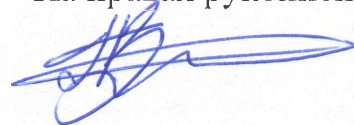


Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«ЮЖНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



Зламан Павел Николаевич

ИССЛЕДОВАНИЕ ПУТЕЙ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ И
МИНИАТЮРИЗАЦИЯ ПРИЕМНИКОВ ОБНАРУЖЕНИЯ
РАДИОСИГНАЛОВ

Специальность 2.2.13. Радиотехника, в том числе системы
и устройства телевидения

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
доктор технических наук, профессор
Румянцев Константин Евгеньевич

Таганрог – 2023

ОГЛАВЛЕНИЕ

СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ.....	4
ВВЕДЕНИЕ.....	5
1. ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ПРИЕМА РАДИОИМПУЛЬСОВ.....	16
1.1 Анализ научной задачи.....	16
1.2 Анализ радиоприемных устройств обнаружения и измерения несущей частоты радиосигнала.....	18
1.3 Анализ особенностей обнаружения сигналов.....	35
1.4 Исследование особенностей миниатюризации СВЧ узлов приемных устройств.....	40
1.5 Предмет, цель и задачи диссертационного исследования.....	41
2. ИССЛЕДОВАНИЕ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ С ПОСТОЯННОЙ ЧАСТОТОЙ ЛОЖНЫХ ТРЕВОГ.....	44
2.1 Постановка задачи исследования.....	44
2.2 Разработка и исследование рангового обнаружителя одиночных радиоимпульсов.....	47
2.3 Экспериментальное исследование разрешающей способности рангового обнаружителя одиночных радиоимпульсов.....	55
2.4 Разработка и исследование обнаружителя контраста в частотно- временной области.....	63
2.5 Выводы.....	73
3. ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ ИМПУЛЬСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ.....	76
3.1 Постановка задачи исследования.....	76
3.2 Исследование особенностей повышения точности оценки несущей частоты импульсных радиосигналов при измерении многоканальным методом.....	77
3.3 Анализ алгоритма оценки несущей частоты импульсных радиосигналов при частотной дискриминации.....	82
3.4 Разработка и исследование цифровых измерителей несущей частоты на основе БПФ.....	94
3.5 Выводы.....	105
4. МИНИАТЮРИЗАЦИЯ И ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ СВЧ- УЗЛОВ ПРИЕМНИКОВ ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ НА СОВРЕМЕННОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЕ.....	108
4.1 Уточнение задачи исследования.....	108
4.2 Исследование сверхширокополосного детектора СВЧ диапазона	111
4.3 Исследование делителя частоты для цифровых измерителей частоты.....	119
4.4 Исследование синтезатора частоты.....	125
4.5 Экспериментальное исследование смесителей СВЧ диапазона...	131

4.6 Анализ работы микросхемы смесителя в режиме умножения частоты.....	145
4.7 Выводы.....	152
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	157
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	160
ПРИЛОЖЕНИЕ. АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ.....	181

СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АРУ	—	автоматическая регулировка усиления
АЧХ	—	амплитудно-частотная характеристика
БПФ	—	быстрое преобразование Фурье
ВЛТ	—	вероятность ложной тревоги
ГКС	—	генератор контрольных сигналов
ГУН	—	генератор управляемый напряжением
ДЛЗ	—	дисперсионная линия задержки
ИС	—	интегральная схема
КТ	—	контрольная точка
ЛЗ	—	линия задержки
ЛЧМ	—	линейная частотная модуляция
МИС	—	монолитно-интегральная схема
МИЧ	—	мгновенный измеритель частоты
МЛЗ	—	многоотводная линия задержки
МСВ	—	магнитостатические волны
ОСШ	—	отношение сигнал-шум
ПАВ	—	поверхностные акустические волны
ПМИЧ	—	приемник мгновенного измерения частоты
ПФ	—	полосовой фильтр
ПЧ	—	промежуточная частота
РПУ	—	радиоприемные устройства
РТН	—	радиотехническое наблюдение
РТС	—	радиотехническая система
РЭА	—	радиоэлектронная аппаратура
РЭО	—	радиоэлектронная обстановка
РЭС	—	радиоэлектронные средства
СВЧ	—	сверх высокие частоты
СКО	—	среднеквадратическая ошибка
ТТХ	—	тактико-технические характеристики
УРЧ	—	усилитель радиочастоты
ФНЧ	—	фильтр низкой частоты
ЦВУ	—	цифровое вычислительное устройство
ЦОС	—	цифровая обработка сигналов
ЦРПУ	—	цифровое радиоприемное устройство
ЧД	—	частотный дискриминатор
ЭМО	—	электромагнитная обстановка
ЭРЭ	—	электрорадиоэлемент

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. Повсеместное использование и продолжающееся развитие радиоэлектронных и телекоммуникационных средств является причиной постоянного усложнения электромагнитной обстановки. Повышение помехоустойчивости радиотехнических устройств, в том числе радиоприемных устройств, является сложной комплексной задачей. Актуальность исследования проблемы обусловлена, в том числе и тем, что не существует общего подхода к решению этой задачи. Необходимо комплексное использование различных путей и средств для эффективного решения поставленной задачи (разработка новых алгоритмов обнаружения и обработки сигналов, разработка новых схемных решений построения приемников, использование современной технологии и современной элементной базы и т.д.). Среди наиболее существенных факторов, влияющих на эффективность современных радиотехнических систем, можно выделить помехоустойчивость. Вероятность правильного обнаружения сигнала, получение заданной точности оценки параметров сигнала, все это в значительной мере, зависит от помехоустойчивости приемных устройств. Поэтому поиск и исследование путей повышения помехоустойчивости приемных устройств радиотехнических систем различного назначения, в том числе радиоприёмных устройств для извлечения информации о параметрах радиолокационных и связных сигналов, является актуальным в условиях сложной электромагнитной обстановки и постоянно ужесточающихся требованиях к уменьшению массогабаритных параметров.

Усовершенствование алгоритмов обнаружения импульсных радиосигналов и измерения несущей частоты проводится в направлении упрощения их практической реализуемости и снижению массогабаритных показателей при сохранении удовлетворительных значений основных параметров, таких как

- устойчивость к изменению уровня шума, обеспечивающую требуемую частоту ложных срабатываний;

- погрешность измерения несущей частоты, которая является одним из основных параметров, характеризующих сигнал.

В настоящей работе рассматривается задача обнаружения одиночных радиоимпульсов с неизвестными параметрами на фоне внутри приемных шумов, а также измерения несущей частоты радиоимпульсов, хотя многие результаты пригодны и для других ситуаций.

Цель диссертационных исследований состоит в повышении помехоустойчивости радиоприёмных устройств обнаружения и извлечения информации о параметрах радиосигналов в условиях сложной помеховой обстановки, а также их миниатюризации за счет внедрения разработанных алгоритмов с учетом особенностей применения современной СВЧ элементной базы.

Объектом исследований являются приемные устройства обнаружения радиоимпульсов и измерения несущей частоты радиотехнических систем.

Предметом являются алгоритмы обнаружения и структура обнаружителей радиосигналов, алгоритмы оценки несущей частоты, способствующие повышению точности её измерения, структура измерителей несущей частоты, СВЧ узлы приемных устройств радиотехнических систем различного назначения.

Общая научная задача: Исследование путей повышения помехоустойчивости и миниатюризация приемников обнаружения радиосигналов.

Частные задачи диссертационных исследований:

Разработка алгоритма обнаружения одиночных радиоимпульсов, позволяющего уменьшить объем шумовой выборки, относительно существующего аналога. предложение структуры рангового обнаружителя сигналов, реализующего данный алгоритм.

Разработка алгоритма обнаружения и структуры обнаружителя, в котором для формирования опорной выборки помехи используется как временное, так и частотное разделение процессов. Алгоритм должен быть устойчив к

изменению мощности помехи, сохраняя требуемый уровень ложных срабатываний.

Разработка алгоритма оценки несущей частоты импульсных радиосигналов на основе многоканального частотного дискриминатора.

Разработка алгоритма работы и структуры цифрового измерителя несущей частоты.

Проведение экспериментальных исследований СВЧ узлов приемника обнаружения, выдача рекомендаций по использованию современной элементной базы для разработки радиоприемных устройств. Результаты исследований должны обеспечить миниатюризацию приемного устройства обнаружения и при этом сохранить параметры, не уступающие существующим аналогам.

Методы исследований. При выполнении диссертационной работы были использованы методы системного анализа, методы теории обнаружения сигналов для разработки алгоритма обнаружения импульсного радиосигнала; аппарат математического анализа, теории вероятностей и математической статистики. Моделирование на ЭВМ в среде MatLab, а также проведение экспериментов использованы для подтверждения теоретических результатов.

Основные положения, выносимые на защиту диссертационной работы:

Положение 1. Исследование путей повышения помехоустойчивости и миниатюризация приемников обнаружения радиосигналов является актуальной задачей, так как существующие алгоритмы обнаружения радиосигналов и измерения несущей частоты, а также методы построения приемников обнаружения не обеспечивают заданные параметры и требуемое уменьшение массогабаритных показателей.

Положение 2. Применение разработанного рангового алгоритма обнаружения и предложенного рангового обнаружителя дает результат, не хуже перемешанного алгоритма Манна-Уитни, при изменении дисперсии

шума, но при этом алгоритм требует меньший объем шумовой выборки, что позволяет уменьшить массогабаритные параметры приемника-обнаружителя.

Положение 3. Предложенный алгоритм обнаружения, основанный на методе частотно-временного контраста, устойчив к внешним воздействиям (изменению мощности помехи), сохраняя требуемый уровень ложных срабатываний.

Положение 4. Предложенные алгоритмы и устройства измерения несущей частоты, основанные на методе частотной дискриминации и цифровом методе, обеспечивают необходимую для большинства приложений точность измерения, при которой СКО измерения частоты не более 1% от значения истинной частоты сигнала.

Положение 5. Использование особенностей применения современной элементной базы, выявленных в процессе экспериментальных исследований, для реализации СВЧ-узлов приемников позволяет снизить массогабаритные параметры приемников-обнаружителей радиоимпульсов.

К наиболее существенным новым научным результатам, полученным в результате диссертационных исследований, относятся:

- ранговый алгоритм обнаружения одиночных импульсов для применения в одноканальных и многоканальных радиоприемных устройствах, обеспечивающий стабилизацию частоты ложных тревог;
- алгоритм обнаружения, в котором для формирования опорной выборки помехи используется как временное, так и частотное разделение процессов.
- аналитические выражения для расчётов вероятностных характеристик обнаружителя на основе частотно-временного контраста;
- алгоритм измерения несущей частоты на основе метода частотной дискриминации;
- алгоритм цифрового анализа несущей частоты, основанный на быстром преобразовании Фурье с последующей интерполяцией;

- рекомендации по использованию современной элементной базы, позволяющие снизить массогабаритные параметры и удешевить приемники обнаружения радиоимпульсов.

Научная новизна работы заключается в следующем:

Разработан новый ранговый алгоритм обнаружения, который обеспечивает обнаружение одиночных радиоимпульсов и гарантирует стабильность частоты ложных тревог. Алгоритм позволяет значительно уменьшить объем шумовой выборки, относительно аналога, обеспечивая снижение массогабаритных показателей приемника обнаружителя.

Предложен новый алгоритм обнаружения, в котором для формирования опорной выборки помехи используется как временное, так и частотное разделение процессов. Алгоритм устойчив к изменению мощности помехи, сохраняя требуемый уровень ложных срабатываний. Также алгоритм учитывает неравномерность спектральной плотности шума по времени и по частоте.

Разработан алгоритм оценки несущей частоты импульсных радиосигналов на основе многоканального частотного дискриминатора, позволяющий строить приемники-измерители несущей частоты, обладающие большим динамическим диапазоном и не требующие ограничителей сигнала по входу.

Разработан алгоритм оценки несущей частоты импульсных радиосигналов на основе БПФ с последующей интерполяцией.

Предложенные алгоритмы оценки частоты позволяют снизить массогабаритные параметры разрабатываемых приемников при сохранении параметров, не уступающих параметрам существующих аналогов.

Практическая значимость работы состоит в следующем:

Применение рангового обнаружителя, разработанного на основе предложенного рангового алгоритма обнаружения, позволяет существенно сократить требуемый объем шумовой выборки по сравнению с перемешанным алгоритмом Манна-Уитни. Показано, что при изменении

среднеквадратического отклонения шума в 33 раза от 30 мВ до 1000 мВ вероятность ложной тревоги возрастает всего в 10,8 раз. Предложенный ранговый обнаружитель одиночных импульсов может быть использован в одноканальных и многоканальных приемных устройствах для стабилизации частоты ложных тревог, а уменьшение объема шумовой выборки, ведущее к уменьшению количества линий задержки, позволяет значительно уменьшить массогабаритные показатели разрабатываемой аппаратуры обнаружения.

