{2Z \mu_a^2 \tau^2}, \tag{4.3}$$

при этом  $C = OIP_3 - P_{1dB} = 9,6$  дБ, что согласуется с известными из литературы теоретическими результатами, причем C = 9,6 дБ = *const*.

В выражениях (4.2), (4.3) и далее  $L_a = \sqrt{D_a \tau}$  – длина амбиполярной диффузии;  $\tau$  – амбиполярное время жизни;  $D_a = \frac{kT}{q} \frac{2\mu_n \mu_p}{\mu_n + \mu_p}$  - коэффициент амбиполярной диффузии; k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; q – элементарный заряд;  $\mu_n$  и  $\mu_p$  подвижности электронов и дырок, соответственно; W – толщина базовой і-области;  $\Theta$  частота гармонической составляющей двухтонального сигнала с частотами  $\omega_1 = \omega$ ,  $\omega_2 = \omega + \Delta \omega$  при  $\Delta \omega \ll \omega$ ; Z – импеданс нагрузки. Выражения справедливы при следующих основных приближениях:

$$\omega \tau >> 1, \ \frac{W}{L_a} \le 2, \ \frac{I_{RF}W}{I_{dc} 2L\sqrt{\omega \tau}} < 1.$$

В случае, если сформирована передаточная характеристика, которая хорошо аппроксимируется полиномом пятого порядка (т. е.  $a_m \rightarrow 0$  при  $m \ge 6$ ) интересующая нас величина С является функцией коэффициентов передаточной характеристики (25) С =  $f(a_1, a_3, a_5)$  и имеет вид:

$$C = \frac{5}{3} \frac{a_5}{a_3} \left[ \sqrt{\frac{9}{16} \left(\frac{a_3}{a_1}\right)^2 - \frac{5}{2} \frac{a_5}{a_1} \left(1 - 10^{\frac{1}{20}}\right)} - \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} \right]^{-1}.$$

Видно, что увеличение С может быть достигнуто в основном за счет увеличения отношения  $\frac{a_5}{a_3}$ . На практике это приведет к снижению мощности интермодуляционных составляющих третьего порядка и увеличению мощности интермодуляционных составляющих 5-го порядка.

В этом случае для p-i-n-диодного ограничителя мощности

$$P_{1dB} = \frac{2\sqrt{2}L_a^3 W^2 \omega}{3Z\mu_a^2 \tau} \left( \sqrt{\frac{1}{2L_a^2} - \frac{3\sqrt{2}W\sqrt{\tau\omega}(1-10^d)}{4 \cdot 10^d \cdot L_a^3}} - \frac{\sqrt{2}}{2L_a} \right)$$
$$OIP_3 = \frac{L_a W^3 \sqrt{2\tau^3 \omega^3}}{2Z\mu_a^2 \tau^2},$$

 $C = f(W, L_a, \omega, \tau)$  [49] и для безразмерных переменных  $x = \frac{W}{L_a}$  и  $t = \omega \tau$ 

имеет вид

$$C = f(x,t) = 10 \log\left(\frac{3xt^2}{2t^2\sqrt{\frac{1}{2t}-\frac{3\sqrt{2}x}{4t^3}\left(1-\frac{1}{10d}\right)}-2\sqrt{2t^3}}\right) \qquad [\text{дБ}].$$

Зависимость C = f(x, t) при x = 2 и  $\frac{1}{10} \le t \le 100$  приведена на рисунке 4.8.



Рисунок 4.8. Зависимость C = f(x, t) при x = 2 и  $\frac{1}{10} \le t \le 100$  в дБ

При вариации  $x = \frac{W}{L_a}$  и  $t = \omega \tau$  в диапазонах  $0 < x \le 2$  и  $1 \le t \le 100$  (т. е. в области применимости используемой модели [48]), величина С достигает максимального значения C = 19,95 дБ.

# 4.3 Эксперимент

Получение таких значений С возможно и на практике, о чем говорит экспериментальное исследование ограничителей мощности на основе кремниевых *p-i-n*-диодов «Параграф-Д» со следующими основными параметрами: толщина *i*-слоя 6 мкм; время жизни носителей заряда 5 нс; пробивное обратное напряжение 80 В; емкость при нулевом смещении 0,16 пФ.

На рисунке 4.9 продемонстрированы экспериментальные зависимости *P*<sub>1dB</sub> и *P*<sub>1M3</sub> для представленного выше ограничителя на различных рабочих частотах. Маркерами (□) обозначены значения для рабочей частоты 1 ГГц, маркерами (○) для 2 ГГц, маркерами (△) для 4 ГГц и маркерами (◊) для 10 ГГц. Ограничитель имеет

на частоте 2 ГГц  $P_{1,db}$  = 17 дБм и  $P_{IM3}$  = -21 дБм, что соответствует подавлению ИМИ  $IM_3$  = 38 дБ. Значение С в этом случае составляет 19 дБ.