Предложены алгоритм обнаружения и структура обнаружителя, где для формирования опорной выборки помехи используется как временное, так и частотное разделение процессов. При использовании предложенного алгоритма обнаружения вероятность ложной тревоги зависит только от размера опорной выборки и относительных коэффициентов усиления опорных каналов, но не зависит от априорно неизвестной дисперсии помехи. Предложенный обнаружитель при объеме выборки помехи 2 и более целесообразно использовать, когда необходимо получить более низкие вероятности ложной тревоги по сравнению с вероятностью ложной тревоги, получаемой при использовании обнаружителя частотного контраста с единичным объемом выборки. Получены аналитические выражения для расчётов вероятностных характеристик обнаружителя на основе метода частотно-временного контраста, которые позволяют сформулировать требования к идентичности опорных и анализируемого каналов.

Предложен алгоритм оценки несущей частоты импульсных радиосигналов при частотной дискриминации. Предложена аппроксимация амплитудно-частотных характеристик. Получены экспериментальные данные, позволяющие выбрать элементную базу для аналогово-цифрового преобразования и цифровой обработки сигналов на выходе частотного дискриминатора. Применение алгоритма для построения измерителя частоты на выбранной элементной базе позволяет упростить структуру приемника и уменьшить массогабаритные показатели, при этом обеспечить

среднеквадратическую ошибку (СКО) измерения частоты не более 0,66% от значения истинной частоты сигнала на 12 ГГц.

Предложен алгоритм цифрового анализа, основанный на быстром преобразовании Фурье с последующей интерполяцией и структура цифрового измерителя частоты, основанная на квадратурном преобразовании сигнала с переносом спектра на промежуточную частоту. Предложенный алгоритм цифрового анализа обеспечивает СКО измерения частоты не более 0,06% от значения истинной частоты сигнала в диапазоне 12-18 ГГц.

Внедрение рекомендаций по использованию особенностей применения элементной базы в узлах СВЧ при разработке приемников радиосигналов, позволяет снизить массогабаритные параметры и удешевить разрабатываемые приемники.

Внедрение результатов работы.

Результаты научных исследований, посвященные анализу алгоритма оценки несущей частоты импульсных радиосигналов при частотной дискриминации, использованы при выполнении:

ОКР «АСОР-11356РО» «Разработка корабельного устройства освещения радиотехнической обстановки», проводимой НКБ «МИУС» ЮФУ и АО «Таганрогский научно-исследовательский институт связи».

Результаты диссертационных исследований, посвященные разработке и исследованию цифровых измерителей частоты, а также исследование особенностей применения современной элементной базы для реализации СВЧ узлов приемников, использованы при выполнении:

ОКР «БОПО» «Разработка беспойскового октавного приемника обнаружителя», проводимой НКБ «МИУС» ЮФУ и ФГУП «18 ЦНИИ» МО РФ (г. Курск).

Достоверность и обоснованность полученных в диссертационной работе результатов подтверждается корректной постановкой цели и задачи исследования, строгостью применяемого математического аппарата,

результатами вычислительного эксперимента, использование полученных результатов при разработке радиоприемных устройств.

Апробация работы.

Основные положения научной работы докладывались и обсуждались на 4-х научно-технических конференциях:

First International Conference on Futuristic Trends in Network and Communication Technologies (FTNCT-2018). Department of Computer Science and Engineering, Jaypee University of Information Technology Waknaghat, Solan, Himachal Pradesh, India. February 9-10, 2018.

International Conference on Communication, Management and Information Technology (ICCMIT 2018) 4 – 7 April 2018, Madrid, Spain.

III Международная научно-практическая конференция «Современные тенденции развития науки и производства». 20-21 января 2016 г., Кемерово.

XXXV Всероссийская научно-практическая конференция: «Научные дискуссии в области гуманитарных, естественно-научных и технических аспектов современности». Ростов-на-Дону 15 февраля 2022г.

Публикации.

По результатам диссертационных исследований опубликовано 15 научных работ. Из них в перечне рецензируемых научных изданий, рекомендованных ВАК Минобрнауки России для публикации материалов диссертаций на соискание ученых степеней кандидата и доктора технических наук, опубликовано 10 статей.

Три научные работы опубликованы в изданиях, реферируемых в базе данных «SCOPUS». В реферируемых изданиях, учитываемых в РИНЦ, опубликованы 2 работы.

Соответствие паспорту специальности. Диссертация соответствует п.3 («Разработка и исследование новых радиотехнических устройств и систем, обеспечивающих улучшение характеристик точности, быстродействия, помехоустойчивости»), п.5 («Разработка и исследование алгоритмов, включая цифровые, обработки сигналов и информации в

радиотехнических устройствах и системах различного назначения, в том числе синтез и оптимизация алгоритмов обработки») паспорта научной специальности 2.2.13 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения».

Личный вклад.

Все основные научные результаты, экспериментальные исследования СВЧ-узлов приемников обнаружения, анализ результатов моделирования, приведенные в работе, получены автором лично. Анализ алгоритмов обнаружения и методов повышения точности оценки несущей частоты радиосигналов, а также получение всех аналитических выражений, приведенных в работе, получены лично.

Структура и объем научно-квалификационной работы.

Работа написана на русском языке, состоит из введения, четырех глав, заключения, списка использованной литературы и приложений. Полный объем диссертации составляет 183 страницы, включая 112 рисунков и 28 таблиц. Список используемой литературы включает 211 наименований.

Во введении определены цель, предмет и объект исследований, сформулирована научная задача, на решение которой направлена диссертационная работа, приведены научная новизна и практическая значимость результатов работы, представлены основные научные положения выдвигаемые для защиты.

В первой главе приведены тенденции развития аппаратуры приема радиоимпульсов радиотехнических систем. Проведен анализ радиоприемных устройств, рассмотрены сильные и слабые стороны различных схем построения РПУ, которые могут быть использованы при разработке радиотехнических систем различного назначения. Показано, что существуют как явные преимущества, так и принципиально неустранимые недостатки, обусловленные структурой приемника, и выбор той или иной схемы необходимо делать исходя из конкретных условий и задач, которые предстоит решать приемному устройству. Проведен анализ особенностей

обнаружения сигналов в современной помеховой обстановке. Показано, что в настоящее время обнаружение сигнала трактуется как статистическая задача с априорной неопределенностью, которая заключается в том, что некоторые параметры, а иногда и вид функции распределения шумов $F_0(x)$ и смеси сигнала с шумом $F_1(x)$ не известны. При этом алгоритмы обнаружения, рассчитанные на нормальный шум, могут оказаться неэффективными. Обосновывается необходимость дальнейшего исследования и разработки алгоритмов обнаружения с постоянной частотой ложных тревог. Показана актуальность исследования особенностей практической реализации приемных узлов на современной элементной базе, т.к. развитие направления миниатюризации устройств СВЧ является одним из перспективных и в наибольшей степени отвечающих требованиям, предъявляемым к современной аппаратуре. Разработка высокочастотной радиоаппаратуры в миниатюрном исполнении была и остается одной из важнейших задач в современной радиоэлектронике.

Сформулированы предмет, цель и научная задача, с определением частных задач исследования.

Во второй главе проводится исследование обнаружителей сигналов с постоянной частотой ложных тревог. Предложен ранговый алгоритм обнаружения одиночных радиоимпульсов, основанный на сумме рангов. Проведен анализ характеристик обнаружения в гауссовом приближении. Представлены расчетные и экспериментальные характеристики обнаружения. Проведено экспериментальное исследование качества стабилизации ложных тревог и разрешающей способности рангового обнаружителя одиночных радиоимпульсов. Предложен алгоритм обнаружения и структура обнаружителя, в котором для формирования опорной выборки помехи используется как временное, так и частотное разделение процессов.

В третьей главе исследования посвящены исследованиям путей повышения точности измерения несущей частоты импульсных

радиосигналов. Проведено исследование особенностей повышения точности оценки несущей частоты импульсных радиосигналов при измерении многоканальным методом. Проведен анализ алгоритма оценки несущей частоты импульсных радиосигналов при частотной дискриминации. Предложена аппроксимация амплитудно-частотных характеристик дискриминатора, разработан алгоритм измерения несущей частоты. Предложена схема построения цифрового измерителя частоты, основанная на квадратурном преобразовании сигнала с переносом спектра на промежуточную частоту и алгоритм цифрового анализа, основанный на быстром преобразовании Фурье с последующей интерполяцией.

Четвертая глава посвящена особенностям реализации ВЧ части приемников радиоимпульсов с использованием современной элементной базы. Целью исследования главы является дополнительное изучение отдельных СВЧ узлов для выработки рекомендаций по их применению. Рассмотрены новые способы построения схем с применением устройств диапазона СВЧ. Проведено исследование ряда СВЧ узлов приемных устройств, представляющих большой практический интерес.

В **заключении** приведены основные результаты, полученные в процессе проведения научно-исследовательской работы.

1 ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ПРИЕМА РАДИОИМПУЛЬСОВ

1.1 Анализ научной задачи

Одной из главных задач разработки радиотехнических систем различного назначения является создание комплексов из ограниченного набора устройств.

Уменьшение затрат на создание радиоприемных устройств может быть достигнуто возможностью их последующего усовершенствования.

В настоящее время разработка аппаратуры для радиотехнических систем различного назначения требует общесистемного подхода. Необходимо учитывать не только соответствие разрабатываемых устройств требуемым тактико-техническим требованиям, но учитывать массогабаритные параметры аппаратуры, её стоимость, электромагнитную совместимость узлов, формирующих радиотехническую систему.

Поэтому наиболее эффективным подходом к проектированию аппаратуры радиотехнических систем, является обеспечение наименьших массогабаритных параметров и стоимости разрабатываемых устройств, при соблюдении заданных технических параметров.

Анализ необходимых требований, предъявленных к радиоприемной аппаратуре, позволяет сформулировать требования к составу аппаратуры радиотехнической системы и их основным функциям.

Одним из важных требований, предъявляемым к радиоприемной аппаратуре является требование помехоустойчивости.

Помехоустойчивость технического устройства это способность устройства выполнять свои функции при наличии помех. Помехоустойчивость оценивается интенсивностью помех, при которых снижение работоспособности устройства не превышает допустимое значение.

Принимая во внимание широкую номенклатуру радиотехнических средств, решающих поставленные задачи на фоне большого разнообразия типов помех, вопрос помехоустойчивости при разработке радиотехнических устройств необходимо рассматривать исходя из конкретной ситуации. Например, при разработке радиоприемных устройств одними из важных характеристик является вероятность правильного обнаружения сигнала при заданной вероятности ложной тревоги и точность определения несущей частоты сигнала.

Актуальными задачами являются исследование и усовершенствование существующих алгоритмов обнаружения радиоимпульсов и измерения несущей частоты, а также разработка новых на основе проверенных подходов. Усовершенствование алгоритмов проводится в направлении упрощения их практической реализуемости при сохранении значений основных параметров соответствующим заданным величинам. Среди таких параметров можно выделить:

- устойчивость к уровню шума, обеспечивающую требуемую частоту ложных срабатываний;
- погрешность измерения частоты.

Основной интерес при проведении данной диссертационной работы представляет устройство для приема радиоимпульсов. Различные задачи, которые ставятся перед радиотехнической системой, являются причиной использования большого количества типов приемных устройств. Иногда требуется только обнаружение работающих радиоэлектронных средств. Для выполнения этой задачи можно использовать широкополосные одноканальные приемные устройства, полоса пропускания которых перекрывает весь частотный диапазон. Если необходимо получение более подробной информации о принятом сигнале, используются узкополосные приемники. Одной из наиболее важных функций многих радиотехнических систем, кроме обнаружения сигнала, является измерение его несущей

частоты. Это определяет актуальность исследования алгоритмов обнаружения сигналов и измерения несущей частоты.

1.2 Анализ радиоприемных устройств обнаружения и измерения несущей частоты радиосигнала

На сегодняшний момент наиболее распространенными типами радиоприемных устройств являются приемники, построенные по схеме прямого усиления и супергетеродинный приемник.

Радиочастотный тракт в приемных устройствах, построенных по схеме прямого усиления (рисунок 1.2), включает входную цепь и усилитель высокой частоты (УВЧ). Резонансные контуры тракта настраиваются на несущую частоту радиосигнала f_c , на которой производится предварительное усиление сигнала. Приемная антенна передает смесь сигнала и помех во входную цепь, согласующую усилитель высокой частоты с выходом антенны.

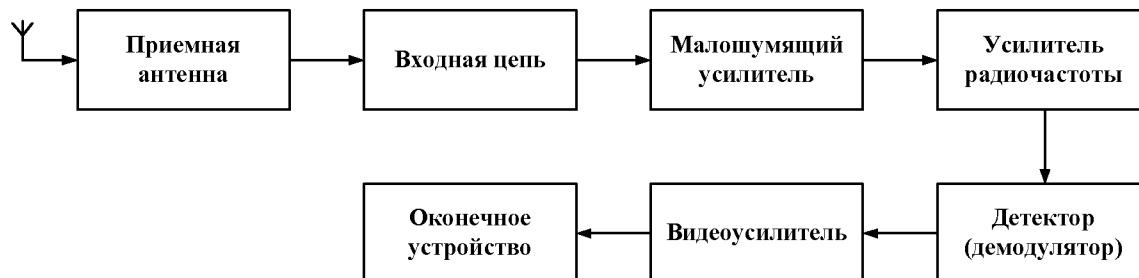


Рисунок 1.2 – Структурная схема приемника прямого усиления

Выделенное, при помощи детектора, из принятого сигнала сообщение далее усиливается, посредством усилителя низких частот (видеоусилителя), для получения уровня сигнала, обеспечивающего нормальное функционирование последующего каскада (оконечного устройства). К преимуществам такого типа приемников можно отнести относительную простоту и невысокий уровень собственных шумов.

Большее распространение получили приемники, построенные по супергетеродинной схеме. В данном типе приемников осуществляется преобразование несущей частоты радиосигнала в область более низких

частот. Преобразование радиочастоты сигнала в область низких частот осуществляется с помощью дополнительного каскада, состоящего из смесителя, гетеродина и усилитель промежуточной частоты (УПЧ). Структурная схема приемника приведена на рисунке 1.3.

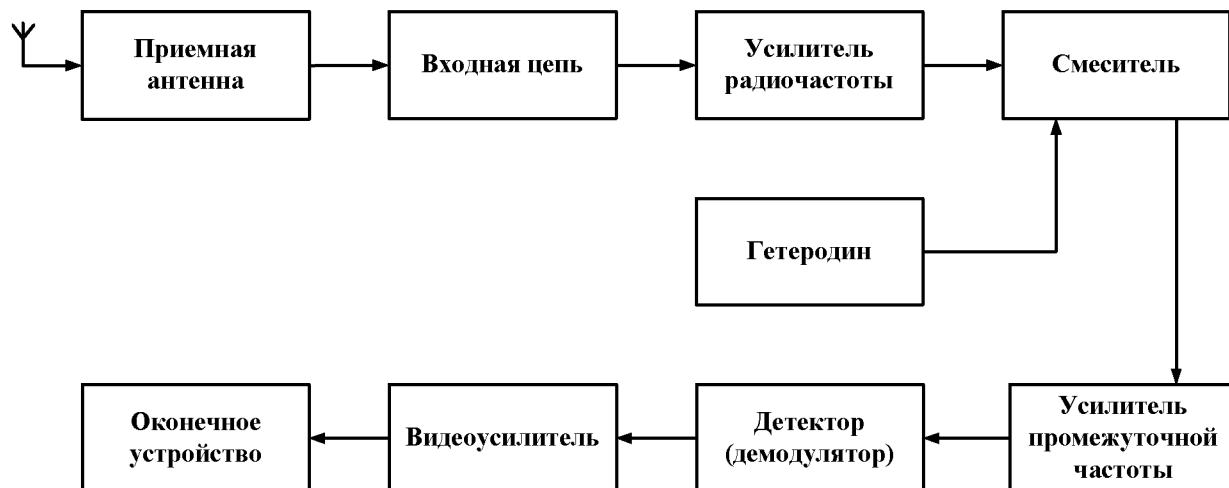


Рисунок 1.3 – Структурная схема супергетеродинного приемника

Можно отметить некоторые преимущества супергетеродинного приемника по сравнению с приемником, построенным по схеме прямого усиления. К таким преимуществам относятся как более высокая избирательность, так и более высокая чувствительность приемника, большая устойчивость, повышенная выходная мощность. Из основных недостатков этого вида приемников можно выделить наличие дополнительных каналов приема, таких как зеркальный канал.

Проведём сравнительный анализ базовых схем приемных устройств, которые могут быть использованы при разработке радиотехнических систем

В приведенном ниже обзоре базовых схем приемных устройств использован материал, изложенный в [36] и [32].

Сканирующий приемник. Сканирующий приемник (рисунок 1.4) используется для обнаружения радиосигнала и измерения его несущей частоты. Принцип действия приемника заключается в переносе частоты принятого сигнала на промежуточную частоту посредством перестройки частоты гетеродина. Последующая обработка сигнала ведется на промежуточной частоте.

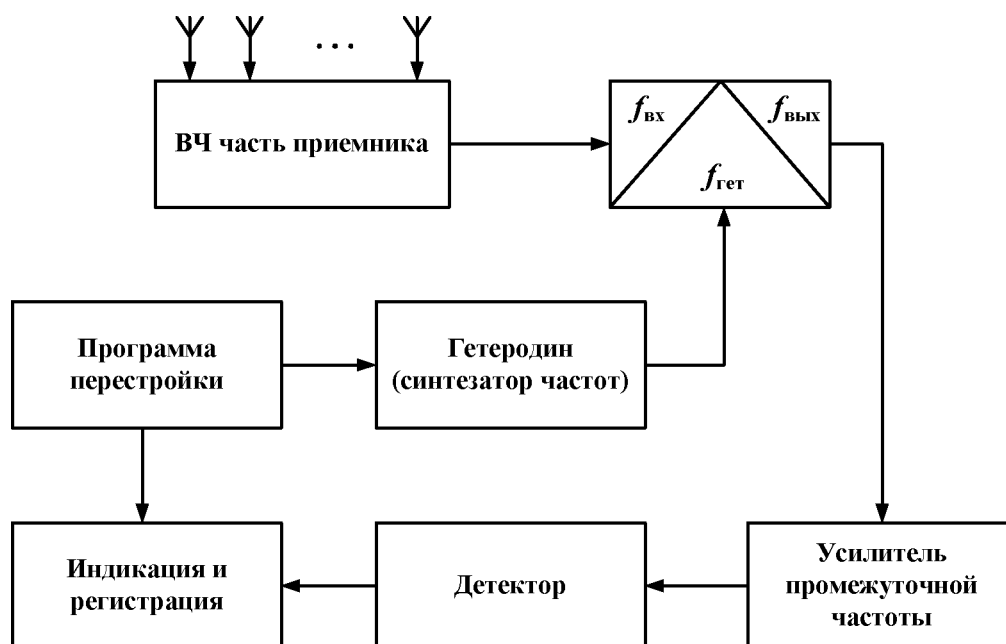


Рисунок 1.4 – Структурная схема сканирующего приемника [43]

Для работы со сложными сигналами вместо детектора используется схема обработки сигнала.

Вследствие того, что в сканирующем приемнике имеется только один, перестраиваемый по частоте, канал приема данный вид приемных устройств обладает сравнительно небольшими массогабаритными характеристиками.

Одним из недостатков сканирующего приемника можно указать вероятность пропуска полезного сигнала, так как приемник не анализирует весь рабочий диапазон частот одновременно. Уменьшение длительности входного сигнала увеличивает вероятность его пропуска приемником. Повышая скорость изменения частоты сканирования, можно добиться снижения вероятности пропуска сигнала. Но следует отметить, что это, в свою очередь, уменьшит разрешающую способность приемника по частоте и его чувствительность.

Многоканальный приемник. Структура построения многоканального приемника может быть реализована методом прямого усиления (рисунок 1.5, а) [39, 47] или с применением супергетеродинной схемы (рисунок 1.5, б) [38, 45].

Так как данный вид приемника позволяет производить обзор полного диапазона рабочих частот параллельно, это позволяет снизить вероятность пропуска цели.

Одной из особенностей многоканального приемника является то, что диапазон рабочих частот (или диапазон промежуточных частот, в зависимости от структуры построения приемника) разбивается на поддиапазоны, в которых производится детектирование сигнала.

Следует отметить, что независимо от схемы построения многоканального приемника, остаются высокие требования к избирательности канальных фильтров. Данное обстоятельство, а также общая сложность аппаратуры приводит к снижению надежности, приводит к увеличению, как массы, так и габаритов устройства.

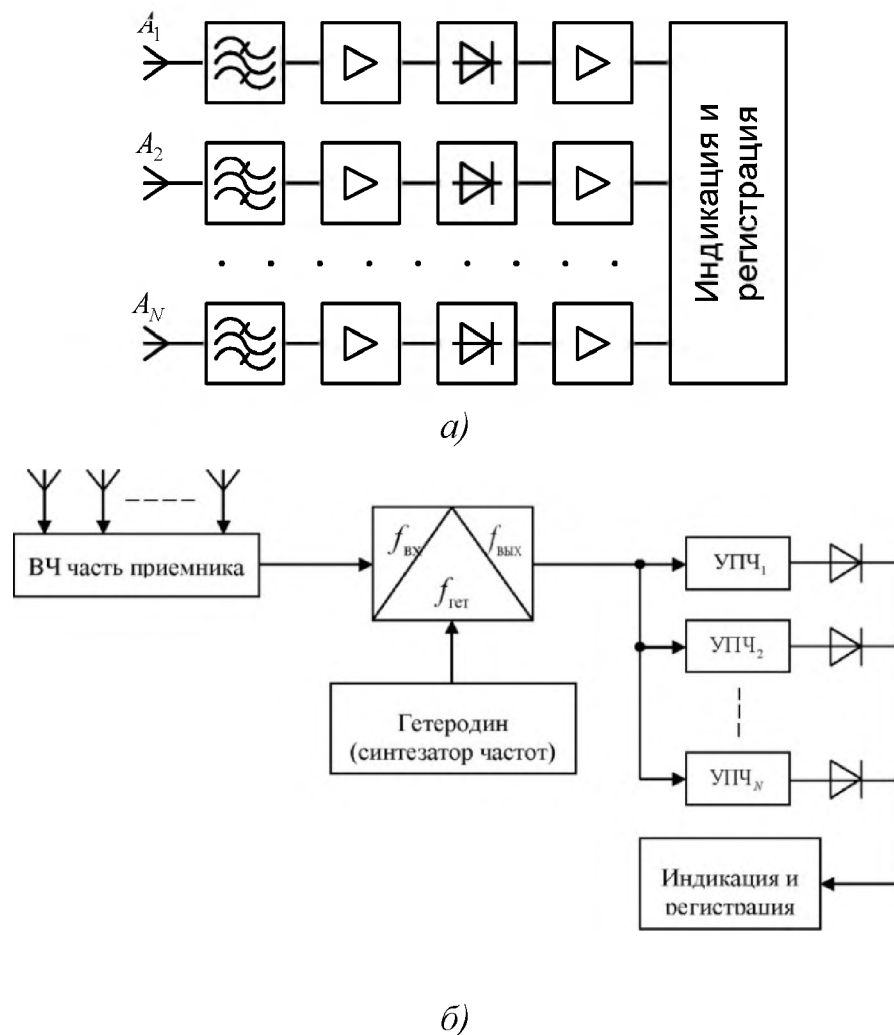


Рисунок 1.5 - Структурная схема многоканального приемника: а) прямого усиления; с преобразованием частоты б)

Так как чувствительность во всем рабочем диапазоне частот должна быть одинаковой, частотные каналы располагают максимально близко друг к другу. На границе соседних каналов происходит снижение чувствительности [41], что является причиной использования канальных фильтров с высокой избирательностью.

В следствии непрямоугольности АЧХ канальных фильтров происходит перекрытие каналов приемника, поэтому сигнал может попасть в соседний канал. Увеличением крутизны АЧХ фильтров можно снизить вероятность этого явления.

Современные приемники рассматриваемого типа разрабатываются на основе устройств на поверхностных акустических волнах (ПАВ), что обеспечивает минимальные габариты и хорошие характеристики фильтров. Устройства на ПАВ легко интегрировать с СВЧ-элементами, гибридными ИС, цифровой техникой, а применение микропроцессоров обеспечивает простоту управления приемником и значительно ускоряет обработку информации.