Рисунок 4.9 Амплитудные характеристики ограничителя на диоде «Параграф-Д»

На частотах 1ГГц и 4ГГц подавление ИМИ составляет не более 35 дБ, а на частоте 10 ГГц падает до 30 дБ с тенденцией последующего уменьшения. Результаты измерений и проведенный теоретический анализ ограничителей СВЧ мощности на основе p-i-n-диодов с оптимизированной структурой демонстрируют возможность увеличения величины *С* практически до 20 дБ. Оптимизация может быть проведена как для заданной частоты, так и для необходимого уровня ограничения выходной мощности.

Таким образом, могут быть построены драйверы высокоскоростных АЦП, применение которых в выходном каскаде ШПУ СВЧ позволит расширить РДД в двухсигнальном режиме на 10 дБ и более.
### 4.4 Выводы

В главе рассмотрена проблема расширения РДД ШПУ СВЧ в многосигнальном режиме работы. В результате сравнительного анализа методов линеаризации характеристик СВЧ и измерения характеристик макетов найден оптимальный подход проектирования выходных трактов ШПУ СВЧ. В выбранном пассивном методе применяется схема с p-i-n диодным ограничителем мощности и предстоящим линейным усилителем с большим значением *OIP*<sub>3</sub>.

Анализ факторов ограничения РДД по критерию подавления ИМИ и способов их преодоления привел к пониманию необходимости линеаризации АХ аналогового ограничителя.

Для этого была разработана методика оценки  $IM_3$  p-i-n-диодного ограничителя мощности, позволяющая проектировать оптимизированные по критерию  $IM_3$  p-i-n диодные структуры. В результате моделирования была теоретически показана возможность расширения РДД выходных трактов ШПУ СВЧ, нагруженных на высокоскоростные АЦП на 10 дБ и более в двухсигнальном приближении. Использование указанного подхода также нашло свое применение в разработке транзисторов с линейной передаточной характеристикой.

Возможность практической реализации предложенного подхода подтверждена экспериментально результатами исследования ограничителя на диоде «Параграф-Д».

Представлена модель работы для многосигнального режима, которая позволяет проектировать СВЧ-тракты в диапазоне СВЧ, содержащие pin диодные функциональные узлы, с учетом реального ДД по критерию *IM*<sub>3</sub>. Причем для оценки уровня ИМИ аттенюаторов необходим лишь минимальный набор данных о p-i-n-диодах — значение толщины i-области *W* и тип полупроводникового материала.

Применение соответствующих диодов в построении СВЧ ограничителя мощности обеспечит получение линеаризированной характеристики и увеличит подавление ИМИ вблизи области ограничения. Схема выходного тракта с последовательно включенными усилителем и оптимизированного ограничителя мощности позволит обеспечить лимитирование уровня выходного сигнала и одновременно увеличить верхнюю границу ШПУ СВЧ.

# ГЛАВА 5. ВНЕДРЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ

Положительные результаты испытаний полученных образцов позволили начать внедрение результатов настоящей работы в идущие разработки новой аппаратуры, что подтверждается соответствующими актами внедрения (приложение А). Были изготовлены более десятка новых ШИП СВЧ с расширенным динамическим диапазоном и более сотни модулей ВЛМ с отключаемыми каскадами усиления в диапазоне 2–18 ГГц. Сейчас они используются в составе поставленных комплексов пассивной радиолокации «Автобаза-М» (рис.5.1 и рис. 5.2).



Рисунок 5.1 Пассивный комплекс радиотехнической разведки «Автобаза-М»



Рисунок 5.2 Внешний вид и внутреннее устройство антенно-приемного модуля пассивного комплекса радиотехнической разведки «Автобаза-М»

Разработчиком комплекса пассивной локации является АО «Научнотехнический центр радиоэлектронной борьбы» (АО «НТЦ РЭБ») при кооперации с АО «НПК «ТРИСТАН». Это современный комплекс наземного базирования пассивной радиолокации, предназначенный для обнаружения, классификации и последующего траекторного сопровождения воздушных и морских целей по излучению установленных на них радиоэлектронных средств. Наземный комплекс радиотехнической разведки «Автобаза-М» включает в свой состав 4 станции обнаружения и пеленгации и станцию обработки информации.

Проведенные испытания подтверждают эффективность применения модулей ШПУ СВЧ (рис. 5.3, 5.4) в составе комплекса, где показали свою работоспособность и полное соответствие требованиям условиям применения.



Рисунок 5.3 Модули ВЛМ. 4 литеры перекрывают диапазон рабочих частот от 2 до 18 ГГц



Рисунок 5.4 Модуль ШИП СВЧ с диапазоном рабочих частот от 2 до 18 ГГц

Новые ШИП СВЧ (рис. 5.4) и усилительные модули ВЛТ (5.3) позволили существенно уменьшить массу и габариты приемного устройства комплекса и упростить его конструкцию. Отмечено также расширение ДД комплекса на 5–7 дБ при улучшении стабильности и равномерности амплитудно-частотных характеристик.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Диссертационная работа посвящена проектированию и созданию малогабаритных ШПУ СВЧ с расширенным ДД для систем пассивной радиолокации. В работе проведен ряд теоретических и экспериментальных исследований, рассматривающие новые походы к расширению их реального ДД.

Итоги работы можно сформулировать следующим образом:

1. Определены основные требования к ШПУ СВЧ. Исследованы технические механизмы ограничения РДД приемо-преобразовательных трактов ШПУ СВЧ. Рассмотрены функционирование, принцип работы и технические требования основных частей ШПУ СВЧ: ВЛТ, ШИП СВЧ и выходного тракта ШПУ СВЧ.

2. Проведено исследование возможности увеличения ВГЛАХ ШПУ СВЧ путем отключения избыточного усиления в ВЛТ. В рамках исследования был проведен анализ моделей построения ВЛТ ШПУ СВЧ с точки зрения ограничения ДД и учетом актуальных функциональных требований. Предложено оригинальное схемотехническое решение, основанное на модели с отключаемыми каскадами и регулируемым аттенюатором. Выработан схемотехнический подход к проектированию ВЛТ, позволяющий получить малый шаг регулировки усиления и расширенный ДД. Продемонстрирована практическая реализация входного линейного модуля ШПУ СВЧ в диапазоне рабочих частот 8–18 ГГц, результаты измерений которого показали возможность расширения ДД до 10 дБ.

3. Исследованы факторы ограничения ДД ШИП СВЧ, связанные с наличием ПКП и СПС, неравномерностью и нестабильностью АЧХ. Предложен способ увеличения подавления ПКП и СПС и уменьшения неравномерности и нестабильности АЧХ малогабаритных ШИП ШПУ СВЧ. Обоснована целесообразность применения автоматических схем питания и управления в ШИП СВЧ. Выполнена практическая реализация малогабаритного преобразовательного модуля с рабочим диапазоном частот 2–18 ГГц. Экспериментальное исследование снижения неравномерности предложенного способа подтвердило возможность снижения неравномерности сквозной АЧХ до 1,5 дБ, температурной и частотной нестабильности АЧХ до значений, не превышающих 1 дБ и уровней ПКП и СПС в среднем на 10 дБ.

4. Исследованы механизмы ограничения ДД ШПУ СВЧ в двухсигнальном режиме работы. Рассмотрена методика оценки уровней ИМИ р-in диодов для многосигнального режима. Проведен теоретический анализ способа расширения ДД ШПУ СВЧ по критерию подавления ИМИ 3-го порядка, основанного на линеаризации pin диодного ограничителя мощности выходного тракта, нагруженного на АЦП. Проведены результаты измерений p-i-n диодных ограничителей с различной максимальной выходной мощностью и на различных рабочих частотах. Подтверждена возможность реализации линеаризированного ограничителя мощности с увеличенным значением параметра С, позволяющего расширить ДД ШПУ СВЧ на 10 и более дБ.

# СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Alparslam A., "A Fast ELINT Receiver Design", Proceedings of the 13th European Radar Conference, pp 217-220, 2017
- Ambarish R., "Low Noise Amplifier Design Methodology Summary", pp 2-8, 2014
- Awang Z., "Microwave Systems Design", Springer Science plus Business Media Singapore, pp 227-294, 2014
- Balteanu F., Modi H., "Envelope Tracking System for High Power Applications in Uplink 4G/5G LTE Advanced", Asia-Pacific Microwave Conference, pp 1-4, 2018
- Barton D, Leonov S. A., "Radar Technology Encyclopedia", ArtTech House, pp 521, 1998
- Beavers I., "Understanding Spurious-Free Dynamic Range in Wideband GSPS ADCs", MS-2660, Analog Devices Inc., pp 1-4, 2014
- Besser L., Gilmore W., "Practical RF Circuit Design for Modern Wireless System", ArtTech House, pp 81-144, 2001
- Boyu HU, Xiaopeng YU, Lenian HE, Wei Mwng LIM, Kiat Seng YEO, "Analysis and Design of Wideband Low Noise Amplifier with Digital Control", Radioengineering, Vol. 19, No. 4, December 2010
- Devlin L. M.\*, Dearn A.W, Pearson G.A., Williamson S., Beasley P.D.L. MMICs for Broadband Receiver Applications, 2021
- 10.Chenakin A., "A Broadband, Low Phase Noise, Fast Switching PLL Frequency Synthesizer", Phase Matrix, Inc., pp 758-761, 2008
- 11.Chenakin A., "A Compact, Agile, Low-Phase-Noise Frequency Source with AM, FM and Pulse Modulation Capabilities", Phase Matrix, Inc., pp 1-7, 2008
- 12.Cornwell G., Chandra Gupta, "Investigate Wideband Frequency Converters", Microwaves & RF, pp 2-6, 2016
- 13.Cripps S., "Modern RF and Microwave Measurement Techniques", Cambridge University Press, pp 42-62, 2013