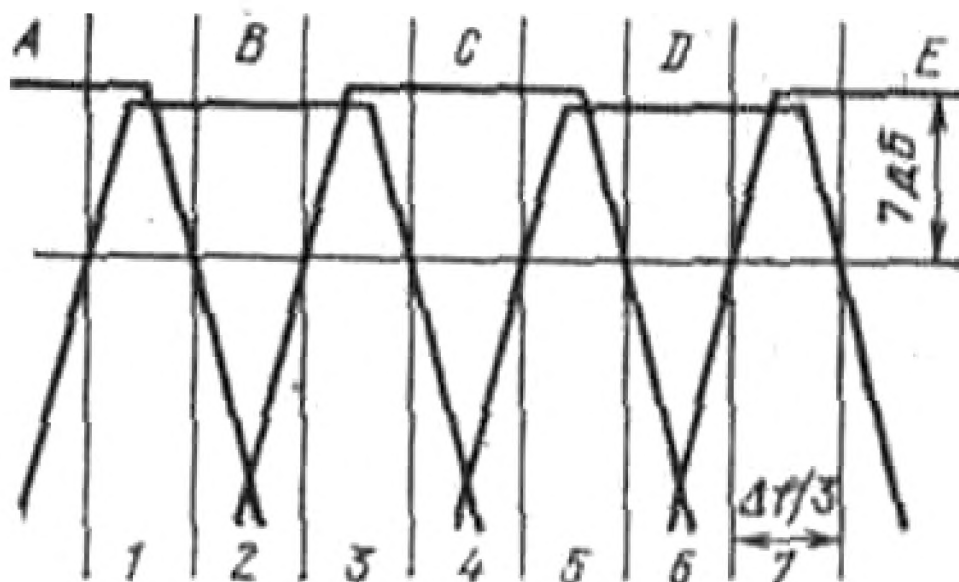


Рисунок 1.6 - Частотные характеристики набора ПАВ-фильтров.

Перекрытие полос пропускания смежных фильтров (А, В, С, D, Е на рисунке 1.6) позволяет с помощью цифровой обработки продетектированных

сигналов улучшить разрешение по частоте до $\Delta f / 3$ без сужения полос отдельных фильтров. Значение частоты сигнала определяется в соответствии с таблицей 1.1, где единицами обозначено наличие, а нулями - отсутствие сигналов на выходах фильтров А, В, С, D, Е [61].

Такой приемник имеет сравнительно большой динамический диапазон (порядка 50 дБ), высокую чувствительность и обеспечивает стопроцентную вероятность перехвата при умеренной точности измерения частоты.

Таблица 1.1. Определение частоты сигнала

Наличие сигналов на выходах фильтров					Номер элемента разрешения по частоте
А	В	С	D	Е	
0	1	0	0	0	2
0	1	1	0	0	3
0	0	1	0	0	4
0	0	1	1	0	5
0	0	0	1	0	6

Возможно построение многоканальных приемников, в которых все поддиапазоны преобразуются в один канал промежуточной частоты, что существенно упрощает реализацию, но приводит к снижению чувствительности, а также к неоднозначности определения частоты. Для устранения неоднозначности необходимы устройства индикации наличия сигнала в каждом из поддиапазонов, например, широкополосные детекторы.

Возможен также вариант, в котором управляемый переключатель подключает к каналам дальнейшей обработки фильтр, в котором обнаружен сигнал. Этот приемник обладает высокой чувствительностью при умеренной сложности реализации и обеспечивает однозначное измерение частоты, однако имеет стопроцентную вероятность перехвата сигнала лишь в подключенном поддиапазоне и нулевую в остальных. Переключатель может также действовать по внешней команде, заранее программируемой (или подаваемой оператором) с учетом предварительных данных о распределении источников излучения в анализируемом диапазоне.

В настоящее время более перспективным направлением реализации многоканальных приемников считается использование устройств на магнитостатических волнах (МСВ). Полученные результаты свидетельствуют о больших возможностях, открываемых МСВ - технологией. Так, в диапазоне 10 ГГц по данной технологии могут быть реализованы фильтры с шириной полосы 10 МГц, потерями 10 дБ и внеполосным подавлением 50 дБ [61].

Особенностью этого типа приемника является его способность обнаруживать несколько одновременно поступивших на вход сигналов, имеющих разные несущие частоты. Условием корректного обнаружения сигналов является их разнесение по разным каналам.

Матричный приемник. «Матричный приемник имеет структуру, при которой входной сигнал системой фильтров первой ступени $\Phi_{11}, \Phi_{12}, \dots, \Phi_{1m}$ разделяется по частоте на несколько каналов, а после гетеродинирования преобразуется в единый для всех каналов первой ступени диапазон ПЧ $\Delta f_{\text{чп1}}$, что обеспечивается выбором частот канальных гетеродинов $\Gamma_{11}, \Gamma_{12}, \dots, \Gamma_{1m}$ (рисунок 1.7). Канальные фильтры приемника также служат для исключения приема по зеркальному каналу. Затем сигнал промежуточной частоты поступает на следующую ступень, где снова разделяется по частоте и переносится во второй диапазон ПЧ (единый для всех каналов второй ступени) $\Delta f_{\text{чп2}}$ и так далее до последней ступени. Каждый частотный канал во всех ступенях снабжается индикатором ($I_{11} \dots I_{nm}$), показывающим номер сработавшего канала. Индикаторами часто служат бинарные обнаружители, содержащие последовательно соединенные полосовой фильтр, амплитудный детектор и пороговое устройство [39, 15]. По набору сработавших индикаторов можно определить частоту принятого сигнала.

Матричный приемник исключает пропуск сигнала, его масса и габариты меньше, чем у многоканального приемника, однако по сравнению с предыдущей схемой еще более ужесточаются требования к избирательным свойствам и взаимной развязке фильтров. Значимым недостатком схемы

является неоднозначность определения частоты, возникающая при попадании сигналов в смежные области соседних каналов и совмещенных по времени разночастотных сигналов.

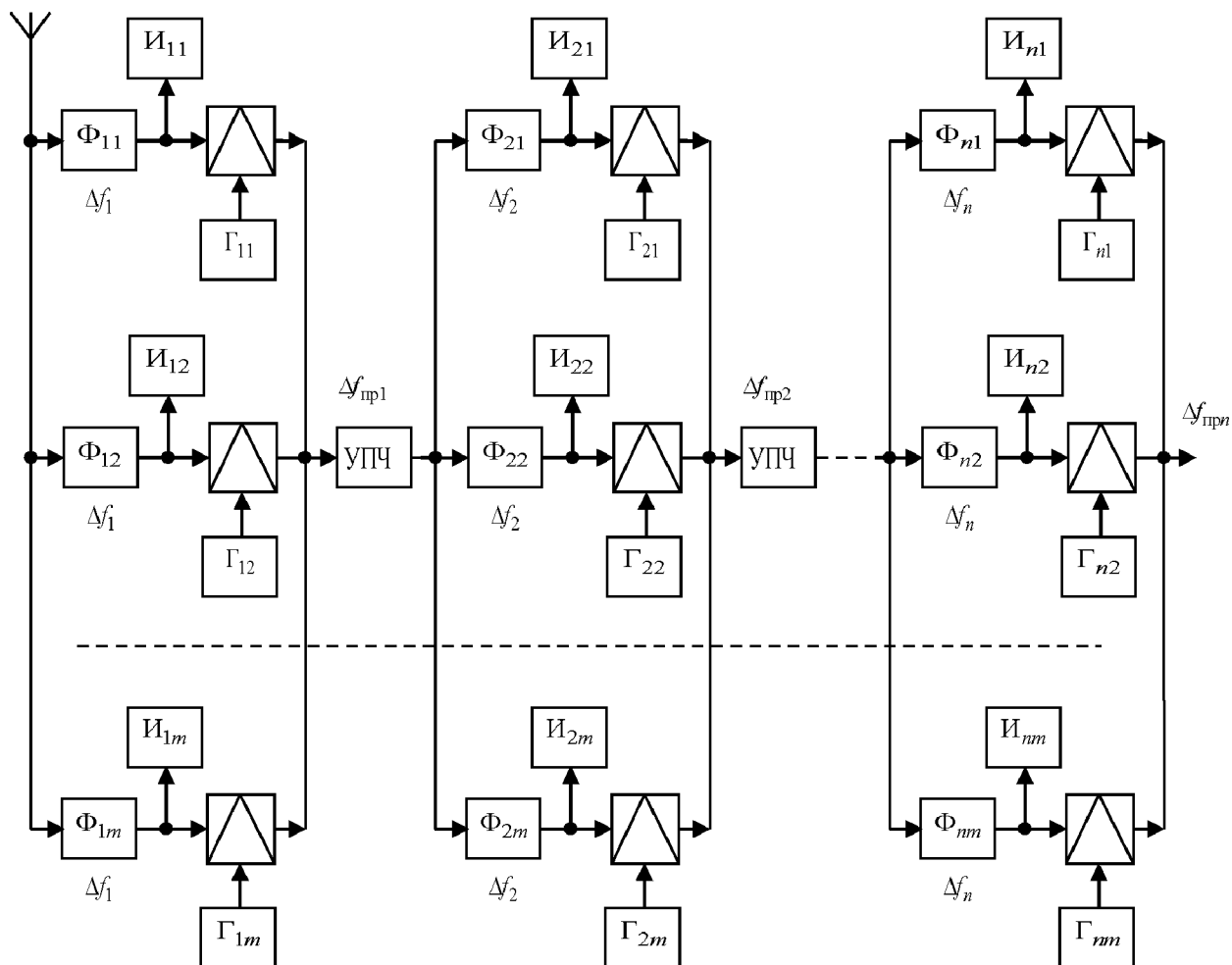


Рисунок 1.7 – Структурная схема матричного приемника [38]

Другим недостатком является то, что частоты гетеродинов, попадающие в диапазон рабочих частот приемного устройства, являются источником внутрисистемных помех» [36].

Приемник со сжатием импульсов. Данный вид приемников строится по супергетеродинной схеме с применением ЛЧМ гетеродина (рисунок 1.8). Требованием корректной работы приемника является требование того, чтобы минимальная длительность принимаемого импульса была больше времени обзора рабочей полосы частот [45, 46, 50, 52]. Сигнал, который получается на выходе смесителя приемника, является ЛЧМ импульсом. Далее полученный ЛЧМ импульс сжимается посредством линейной дисперсионной линии

задержки. По временному положению и длительности максимального значения сжатого импульса, который является преобразованием Фурье входного сигнала, определяют частоту и спектр принятого сигнала.

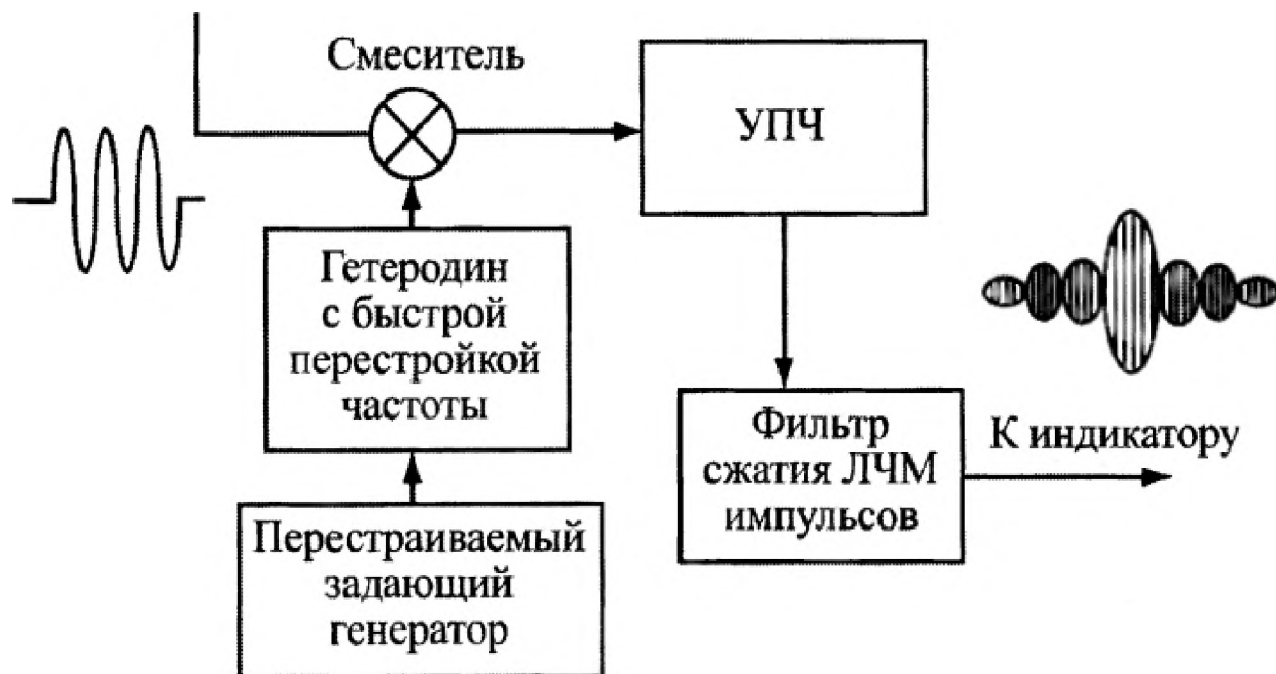


Рисунок 1.8 – Структурная схема приемника со сжатием импульсов

При проектировании радиотехнических систем целесообразно использовать приемник со сжатием импульсов совместно с другими схемными решениями.

К недостаткам приемника со сжатием импульсов является снижение разрешающей способности при приеме частотно модулированных сигналов из-за несогласованности с фильтром сжатия импульсов. Так же следует отметить повышение вероятности ложных срабатываний и снижения динамического диапазона при входных сигналах, обладающих большой мощностью. Прием импульсов, длительность которых меньше времени обзора полосы частот, будет причиной снижения чувствительности приемника.

Линия задержки определяет разрешающую способность приемника при обнаружении нескольких сигналов с разными несущими частотами, поступившими на вход приемника одновременно.

Также из особенностей рассматриваемого приемника можно отметить ограничение точности определения времени прихода импульса временем перестройки гетеродина, а значение минимальной длительности принимаемого импульса ограничивает возможность увеличения разрешающей способности по частоте. По экспериментальным данным [44, 46] прием сигнала, длительностью в 10 раз короче минимальной, приведет к снижению чувствительности приемника на 20 дБ.

Приемник мгновенного измерения частоты (ПМИЧ).

В основе приемника мгновенного измерения частоты лежит разделение входного сигнала с помощью частотно-зависимых цепей. Далее происходит анализ сигнала, прошедшего различный путь. Значение несущей частоты сигнала пропорционально разности фаз частей сигнала [41,42,46].

При рассмотрении приемника мгновенного измерения частоты можно выделить основные функциональные узлы, такие как делители мощности (или направленные ответвители) для формирования двух и более каналов распространения СВЧ-сигнала, ЛЗ с известным временем задержки и фазовые детекторы, которые обычно реализуются на основе направленных ответвителей, плечи которых нагружены квадратичными детекторами. МИЧ - это широкополосный частотный дискриминатор (ЧД).

Типичная схема ЧД (см. рисунок 1.9) содержит два синфазных делителя мощности, три квадратурных направленных ответвителя 3, четыре детекторные секции 4, ЛЗ 2 и поглощающую нагрузку 5. Два ответвителя, нагруженные на диоды с квадратичной вольтамперной характеристикой, являются фазовыми детекторами, третий ответвитель обеспечивает сдвиг фазы между каналами на 90° . При отсутствии фазовой модуляции входного сигнала величина разности фаз $\Delta\varphi$ в каналах ЧД пропорциональна мгновенной частоте сигнала, поэтому устройства данного типа носят также название мгновенных измерителей частоты (МИЧ).

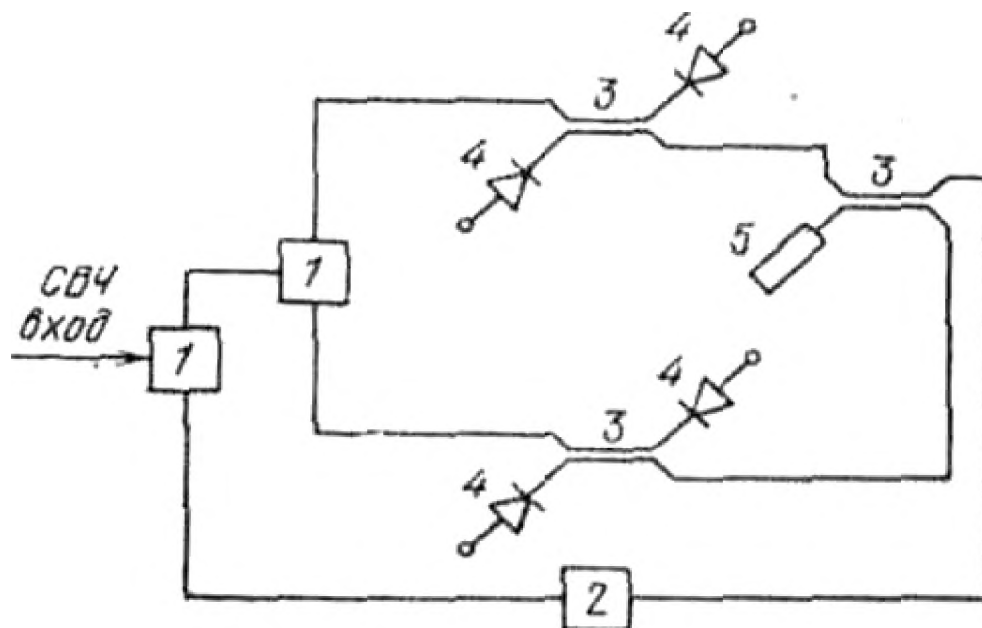


Рисунок 1.9. - Схема частотного дискриминатора:

1 - делители мощности; 2 - линия задержки; 3 - направленные ответвители; 4 – детекторные секции; 5 - поглощающая нагрузка.

Задача определения частоты сигнала сводится к вычислению разности фаз на основе измеренных напряжений на выходах ЧД. Эти напряжения пропорциональны синусу и косинусу разности фаз $\Delta\phi$. Полученное значение частоты будет неоднозначно, если диапазон измерения фазы превышает 360° . Для того, чтобы избежать неоднозначности, используют несколько параллельно включенных ЧД с ЛЗ различной длины.

Возможно применение одного ЧД, в котором измерение частоты входного сигнала обеспечивается с помощью одной ЛЗ. В этом случае на выходе каждого детектора необходим аналого-цифровой преобразователь (АЦП), для точного определения амплитуды сигналов на выходах каналов. Далее коды сигналов с АЦП используются для определения адреса ячейки ПЗУ, в котором храниться код частоты входного сигнала. Электрическая схема такого измерителя для реализации в микрополосковом исполнении показана на рисунке 1.10.

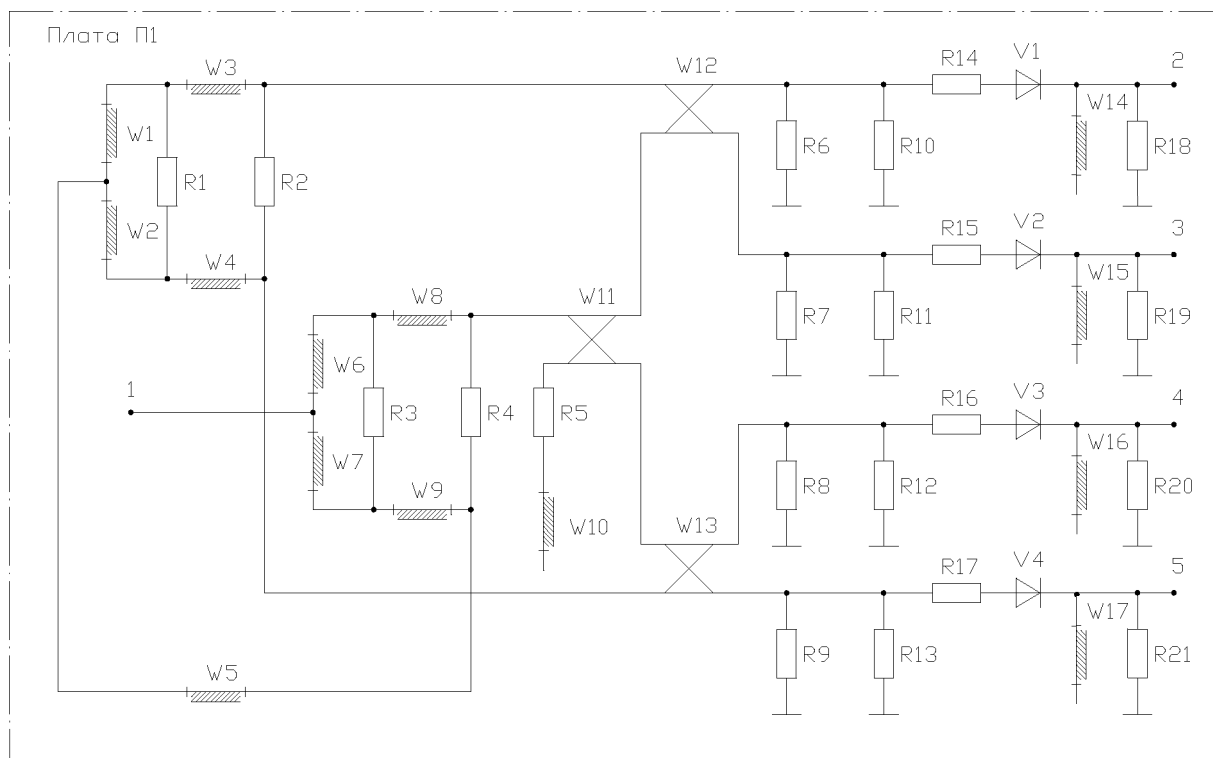


Рисунок 1.10. – Принципиальная электрическая схема мгновенного измерителя частоты в микрополосковом исполнении

Применяется также пороговая обработка выходного сигнала измерителя. Т. е. межканальное сравнение выходных сигналов. Один из наиболее распространенных способов заключается в определении полярности видеосигналов, полученных вычитанием выходных сигналов детекторов ЧД, подключенных к одному и тому же направленному ответвителю (см. рисунок 1.8), в результате чего по значениям синуса и косинуса разности фаз $\Delta\varphi$ формируется двухразрядный двоичный код. Дополнительное суммирование и вычитание этих сигналов и аналогичное определение их полярности (см. рисунок 1.11) позволяет получить четырехразрядный код ЧД (код Грея), на основе которого формируется трехразрядный код частоты. В таблице 1.2 представлены код ЧД (единицами обозначена отрицательная, а нулями - положительная полярность напряжения) и сформированный на его основе код частоты.

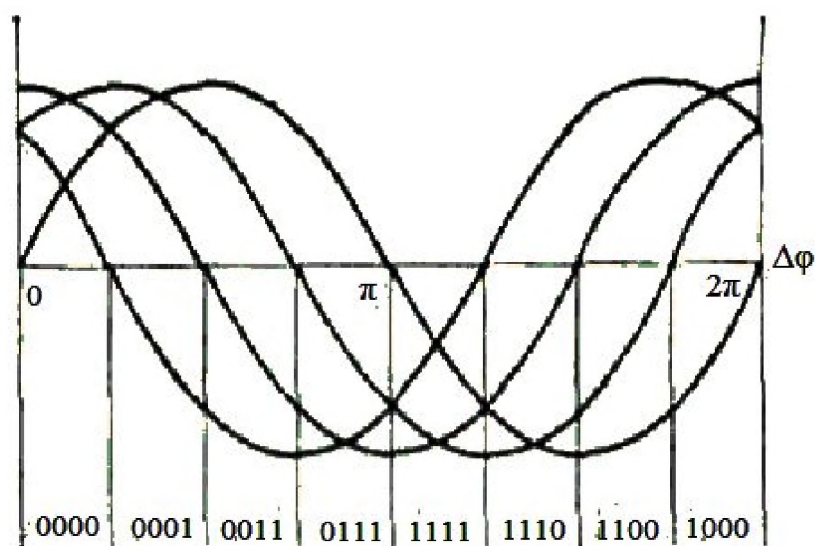


Рисунок 1.11. Кодирование сигналов в приемнике с ЧД.

Аналогичные коды частоты формируются каждым ЧД, затем корректируются процессором, в результате чего формируется цифровое значение частоты на выходе приемника.

Таблица 1.2. – Коды сигналов на выходе порогового устройства

Интервал разности фаз	Четырехразрядный код ЧД				Трехразрядный код частоты
	$\sin \Delta\phi$	$\sin \Delta\phi + \cos \Delta\phi$	$\cos \Delta\phi$	$\sin \Delta\phi - \cos \Delta\phi$	
$0-\pi/4$	0	0	0	0	0 0 0
$\pi/4-\pi/2$	0	0	0	1	0 0 1
$\pi/2-3\pi/4$	0	0	1	1	0 1 0
$3\pi/4-\pi$	0	1	1	1	0 1 1
$\pi-5\pi/4$	1	1	1	1	1 0 0
$5\pi/4-3\pi/2$	1	1	1	0	1 0 1
$3\pi/2-7\pi/4$	1	1	0	0	1 1 0
$7\pi/4-2\pi$	1	0	0	0	1 1 1

Типичные параметры цифровых МИЧ приведены в таблице 1.3. Указанный динамический диапазон достигается использованием усилителей-ограничителей [61].

Таблица 1.3. - Типичные параметры приемников МИЧ.

Параметр	Рабочий диапазон МИЧ, ГГц				
	1-2	2-4	4-8	8-12	12-18
Мгновенная полоса частот, МГц	1060	2120	4240	4240	6300
Чувствительность, дБм	-65	-65	-65	-65	-60
Динамический диапазон, дБ	70	70	70	70	65
Разрешение по частоте, МГц	0,52	1,04	2,08	2,08	3.12
Минимальная длительность импульса (для достижения указанного разрешения по частоте), нс	95	60	45	45	40

Отличительной особенностью приемника мгновенного измерения частоты является работа в широкой полосе обзора на частотах до десятков гигагерц. Для увеличения разрешающей способности и расширения диапазона рабочих частот необходимо увеличивать количество линий задержек, что негативно отражается на массогабаритных показателях приемника мгновенного измерения частоты.