## 116

- 14.Cripps S., "RF Power Amplifiers for Wireless Communications", ArtTech House, pp 251-280, 1999
- 15.Dawson J.L., Lee T.H., Feedback Linearization of RF Power Amplifiers, Kluwer Academic Publishers, pp 153, 2004
- 16.Delos P., "A Review of Wideband RF Receiver Architecture Option", Analog Devices, Inc., pp 1-3, 2017
- 17.Tulenkov N., Veremyev V. Development of Ground Penetrating Radar System. Conference: 2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). – January 2018
- 18.Duan J., "Isolation in Digital Power Supply -Why and How", Analog Devices Inc., pp 1-4, 2015
- 19.Eskelinen P., "Introduction to RF Equipment and System Design", ArtTech House, pp 241, 2003
- 20.Glover I. A., Pennock S. R. and Shepherd P. R., "Microwave Devices, Circuits and Subsystems for Communication Engineering", Department of Electronic and Electrical Engineering, pp 519, 2015
- 21.Gutenko S. V., Petrov S. A., Fedonin Yu. A., Kupriyanov P. V., Androsov A. V. On the Possibility of Expanding the Dynamic Range of Broadband High-Frequency Receivers // Journal of Communications Technology and Electronics. 2018, Vol. 63, No. 3, pp. 235–236
- 22.Fague D., Rose S., "RF Converters: A Technology. That Is Enabling Wideband Radio", Analog Devices, Inc., pp 1-5, 2018
- 23.Goldfarb M., Walker B., Martin R., Bosia T., Balboni E. and Culum D.,"Receiver IC Blend Mixers, Synthesizers, and IF Amps", Analog Devices, Inc.,pp 1-5, 2017
- 24.Golio M, Golio J., "RF and Microwave Applications and Systems", Taylor & Francis Group, 121-125, 2008
- 25.Jeon Y., Bang S., «Front-End Module of 18–40 GHz Ultra-Wideband Receiver for Electronic Warfare System", Journal of Electromagnetic Engineering and Science, Vol. 18, No. 3, pp 188-198, Jul 2018

- 26.Ghione G. Pirola M., "Microwave Electronics", Cambridge University Press The Cambridge RF and Microwave Engineering Series, 2018
- 27.Kahng S., Ju J., Moon W., "Design and Implementation of GHz-Band Wide (2-18 GHz) Linear Equalizer", Journal of the Korea Electromagnetic Engineering Society, Vol. 7, No. 1, pp 188-198, Mar 2007
- 28.Katz A., "Linearizing High-Power Amplifiers", Linearizer Technology, pp 2-19, 2004
- 29.Kester W., "Analog-Digital Conversion", Analog Devices, Inc., pp. 100, 2004
- 30.Kester W., "High Speed System Applications", Analog Devices, 2006, ISBN-1-56619-909-3, pp 122-138
- 31.Kester W., "Practical Power Solutions", Analog Devices, pp 452-472, 2009
- 32.Kupriyanov P.V. Development and Production of Complex Microwave Wideband Receivers. Main Principles and Approaches. Электронная техника. Серия 1: СВЧ-техника. 2007. № 3 (491). С. 10-19.
- 33.Ramian F Implementation of Real-Time Spectrum Analysis. Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG., 3.2015 - 1EF77 3e
- 34.Losee F., "RF Systems, Components, and Circuits Handbook", ArtTech House, pp 149-176, 2005
- 35.Maas S. A., "Nonlinear Microwave and RF Circuits", ArtTech House, pp 583, 2003
- 36.Mkadem F., Behavioral Modeling and Linearization of RF Power Amplifiers, pp 97, 2010
- 37.Pankaj Jha, Prof. V. K. Pandey, Pradip Vishwakarma. "Design of RF Front-end Low Noise Amplifier for an Ultra-Wideband Receiver", Journal of Electron Devices, Vol. 13, 2012, pp. 1006-1011
- 38.Poisel R., "Electronic Warfare. Receivers and Receiving Systems", ArtTech House, pp 97-147, 2014
- 39.Pozar D. "Microwave and RF Design of Wireless Systems", Department of Electrical and Computer Engineering University of Massachusetts at Amherst, pp 362, 2001