Кроме увеличения массогабаритных показателей увеличение количества линий задержки приводит к снижению чувствительности приемника. Для устранения этого эффекта применяют компенсационные схемы, что в свою очередь усложняет и удорожает устройство приема.

Среди явных недостатков приемника мгновенного измерения частоты нужно указать отсутствие возможности определения несущей частоты сигналов принимаемых одновременно.

Приемник с акустооптической обработкой сигнала [46, 43, 64]. В данном типе приемных устройств обработка сигнала осуществляется на основе использования ячейки Брегга. Принцип работы приемника с акустооптической обработкой заключается в следующем. Несущая частота принятого сигнала переносится в область промежуточных частот. Далее

сигнал преобразуется в акустические колебания с помощью пьезоэлектрического преобразователя. Период, полученной с помощью акустических колебаний, дифракционной решетки обладает обратной пропорциональностью к частоте сигнала. Ячейка Брегга обладает прозрачностью в оптическом диапазоне. Через дифракционную решетку проходит лазерный луч, по углу отклонения от направления распространения которого определяется частота сигнала.

Приемники с акустооптической обработкой обладают следующие характеристики [42, 43, 46, 64]:

- динамический диапазон, варьируется в диапазоне от 20 до 40 дБ;
- разрешающая способность по частоте, ограничивается расходимостью дифрагированного пучка света в дальней зоне;
- диапазон рабочих частот, позволяет работать с сигналами до десяти гигагерц.
- СКО определения несущей частоты 0,25 МГц.

Следует отметить, что улучшение параметров приемников данного типа связано со значительным усложнением структуры приемника [43, 46].

Цифровые РПУ. В цифровом радиоприемном устройстве обработка принятого сигнала проводится как в аналоговом, так и в цифровом виде.

Структура современных цифровые приемников может строиться целиком на цифровой элементной базе с преобразованием принятого аналогового сигнала в цифровой вид и последующей его цифровой обработкой. Другим вариантом построения цифровых приемников является отсутствие преобразования принятого сигнала в цифровой вид, в таких приемниках на цифровой элементной базе разрабатываются отдельные узлы.

Большинство современных приемных устройств, разработанных по любой схеме, имеют в своем составе узлы, построенные на цифровой элементной базе.

На рисунке 1.12. приведена обобщенная структурная схема цифрового радиоприемного.

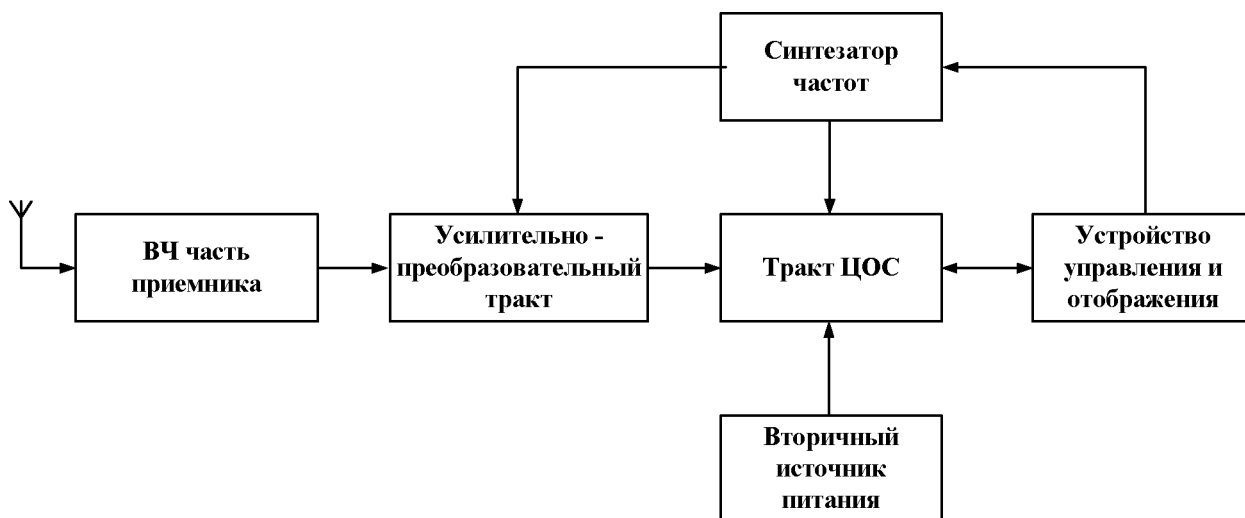


Рисунок 1.12– Обобщенная структурная схема цифрового РПУ

ВЧ часть приемника представляет собой входной узел, состоящий из высокочастотного тракта и набора фильтров. Входной узел выделяет на фоне помех полезный сигнал, поступающий от антенны. В следующем узле происходит предварительное усиление принятого сигнала усилителем высокой частоты, после чего частота сигнала переносится в область промежуточных частот. Также усилительно-преобразовательный тракт используется для преобразования входного сигнала в цифровую форму.

Собственно цифровая обработка сигнала, осуществляется в тракте ЦОС, в котором кроме этого находятся фильтр, демодулятор, а также дополнительные цепи, необходимые для обработки сигнала.

За правильное функционирование приемного устройства отвечает устройство управления. Устройство управления обеспечивает функционирование приемного устройства по заданной программе, контроль работоспособности устройства в целом и его отдельных узлов.

Из проведенного выше обзора основных схем построения приемных устройств видно, что нет схемы, которая бы отвечала всем предъявляемым

требования. У каждого варианта построения приемного устройства есть как свои преимущества, так и недостатки.

Так для входного сигнала, представляющего собой короткий импульс или сигнал с широкой полосой частот, чувствительность приемника со сжатием импульсов будет невысока.

Достаточно высокая вероятность пропуска сигнала является особенностью сканирующего приемника. Повышение скорости обзора рабочей полосы может, частично, компенсировать этот недостаток, но, в свою очередь, это приведет к снижению чувствительности, при этом, по этому показателю, сканирующий приемник будет уступать беспойсковым видам приемников.

Основными недостатками многоканального приемника является его сложность, высокая стоимость и большие массогабаритные характеристики. Для современных радиотехнических систем характерна работа с большим разнообразием типов сигналов и в широкой полосе рабочих частот. Часто несущая частота принимаемого сигнала заранее неизвестна. В связи с этим разработка многоканальных приемных устройств, работающих в широкой полосе частот, сталкивается с необходимостью обеспечения наличия большого количества каналов. Это приводит к существенному усложнению схемы приемника, за счет разработки большого количества канальных фильтров, необходимости размещать схему обработки сигналов в каждом канале. К тому же это может привести к недопустимому увеличению массогабаритных параметров многоканального приемника.

Характеристики матричного приемника сопоставимы с характеристиками приемника, построенного по многоканальной схеме, но он имеет преимущество перед последним по массе и габаритам [36].

Приемник мгновенного измерения частоты не способен обеспечить измерение частоты сигналов, одновременно поступивших на вход приемника.

Из вышесказанного ясно, что выбор схемы необходимо делать исходя из конкретных условий и задач, которые предстоит решать приемному устройству.

1.3 Анализ особенностей обнаружения

Настоящее время характеризуется необходимостью работы радиотехнических систем различного назначения в условиях сложной электромагнитной обстановки. В связи с этим, при разработке радиотехнических устройств различного назначения, необходимо учитывать возможность обнаружения сигналов в шумах с априорно неизвестными статистическими характеристиками.

Задача обнаружения сигнала рассматривается с позиции априорной неопределенности, которая характеризуется тем, что иногда некоторые параметры функции распределения или сам закон распределения шумов и смеси сигнала с шумом заранее неизвестны. В условиях отклонения закона распределения шума от нормального, классические алгоритмы обнаружения могут оказаться не оптимальными. При изменении параметров нормального шума классические алгоритмы могут не гарантировать расчетные показатели обнаружения.

Для преодоления априорной неопределенности можно выделить два основных пути: разработка адаптивных алгоритмов и разработка алгоритмов отличающихся устойчивыми, по отношению к условиям наблюдения, характеристики.

Алгоритмы обнаружения, направленные на преодоление априорной неопределенности по первому пути подстраивают свои параметры, анализируя входные данные.

В условиях неизвестности нескольких параметров или закона распределения, адаптивные алгоритмы становятся сложными и мало реализуемыми в реальной аппаратуре.

Преодоление априорной неопределенности по второму пути приводит к инвариантным алгоритмам, если закон распределения шума и смеси шума

известен, но неизвестны параметры распределения или непараметрическим алгоритмам, когда неизвестным является сам закон распределения.

В настоящее время, в связи с продолжающимся усложнением сигнально-помеховой обстановки, все большее распространение получают непараметрические методы обнаружения сигналов. Как уже было указано выше, непараметрические методы предполагают независимость решающей статистики от априорно неизвестного закона распределения шума. Другими словами обнаружитель, построенный с использованием непараметрических методов, при неизвестном законе распределения шума будет обеспечивать постоянную вероятность ложной тревоги.

Одной из наиболее важных задач обнаружения является задача стабилизации на требуемом уровне одного из основных параметров, определяющих качество обнаружителя – вероятности правильного обнаружения D и вероятности ложной тревоги α .

Исследование некоторых непараметрических алгоритмов (например, ранговых) показало несущественное снижение эффективности алгоритмов относительно оптимальных, в условиях распределения шума по нормальному закону.

Также проведенные исследования показали большую эффективность ранговых алгоритмов по сравнению с классическими алгоритмами при отклонении закона распределения шума от нормального. В этом случае классические алгоритмы утрачивают свою оптимальность.

Таким образом, видна устойчивость непараметрических методов, которые способны сохранять свои характеристики при изменении помеховой обстановки.

Поэтому, применение непараметрических методов обнаружения наиболее оправдано для решения задач стабилизации ложных тревог и вероятности правильного обнаружения при отличном от нормального законе распределения шума.

«Помимо того, что реально существуют шумы, распределение которых отлично от нормального, в ряде случаев приходится отказываться от гауссовской модели для шумов, которые традиционно считаются нормальными. Дело в том, что точность аппроксимации нормальным законом реального распределения оказывается на практике достаточно высокой для средней части кривой распределения (плотности вероятности), на краях же кривой точность быстро убывает по мере удаления от ее средней части.

Специфика некоторых систем обнаружения (например, радиолокационных) такова, что вероятность ложного обнаружения выражается весьма малой величиной 10^{-8} - 10^{-12} , не характерной для вероятностей ошибок, с которыми обычно имеет дело математическая статистика. Столь малым вероятностям соответствуют края кривой распределения шума, где его нормальная аппроксимация неудовлетворительна» [7].

В условиях шума, распределенного по нормальному закону, но неизвестной интенсивности также целесообразно использование непараметрических методов.

Следует отметить, что при изменении некоторых параметров, влияющих на работу приемных устройств, таких как пороговый уровень, уровень шума, коэффициент усиления приемника, на несколько десятков процентов приводит к изменению вероятности ложных тревог на несколько порядков.

Таким образом, разработка стабильно работающего приемника является достаточно труднореализуемой практической задачей.

Вследствие очень большой математической сложности разработка оптимальных непараметрических алгоритмов часто представляет собой невыполнимую задачу.

На практике непараметрические алгоритмы получают путем эвристического синтеза, так как получение оптимальных непараметрических решающих правил возможно только при условии бесконечного числа наблюдений (т.е. в асимптотическом случае).

Теория асимптотических оптимальных непараметрических алгоритмов обнаружения подробно рассмотрена в монографии Б. Р. Левина [54].

Так же широко известны непараметрические алгоритмы в основе которых лежат знаковые статистики, ранговые статистики Вилкоксона, Вандер-Вардена.

На данный момент, с практической точки зрения, применение результатов синтеза асимптотически оптимальных непараметрических алгоритмов не имеет широкого распространения.

При разработке радиотехнических систем, решение о применении какого-либо непараметрического метода обнаружения сигнала принимается исходя из рассмотрения различных условий.

С одной стороны алгоритм должен быть эффективным т.е. быть наиболее мощным, с другой стороны обнаружитель, построенный на основе выбранного, для рассматриваемой задачи, алгоритма, должен обладать приемлемой сложностью, возможностью технической реализации, умеренной стоимостью.

С точки зрения простоты практической реализации наиболее выгодны знаковые алгоритмы обнаружения. Так для данного вида алгоритмов обнаружения требуется выполнение порядка n операций для вычисления решающей статистики при объеме выборки равном n . Но при этом, обнаружители, построенные на знаковых статистиках, являются наименее эффективными.