- 40.Rhee W., Iniewski K., "Wireless Transceiver Circuits. System Perspectives and Design Aspects", Taylor & Francis Group, pp. 572, 2015
- 41.Sabban A., "Wideband RF Technologies and Antennas in Microwave Frequencies", John Wiley & Sons, Inc., pp. 435, 2016
- 42.Sharmal S., Nicolas G. Constantin, Yasser Soliman, "Positive Envelope Feedback for Linearity Improvement in RFIC PAs", IEEE Xplore, pp 2-3, 2017
- 43.Sherman S. M., Barton D. K., "Monopulse Principles and Techniques", ArtTech House, pp 395, 2011
- 44.Simon M. Sze, Kwok K. Ng, "Physics of Semiconductor Devices", Wiley-Interscience, pp 814, 2004
- 45.Singh A. K. and Subba Rao K., "Digital Receiver-based Electronic Intelligence System Configuration for the Detection and Identification of Intrapulse Modulated Radar Signals", Defence Science Journal, Vol. 64, No. 2, March 2014, pp. 152-158
- 46.Steer M., "Microwave and RF Design. A Systems Approach", SciTech Publishing, Raleigh, NC., pp 47-57, 2010
- 47.Stuetzle D., "Understanding IP2 and IP3 Issues in Direct Conversion Receivers for WCDMA Wide Area Basestations", Analog Devices Inc., pp 1-5, June 2008
- 48.Su D. and McFarland W., "An IC for linearizing RF Power Amplifiers using Envelope Elimination and Restoration," in ISSCC Digest of Technical Papers, pp. 54–55, 1998
- 49.Sze S. M., Kwok K. Ng., "Physics of Semiconductors Devices", John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. pp. 791, 2007
- 50. Teppati V, Ferrero A., Sayer M., "Modern RF and Microwave Measurement Techniques", Cambridge University Press, pp 476, 2013
- 51.Tsui J., "Digital Techniques for Wideband Receivers", Second Edition, SciTech Publishing Inc., pp 7-36, 2004
- Vaccaro D., "Electronic Warfare Receiving System", ArtTech House, pp 67-87, 1993

- 53.Wang H., Yan B., Wang Z., and Xu R., "A Broadband Microwave Gain Equalizer", Progress in Electromagnetics Research Letters, Vol. 33, 66-72, 2012
- 54. Wiley R., "ELINT. The Interception and Analysis of Radar Signals", ArtTech House, pp 29-93, 2006
- 55.Winter A., Cornwell J., "Wideband High Dynamic Range Limiting Amplifier", Analog Devices Inc., pp 1-5, 2017
- 56.Zhu Y., Klimashov O. P., "Envelope Tracking Linearizability of Power Amplifier", Asia-Pacific Microwave Conference, pp 1-3, 2018
- 57.Андросов А. В., Куприянов П. В., Гутенко С. В., Лебедев К. В., Петров С. А., Кожин Е. С. Приемопередающий модуль цифрового радиолокатора 8-мм диапазона длин волн // Электронная техника. – 2015. – Вып. 4. – с.18-27
- 58.Андросов А. В., Власюк М. Н., Гутенко С. В., Петров С. А. СВЧ-Аттенюатор / патент на изобретение №2578729, приоритет от 29 декабря 2014 г.
- 59.Андросов А. В., Власюк М. Н., Гутенко С. В., Петров С. А. СВЧ Нагрузка / патент на изобретение №2580465, приоритет от 22 декабря 2014 г.
- 60.Бакулев П. А. Радиолокационные системы, Учебник для вузов. М.: Радиотехника, 2004, 320 с. ил.
- 61.Барулин Л. Г., Банков В. Н. и др. Радиоприемные устройства. М: Радио и связь, 1984. 272 с., ил.
- 62.Бессонов Л. А. Теоретические основы электроники. Электрические цепи. –
   М: Высшая школа, 1996. 623 с.
- 63.Бова Н. Т. Микроэлектронные устройства СВЧ. К.: Техника, 1984. 184 с.
- 64.Богданович Б. М. Радиоприемные устройства с большим динамическим диапазонном. М: Радио и связь, 1984. 176 с., ил.
- 65.Быстров Р. П., Загорин Г. К. Пассивная радиолокация: методы обнаружения объектов. М.: Радиотехника, 2008. 320 с.: ил.

- 66.Буга Н. Н. и др. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов/Н. Н. Буга,
  А. И, Фалько, Н. И. Чистяков: под ред. Н. И. Чистякова, М.: Радио и связь, 1986, 320 с.: ил.
- 67.Вартанесян В. А. Радиоэлектронная разведка. М.: Воениздат, 1991.— 254 с.: ил.
- 68.Веселов Г. И. Микроэлектронные устройства. М.: Высшая школа, 1988. 280 с. ил.
- 69.Головин О. В., Радиоприемные устройства: Учебник для техникумов. М.: Горячая линия – Телеком. 2002.
- 70.Горелик А. Г., Коломиец С. Ф., Криворучко В. И., Куприянов П. В., Петров С. А. Энергетический потенциал и «потенциал» применения твердотельных радиолокационных приемопередатчиков непрерывного режима ММВФ / соавтор, IX Всероссийский семинар по радиофизике миллиметровых и субмиллитровых волн, Нижний Новгород 2013 г. Тезисы докладов конференции.
- 71.Гусев А. П., Куликов А. В., Куприянов П. В., Пожидаев В. Н.
  Автоматизированный комплекс для измерения параметров
  широкополосных приемных устройств СВЧ с расширенным динамическим
  диапазоном. Электронная техника. Серия 1: СВЧ-техника. 2009. № 2 (501).
  С. 23–30.
- 72. Гутенко С. В., Петров С. А. Расширение динамического диапазона входных линейных трактов широкополосного приемного устройства СВЧ / докладчик, VI Всероссийская научно-техническая конференция по обмену опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем «СВЧ-2016», Омск 2016 г. Тезисы докладов конференции.
- 73. Гутенко, С. В. О возможности расширения динамического диапазона широполосных приемников СВЧ / С. В. Гутенко, С. А. Петров и др. // Радиотехника и электроника. – 2018. – Т. 63, вып. 3. – С. 257–261.

- 74. Джуринский К. Б. Интермодуляция в радиочастотных соединителях для мобильной и сотовой связи // К. Б. Джуринский // Компоненты и технологии. – 2010. – с. 26–30
- 75.Джуринский К. Б. Миниатюрные радиочастотные соединители. 2013. с. 48–51.
- 76.Ильин Г. И., Трофимов Л. А., Царева М. А. Проектирование радиоприемных устройств СВЧ: Учебное пособие для курсового и дипломного проектирования. Казань: Изд. Казан. гос. техн. ун., 2010. 240 с.
- 77.Ковалев И. С., Голубев В. И. Конструирование и расчет полосковых устройств. Учебное пособие для ВУЗов. – М.: Сов. радио, 1974. – 289 с.: ил.
- 78.Кондукторов, А. А. Расширение динамического диапазона малошумящего усилителя Х-диапазона / А. А. Кондукторов, А. И. Кирпичников // Электронная техника. Сер. 3.
- 79.Куприянов П. В., Дудко С. А. Исследование динамического диапазона широкополосного инфрадинного преобразователя СВЧ. - Радиотехника, 1999, № 4.
- 80.Куприянов П. В. Некоторые достижения и перспективы развития техники инфрадинного приема на СВЧ. Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2007. Т. 7. № 3. С. 210–212.
- 81.Куприянов П. В., Широкополосные приемные устройства СВЧ с расширенным динамическим диапазоном // Радиотехника. 2006. Вып. 3. с. 8–13.
- 82.Куприянов П. В. Широкополосный инфрадинный преобразователь СВЧ Электронная техника. Серия 1: СВЧ-техника. 1998. № 2.
- 83.Куприянов П. В. Широкополосный инфрадинный преобразователь СВЧ Электронная техника. Серия 1: СВЧ-техника. 2003. № 1.
- 84.Леонов А. И., Фомичев К. И. Моноимпульсная радиолокация. М.: Сов.
  Радио, 1970. 392 с.
- 85.Малорацкий Л. Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. –
  М.: Сов. Радио, 1976. 216 с.

- 86.Мартынов В. А., Селихов Ю. И. Панорамные приемники и анализаторы спектра. – М.: Советское радио, 1980. – 352 с., ил.
- 87.Палшков В. В. Радиоприемные устройства. Учебное пособие. М.: Радио и связь, 1984. 392 с., ил.
- 88.Петров Б. М. Электродинамика и распространение радиоволи: Учебник для вузов. – 2-е изд., испр. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 558 с.: ил.
- 89.Путилин В. Н., Здоровцев С. В., Мельников А. В. Оптимизация параметров радиочастотного и цифрового тракта СВЧ широкополосного анализатора спектра // Доклады БГУИР. – 2013. – Вып. 8(78). – с. 101–107
- 90.Пудовкин А. П., Панасюк Ю. Н., Кольтюков Н. А. Основы конструирования и технологии производства РЭС // учебное пособие / А. П. Пудовкин, Ю. Н. Панасюк, Н. А. Кольтюков. – Тамбов: Изд-во ФГБОУ ВПО «ТГТУ», 2011. – 256 с. – ISBN 978-5-8265-1063-6.
- 91.Пудовкин, А.П. Основы теории антенн: учебное пособие / А. П. Пудовкин,
  Ю. Н. Панасюк, А. А. Иванков. Тамбов: Изд-во ГОУ ВПО ТГТУ, 2011. –
  92 с.
- 92.Разевиг В. Д., Потапов Ю. В., Курушин А. А. Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office. Под ред. В. Д. Разевига. — М.: СОЛОН-Пресс, 2003. — 496 с.: ил. — (Серия «Системы проектирования»).
- 93.Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В. А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства. — 4-е изд., исп. — М.: Горячая линия - Телеком, 2015. — 640 с.
- 94.Рембовский А.М. Комплексное решение задач автоматизированного радиомониторинга ограниченным составом средств. – М.: Радиоэлектроника и Телекоммуникации, №5 (29), 2003. – 23-29с.
- 95.Соколов А. Н. Основы построения радиоэлектронных средств: учеб. пособие / О-75 А. Н. Соколов [и др.]. Минск: БГУИР, 2017. 100 с.: ил.
- 96. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Том I: Пер. с нем. М.: ДМК Пресс, 2008. 832 с.: ил.