Наибольшей эффективностью обладают ранговые алгоритмы обнаружения (асимптотически оптимальные, при $n \rightarrow \infty$), но они являются достаточно сложными и труднореализуемы на практике.

Некоторые непараметрические алгоритмы, основанные на ранговых статистиках, например алгоритм Манна-Уитни (тест Вилкоксона в двухвыборочном варианте), по эффективности близки к оптимальным, в рассматриваемых условиях, параметрическим алгоритмам. При этом

ранговые алгоритмы обладают достаточно умеренной сложностью и относительно не сложной практической реализуемостью.

Исходя из вышесказанного, при разработке обнаружителей, использующих ранговые статистики, наибольшее распространение получили ранговые алгоритмы, основанные на различных модификациях статистик Вилкоксона.

Обнаружение радиосигналов в сложной помеховой обстановке является актуальной задачей, решению которой уделяется значительное внимание как в нашей стране, так и за рубежом.

Остаются актуальными вопросы обнаружения сигналов на фоне помех как при непараметрической, так и при параметрической априорной неопределенности. Одним из направлений в решении этих вопросов в нашей стране стало так называемое «контрастное» обнаружение различного вида сигналов в сложных сигнально-помеховых ситуациях. (при параметрической априорной неопределенности воздействующих помех) [54].

Основной трудностью, возникающей при решении задач автоматического обнаружения импульсных сигналов в шумах, является отсутствие априорных данных об их уровне. Кроме того, уровень шумовой помехи может изменяться во времени, что затрудняет использование хорошо развитых оптимальных методов обнаружения, основанных на наличии априорной информации о статистических характеристиках сигнала и помех.

Одним из реальных путей преодоления априорных трудностей относительно параметров помех было предложение [54] использовать «контрастное» обнаружение импульсных сигналов. Понятие контраста возникло при использовании для обнаружения радиолокационных сигналов электронных индикаторов с яркостной отметкой. Контрастные методы могут применяться в условиях параметрического и непараметрического обнаружения (метод двустороннего контраста [54]) сигналов на фоне шумовых и импульсных помех с априори неизвестными характеристиками во временной или частотной областях.

1.4 Исследование особенностей миниатюризации СВЧ-узлов приемных устройств

Развитие направления миниатюризации устройств СВЧ является одним перспективных и в наибольшей степени отвечающих требованиям, предъявляемым к современной электронике. Разработка высокочастотной радиоаппаратуры в миниатюрном исполнении была и остается одной из важнейших задач в современной радиоэлектронике [58].

Одним из важных моментов, возникающих при разработке радиоприемных устройств радиотехнических систем различного назначения, является вопрос совершенствования элементной базы, в том числе СВЧ-компонентов.

Развитие современной элементной базы для разработки СВЧ-узлов радиотехнических систем, ведется, с одной стороны в направлении повышения тактико-технических параметров устройств, их помехоустойчивости, надежности функционирования, с другой стороны в направлении уменьшения массы и габаритов, разрабатываемых устройств, их стоимости, расширения возможности тиражирования.

Усовершенствование радиотехнических систем, напрямую зависит от совершенствования отдельных узлов, входящих в состав системы. Поэтому актуальной является задача повышения технических параметров узлов радиотехнических систем, таких как синтезаторы частоты, детекторы, делители частоты, генераторы и многие другие.

Применение высокочастотных и сверхвысокочастотных схем в интегральном исполнении является одним из способов снижения массы и габаритов, разрабатываемых радиотехнических устройств, расширения их функциональности, повышения надежности.

«Монолитно-интегральные приборы имеют преимущества перед другими технологиями изготовления аппаратуры СВЧ. Использование монолитных схем и соответствующих принципов проектирования: интеграция активных и пассивных компонент в составе одной микросхемы

СВЧ (субмодуля), миниатюризация приборов и их отдельных компонентов, широкое использование принципа «базового проектирования» - создание универсальных устройств в виде субблоков - требует перехода на новый уровень разработки и проектирования радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) СВЧ.

Одновременное изготовление пассивных компонентов и активных приборов в составе МИС СВЧ позволяет достичь максимально возможной плотности упаковки компонентов в составе модуля. При применении такой технологии производства возможно увеличение функциональных возможностей РЭА СВЧ, что является существенным для портативной и бортовой аппаратуры.

Уменьшение габаритных размеров и веса отдельных компонентов и узлов позволяет создавать функционально насыщенные изделия, что значительно упрощает общую структуру прибора, расширяет область его применений, облегчает эксплуатацию и улучшает технические характеристики» [72].

Использование современной элементной базы такой как: различные типы фильтров, умножители частоты, смесители, синтезаторы частоты, маломощные усилители, детекторы, частоты, защитные устройства, широкополосные детекторы и многое другое, является неотъемлемым элементом разработки техники СВЧ в современных условиях.

Одним из актуальных направлений, позволяющих достичь этих целей, является исследование современной элементной базы. В результате исследования можно не только получить навык использования определенного СВЧ устройства, но и изучить возможность работы устройств в различных режимах, в том числе не задекларированных производителем.

Это позволит улучшить технические характеристики приемных устройств СВЧ диапазона даст возможность снизить их массогабаритные параметры.

1.5 Предмет, цель и задачи диссертационного исследования

Предметом являются алгоритмы обнаружения и структура обнаружителей радиосигналов, алгоритмы оценки несущей частоты, способствующие повышению точности её измерения, структура измерителей несущей частоты, СВЧ узлы приемных устройств радиотехнических систем различного назначения.

Объектом исследований являются приемные устройства обнаружения радиоимпульсов и измерения несущей частоты.

Цель диссертационных исследований состоит в исследовании путей повышения помехоустойчивости радиоприёмных устройств обнаружения и извлечения информации о параметрах радиосигналов в условиях сложной помеховой обстановки, а также их миниатюризации за счет внедрения разработанных алгоритмов с учетом особенностей применения современной СВЧ элементной базы.

Достижение поставленной цели предусматривает решение ряда **частных задач:**

Разработка алгоритма обнаружения одиночных радиоимпульсов, позволяющего уменьшить объем шумовой выборки, относительно существующего аналога. предложение структуры рангового обнаружителя сигналов, реализующего данный алгоритм.

Разработка алгоритма обнаружения и структуры обнаружителя, в котором для формирования опорной выборки помехи используется как временное, так и частотное разделение процессов. Алгоритм должен быть устойчив к изменению мощности помехи, сохраняя требуемый уровень ложных срабатываний.

Разработка алгоритма оценки несущей частоты импульсных радиосигналов на основе многоканального частотного дискриминатора.

Разработка алгоритма работы и структуры цифрового измерителя несущей частоты.

Проведение экспериментальных исследований СВЧ узлов приемников обнаружения, выдача рекомендаций по использованию современной элементной базы для разработки радиоприемных устройств. Результаты исследований помогут обеспечить миниатюризацию приемных устройств обнаружения радиоимпульсов и при этом сохранить параметры, не уступающие существующим аналогам.

2 ИССЛЕДОВАНИЕ ОБНАРУЖИТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ С ПОСТОЯННОЙ ЧАСТОТОЙ ЛОЖНЫХ ТРЕВОГ

2.1 Постановка частной задачи исследования

При автоматическом обнаружении импульсных радиосигналов на фоне помех неизвестного и меняющегося уровня широко используются обнаружители со стабилизацией частоты ложных тревог. К ним относятся шумовая автоматическая регулировка усиления, регулировка порога квантования, обнаружители контраста, знаковые и ранговые обнаружители.

Как известно [54], для решения параметрических и непараметрических задач проверки гипотез можно использовать устойчивые методы, не зависящие от распределения параметров шума и гарантирующие вероятность ложных тревог не выше заданного уровня для широкого класса распределений.

Актуальной проблемой является исследование и разработка структуры обнаружителей сигналов и предложение алгоритмов обнаружения радиоимпульсов, обеспечивающих стабилизацию вероятности ложной тревоги. Данная глава посвящена

- разработке и исследованию рангового обнаружителя одиночных радиоимпульсов;
- разработке и исследованию обнаружителя контраста в частотно-временной области.

Представленные алгоритмы направлены на решение одной задачи, а именно на обнаружение одиночных радиоимпульсов с постоянной частотой ложных тревог. При этом ранговый алгоритм обнаружения более подходит для применения в одноканальных приемниках обнаружения, в условиях непараметрической априорной неопределенности воздействующих помех, в то время как алгоритм на основе контраста более подходит для применения в многоканальных приемниках обнаружения, в условиях параметрической априорной неопределенности. Рассмотрение предложенных алгоритмов

проводились исходя из следующих условий:

- исследования проводятся по критерию Неймана-Пирсона;
- на вход приемника обнаружения приходит радиоимпульс, который преобразовывается в видеоимпульс и дальнейшая работа ведется уже с видеоимпульсом.

В настоящее время в поисковых РТС используются специальные, универсальные или управляющие ЦВУ для вторичной обработки информации. Информация на ЦВУ поступает от обнаружителей и других датчиков. Так как каналы ЦВУ обладают конечной пропускной способностью (конечным быстродействием), то целесообразно ограничить частоту ложных тревог так, чтобы они незначительно снижали скорость обработки в ЦВУ полезных сигналов. Обнаружители без стабилизации ВЛТ не позволяют ограничить поток ложных тревог. Например, для обнаружителя типа полосовой усилитель - линейный детектор – видеофильтр - пороговый блок при распределении шума на входе порогового блока по закону Релея вероятность ложной тревоги F определяется по следующей формуле

$$F = \exp\left(-\frac{C^2}{2\sigma^2}\right),$$

где C - порог обнаружения;

σ^2 - дисперсия шума на входе детектора.

График зависимости ВЛТ от нормированного порога показан на рисунке 2.1. Из него видно, что при установке порога на $F=10^{-9}$ и увеличении мощности шума всего в два раза (на 3 дБ) ВЛТ возрастает более чем на 4 порядка, а увеличение мощности шума в 4 раза (на 6 дБ) приводит в росту ВЛТ почти на 7 порядков. При таком росте ВЛТ ЦВУ будет не только полностью загружено, но и перегружено ложными тревогами. В реальных поисковых РТС нестабильность уровня шума может достигать и более 6 дБ из-за перестройки по частоте, поэтому задача автоматизации обработки информации в поисковых РТС не может решаться без стабилизации ВЛТ.

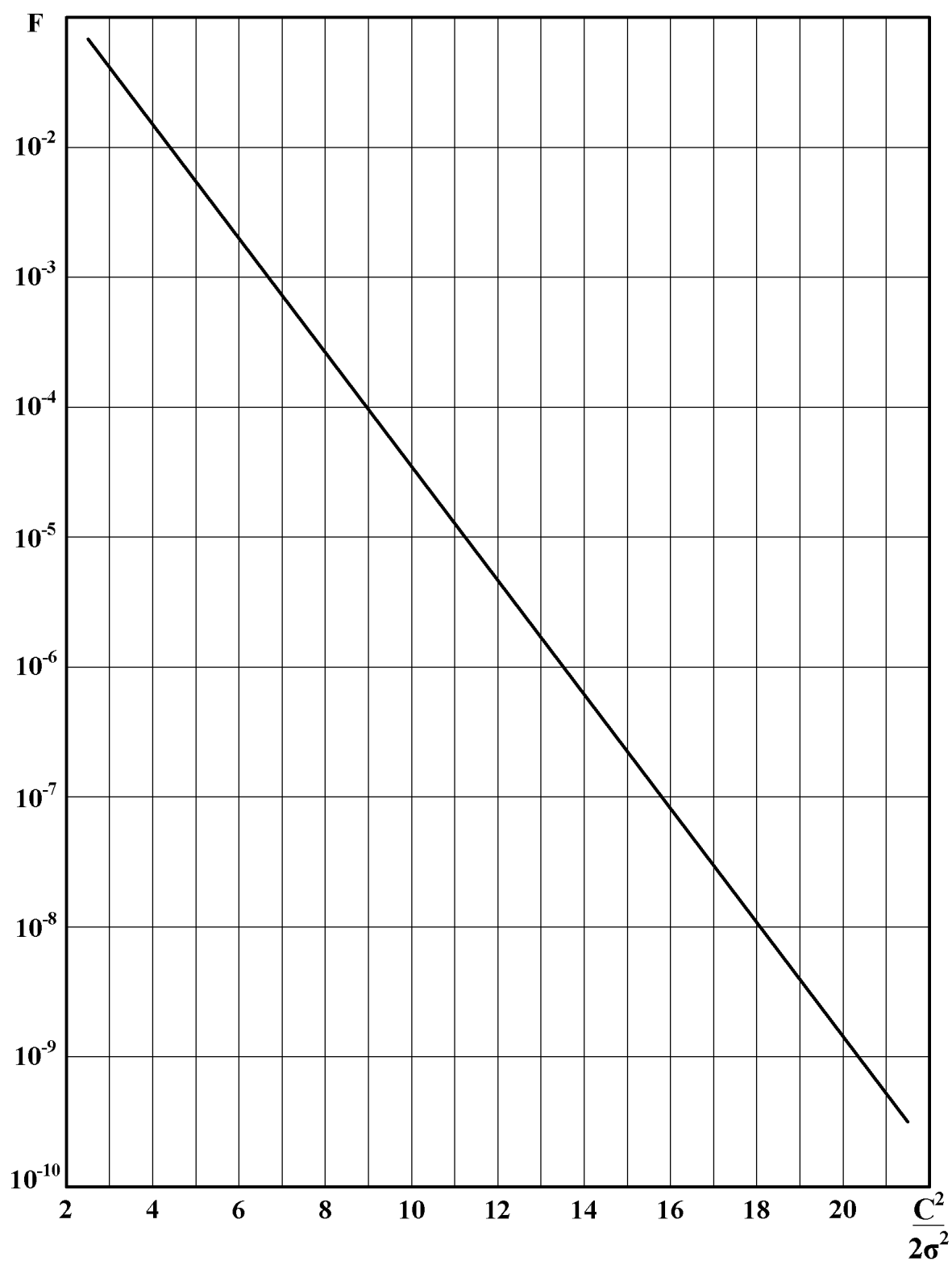


Рисунок 2.1 Зависимость вероятности ложной тревоги от относительного порога

Поскольку ниже обсуждаются последетекторные алгоритмы обработки сигналов, то в качестве исходных данных для анализа обнаружителей берем

распределение смеси сигнала и шума на выходе типового радиотракта полосовой фильтр – детектор – видеофильтр.