- 97. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Том II: Пер. с нем. М.: ДМК Пресс, 2007. 942 с.: ил.
- 98. Чернушенко А. М., Меланченко Н. Е., Малорацкий Л. Г., Петров Б. В.
  Конструкции СВЧ устройств и экранов. М.: Радио и связь, 1983. 400 с.,
  ил.
- 99. Фомин Н. Н., Буга Н. Н., Головин О. В. и др. Радиоприёмные устройства; под ред. Н. Н. Фомина. М: Радио и связь, 2003. 520 с.: ил.
- 100. Богданов С. А., Гудкова Н. Б., Куприянов П. В., Николаев С. В., Петров С. А. Линеаризация выходных трактов широкополосных приёмных устройств СВЧ // Электронная техника. – 2020. – Вып. 3 (546) – с.45-50
- 101. Богданов С. А., Куприянов П. В. Николаев С. В., Петров С. А.
   Моделирование многосигнального режима работы p-i-n диодных функциональных узлов СВЧ // Электронная техника. – 2019. – Вып. 3 (542) – c.55-62
- 102. Петров С. А. Входной малошумящий усилительный модуль с расширенным динамическим диапазоном // Электронная техника. – 2018. – Вып. 4 (539) – с.31-36
- 103. Богданов С. А., Николаев С. В., Куприянов П. В., Петров С. А., Исследование путей расширения динамического диапазона широкополосных приемных устройств СВЧ в многосигнальном режиме // Известия ВУЗов Росси. Радиоэлектроника. – 2018. – Вып. 3 – с.85-90
- 104. Коновалов С. А., Куприянов П. В., Петров С. А. Об эффективности компенсации частотной нестабильности опорного гетеродина мм-диапазона длин волн в широкополосных инфрадинных преобразователях // Электронная техника. – 2009. – Вып. 4. – с.18-27
- 105. Куприянов П. В., Петров С. А. Входной линейный модуль широкополосного приемного устройства СВЧ с расширенным динамическим диапазоном / патент на изобретение №2715406, приоритет от 22 апреля 2019 г.

- Дяконов В., Современные цифровые анализаторы спектра / Компоненты и технологии – 2010. – №5. – с.185-195
- 107. Горелик А. Г., Коломиец С. Ф., Криворучко В. И., Куприянов П. В., Петров С. А. Энергетический потенциал твердотельных радиолокационных СВЧ-приемопередатчиков непрерывного режима // Научный вестник МГТУ ГА. – 2015. – Вып. 12 (222) – с.72-79
- 108. Петров С. А. «Цифровые» подходы к расширению динамического диапазона широкополосных инфрадинных преобразователей СВЧ // Ural Radio Engineering Journal. 2019;3(4):356–368
- 109. Богданов С. А., Куприянов П, В., Петров С. А. Новые подходы к расширению динамического диапазона широкополосных приемных устройств СВЧ / соавтор, VIII Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ», ЛЭТИ, Санкт-Петербург, 2019 г. Тезисы докладов конференции.
- 110. Богданов С. А., Николаев С. В., Куприянов П, В., Петров С. А. Некоторые новые подходы к созданию современных широкополосных приемных устройств СВЧ / докладчик, Научно-техническая конференция АО «НПП «Исток» им. Шокина» «СВЧ электроника-2018.75 лет развития», Фрязино, 2018 г. Тезисы докладов конференции.
- 111. Петров С. А. Входной линейный модуль широкополосного приемного устройства СВЧ / докладчик, VII Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ», ЛЭТИ, Санкт-Петербург 2018 г. Тезисы докладов конференции.
- 112. Николаев С. В., Куприянов П. В., Петров С. А., Исследование путей расширения динамического диапазона широкополосных приемных устройств СВЧ в многосигнальном режиме / докладчик, VI Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ», ЛЭТИ, Санкт-Петербург 2017 г. Тезисы докладов конференции.
- 113. Куприянов П. В. Разработка и производство комплексированных широкополосных приемных устройств СВЧ. Основные принципы и

подходы. Электронная техника. Сер. 1, СВЧ-техника. - 2007. - Вып. 3(491). - С. 10–19.

- Куприянов П. В. Широкополосные инфрадинные преобразователиСВЧ Электронная техника. Серия 1: СВЧ-техника. Вып. 1(481) С. 66–74
- Куприянов П. В., Обрезан О. И., Трофимов Д. С. Об апостериорной оценке надежности сложных радиоэлектронных устройств СВЧ.
   Электронная техника. Серия 1: СВЧ-техника. № 3 (530). С. 62–70.
- 116. Груша А. В., Крутов А. В., Ребров А. С. Амплитудные характеристики монолитных ограничителей мощности на диодах с барьером Шоттки и на PIN диодах. 27th Int. Crimean Conf. — Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2017). Sevastopol. 2017. P.10-16.

# ПРИЛОЖЕНИЕ А

(справочное)

Патент и

Акты о внедрении научных результатов



#### « Синестронной « Синестронной « Синестронной Ванаронной Ванаронной

XRA

ТВЕРЖДАЮ» ный директор «НТЦ «РЭБ» П.Саркисьян

2021 г.

АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертационной работы

Петрова Сергея Александровича на тему:

«Снижение влияния основных факторов ограничения реального динамического диапазона малогабаритных широкополосных приемных устройств СВЧ»

в АО «НТЦ «РЭБ»

Представители кооперации предприятий по выпуску комплекса «Автобаза-М» в лице заместителя генерального директора АО «НПК «ТРИСТАН» В. С. Скворцова и главного инженера АО «НТЦ «РЭБ» Ю. Н. Мамаева составили настоящий акт о том, что результаты исследований, выполненных в рамках диссертационной работы С. А. Петрова, внедрены в АО «НТЦ «РЭБ». Разработанные С. А. Петровым и изготовленные промышленным образом при его непосредственном участии СВЧ-модули, а именно:

Изде.	пие	2018г.	2018г. 2020г. 2021г.		Итого
БПУ 2-18	ТБМД.434942.014		8	2	10
Модуль СВЧ ВЛМ-2	ТБМД.434815.019	24	16	4	44
Модуль СВЧ ВЛМ-3	ТБМД.434815.020	48	32	8	88
Модуль СВЧ ВЛМ-4	ТБМД.434815.021	48	32	8	88
Модуль СВЧ ВЛМ-5	ТБМД.434815.022	48	32	8	88
Модуль СВЧ ВЛМ-6	ТБМД.434815.023	48	32	8	88
Модуль СВЧ ВЛМ-7	ТБМД.434815.024	48	32	8	88
Модуль СВЧ ВЛМ-8	ТБМД.434815.025	48	32	8	88

приняты для эксплуатации в составе комплексов пассивной радиолокации «Автобаза-М».

Применение указанных СВЧ-модулей позволило улучшить тактико-технические характеристики изделия «Автобаза-М» за счет расширения на 5–7 дБ динамического диапазона, улучшения температурной стабильности и частотной неравномерности, а также повышения надежности аппаратуры комплекса

от АО «НПК «ТРИСТАН»; Заместитель генерального директора

В.С. Скворцов

от АО «НТЦ «РЭБ»: Главный инженер

Ю.Н. Мамаев

«УТВЕРЖДАЮ» Генеральный директор AO «HITK TPHOLAH» «03»

15 18

#### АКТ ВНЕДРЕНИЯ

#### результатов диссертационной работы Петрова Сергея Александровича на тему: «Снижение влияния основных факторов ограничения реального динамического диапазона малогабаритных широкополосных приемных устройств СВЧ» в АО «НТК «ТРИСТАН»

Представители АО «НПК «ТРИСТАН» в лице заместителя генерального директора В. С. Скворцова составили настоящий акт о том, что результаты исследований, выполненных в рамках диссертационной работы С. А. Петрова, внедрены в АО «НПК «ТРИСТАН». Разработанные С. А. Петровым и изготовленные промышленным образом при его непосредственном участии СВЧ-модули, а именно:

Изде.	2021г.	
БПУ 2-18	ТБМД.434942.014	2
Модуль СВЧ ВЛМ-2	ТБМД.434815.019	4
Модуль СВЧ ВЛМ-3	ТБМД.434815.020	8
Модуль СВЧ ВЛМ-4	ТБМД.434815.021	8
Модуль СВЧ ВЛМ-5	ТБМД.434815.022	8
Модуль СВЧ ВЛМ-6	ТБМД.434815.023	8
Модуль СВЧ ВЛМ-7	ТБМД.434815.024	8
Модуль СВЧ ВЛМ-8	ТБМД.434815.025	8

приняты для эксплуатации в составе комплексов пассивной радиолокации «Автобаза-М».

Применение указанных СВЧ-модулей позволило улучшить тактико-технические характеристики изделия «Автобаза-М» за счет расширения на 5–7 дБ динамического диапазона, улучшения температурной стабильности и частотной неравномерности, а также повышения надежности аппаратуры комплекса.

Главный конструктор В. С. Скворцов