В зависимости от наличия или отсутствия сглаживания огибающей в видеофильтре рассматривается два типовых случая:

1. Сглаживание огибающей отсутствует,

$$f_0 \gg \Delta F \gg \Delta f,$$

где ΔF - полоса пропускания видеофильтра;

Δf - полоса пропускания полосового фильтра;

f_0 - несущая (или промежуточная) частота/

2. Имеется значительное сглаживание огибающей

$$f_0 \gg \Delta f \gg \Delta F.$$

В первом случае на выходе видеофильтра (при линейном детекторе) распределение смеси сигнала и шума подчиняется распределению Рэлея-Райса.

Во втором случае имеет место эффект нормализации случайного процесса видеофильтре.

2.2 Исследование рангового обнаружителя одиночных радиоимпульсов [92]

В ходе исследований предложен новый ранговый тест, основанный на сумме рангов и рассмотрена возможность его использования в качестве алгоритма обнаружения одиночных радиоимпульсов.

В литературе по теории обнаружения [54] описаны методы проверки гипотез, не зависящих от распределения шума. Однако лишь немногие из них получили практическую реализацию. Наибольшую известность получили знаковый алгоритм и ранговый алгоритм Манна-Уитни [54].

Большой вклад в развитие ранговых обнаружителей внесли отечественные ученые Б.Р. Левин и его ученики, П.С. Акимов, А.М. Бриккер, В.А. Корадо, М.Н. Бирюков [54,75-83]. Огромный интерес вызвали публикации переводов статей Хансена с Ользеном, Дилларда с Энтоньяком, Финна с Джонсоном, Хаббарда [84-87].

В [21,85] описан ранговый радиолокационный обнаружитель пачки

импульсов на основе перемешанного теста Манна-Уитни. Ошибочно считать, что решение задачи рангового обнаружения пачки импульсов, может быть автоматически использовано и для задач рангового обнаружения одиночных импульсов.

Для обнаружения радиоимпульсов практически всегда применяется согласованная или близкая к ней фильтрация. После согласованной фильтрации на интервале, равном длительности импульса, можно взять только один независимый отсчёт шума. Это приводит к тому, что в анализируемой выборке имеется только один элемент, и вероятность ложной тревоги (ВЛТ) при обнаружении одного импульса равна $F = 1/(M+1)$, где M – объём шумовой выборки. Так как объём M не может быть чрезвычайно большим, то и ВЛТ получается слишком большой и может не достигать требуемых величин $10^{-3} - 10^{-9}$. Это приводит к тому, что ложные тревоги появляются чаще, чем обнаруженные сигналы.

С целью уменьшения ВЛТ предлагается иное построение рангового обнаружителя одиночных импульсов.

Исследование проводится исходя из следующих условий:

- распределение шума подчиняется закону Рэлея с плотностью

$$W_0(x) = dF_0(x)/dx = x \exp(-x^2/2), x \geq 0; \quad (2.1)$$

- распределение смеси сигнала с шумом подчиняется обобщенному закону Рэлея (Рэлея-Райса) с плотностью

$$W_1 = \frac{dF_1(x)}{dx} = x \exp\left(-\frac{x^2 + 2a}{2}\right) I_0(\sqrt{2a}, x), x \geq 0. \quad (2.2)$$

В этих выражениях a – отношение сигнал-шум по напряжению на входе детектора; $I_0()$ – модифицированная функция Бесселя.

При обнаружении сигналов с неточно известной несущей частотой может использоваться неоптимальное приемное устройство, представляющее последовательное соединение полосового фильтра, детектора и видеофильтра. В этой конфигурации полоса пропускания полосового фильтра Δf (2.3) и полоса пропускания видеофильтра ΔF в N раз шире

спектра сигнала Δf_c , т.к. на длительности импульса необходимо взять несколько некоррелированных отсчетов.

$$\Delta f \gg \Delta F \geq N \cdot \Delta f_c. \quad (2.3)$$

Условие (2.3) позволяет сделать ряд одинаково распределенных независимых наблюдений (отсчетов) на выходе видеофильтра на интервале наблюдения, равном длительности импульса τ_u .

Структура рангового обнаружителя одиночных радиоимпульсов

Предлагается новый ранговый алгоритм, удобный для использования в обнаружителях одиночных импульсов

$$W = \sum_{i=1}^N \sum_{j=\lambda(i-1)+1}^{M+\lambda(i-1)} U(x_i - y_j) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} C, \quad (2.4)$$

где x_i – элементы анализируемой выборки;

y_i – элементы опорной выборки шума;

N – число элементов в анализируемой выборке;

M – число элементов в опорной выборке шума при

формировании одного ранга;

$U(x_i - y_j)$ – ступенчатая функция;

$$U = \begin{cases} 1 & \text{при } x_i > y_j \\ 0 & \text{при } x_i < y_j \end{cases},$$

H_1 и H_0 – гипотезы о наличии и отсутствии сигнала соответственно;

C – порог обнаружения.

Следует заметить, что тестовая статистика W обобщает как классический тест Манна – Уитни, так и перемешанный тест Манна – Уитни. Например, при $\lambda=0$ получаем классический тест Манна - Уитни

$$W_{\lambda=0} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M U(x_i - y_j) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} C. \quad (2.5)$$

При $\lambda = M$ из (2.4) имеем перемешанный тест Манна – Уитни

$$W_{\lambda=M} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=M(i-1)+1}^{M \cdot i} U(x_i - y_j) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} C, \quad (2.6)$$

При $0 < \lambda < M$ из (2.4) получаются алгоритмы с меньшим объемом шумовой выборки, чем перемешанный алгоритм Манна-Уитни, и с большим объемом, чем классический тест Манна-Уитни.

Наиболее "экономным" является алгоритм при $\lambda = 1$. Он позволяет формировать ранги последовательно, а не параллельно, как в классическом алгоритме Манна-Уитни. В то же время объем шумовой выборки для него в $M \cdot N / (M + N - 1)$ раз меньше, чем объем шумовой выборки для перемешанного алгоритма Манна-Уитни

$$W_{\lambda=1} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=i}^{M+i-1} U(x_i - y_j) \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} C. \quad (2.7)$$

Функциональная схема обнаружителя на основе W_1 статистики приведена на рисунке 2.2. Здесь приняты следующие обозначения:

τ_u – длительность импульса;

τ_k – интервал корреляции шума.

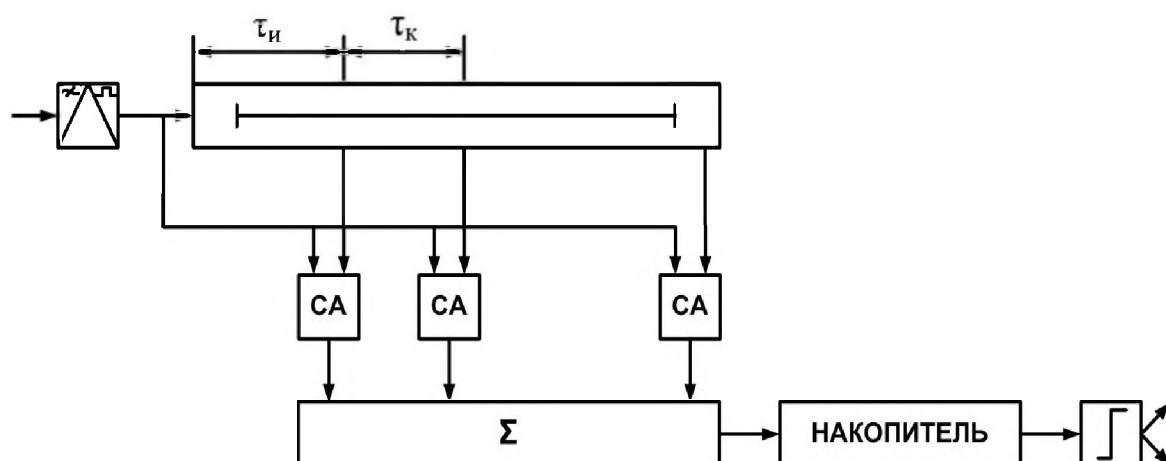


Рисунок 2.2. Ранговый обнаружитель одиночных радиоимпульсов на основе W_1 статистики

Обнаружитель состоит из амплитудного детектора, многоотводной

линии задержки, ряда компараторов, сумматора, накопителя и порогового устройства.

Проведем анализ этого обнаружителя в гауссовом приближении. Математическое ожидание W_1 статистики равно (по аналогии с [87])

$$M_1(W_1) = M_1\left(\sum_{i=1}^N \sum_{j=i}^{M+i-1} U(x_i - y_j)\right) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=i}^{M+i-1} p(x_i > y_j) = M * N * a, \quad (2.8)$$

где a - определяется формулой

$$a = p(x_i > y_j) = \int_{-\infty}^{\infty} G(x) dF(x);$$

$G(x)$ – функция распределения смеси сигнала и шума на выходе видеофильтра;

$F(x)$ – функция распределения шума на выходе видеофильтра;

Дисперсия статистики (2.7) рассчитывается по той же методике, что и дисперсия статистики (2.5) в [87] для случая $M \geq N$:

$$\begin{aligned} \sigma^2(W_1 / H_1) &= M\left(\sum_{i=1}^N \sum_{j=i}^{M+i-1} U(x_i - y_j)\right)^2 - \left[M_1\left(\sum_{i=1}^N \sum_{j=i}^{M+i-1} U(x_i - y_j)\right)\right]^2 = \\ &= \sum_{i=1, i \neq k}^N \sum_{j=i, j \neq l}^{M+i-1} p(x_i > y_j) + \\ &+ \sum_{i=1, i \neq k}^N \sum_{j=i, j \neq k}^{M+i-1} \sum_{l=i}^{M+i-1} p(x_i > y_j; x_k > y_l) + \\ &+ \sum_{i=1, j=l}^N \sum_{j=i, i \neq k}^{M+i-1} \sum_{k=1}^N p(x_i > y_j; x_k > y_j) + \\ &+ \sum_{i=1, i \neq k}^N \sum_{j=i, j \neq l}^{M+i-1} \sum_{k=1}^N \sum_{l=k}^{M+k-1} p(x_i > y_j) p(x_k > y_l) - \\ &- \left[\sum_{i=1}^N \sum_{j=i}^{M+i-1} p(x_i > y_j)\right]^2 = M * N * a + M * N * (M-1)b + \\ &+ N(N-1)(M+1-N)c_1 a_2 + 2c_1 \sum_{i=1}^{N-2} (N-i)(N-1-i) + \\ &MN(M-1)(N-1)a^2 - M^2 * N^2 * a^2, \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$a_2 = \begin{cases} 1, & \text{если } M + 1 - N \geq 0 \\ 0, & \text{если } M + 1 - N < 0 \end{cases},$$

где величины b и c_1 определяются формулами

$$b = \int_{-\infty}^{\infty} G^2(x) dF(x),$$

$$c_1 = \int_{-\infty}^{\infty} [1 - F(x)]^2 dG(x).$$

В этом случае вероятность правильного обнаружения в гауссовом приближении определяется формулой

$$D = 1 - \Phi\left(\frac{C - M_1(W_1)}{\sigma(W_1)}\right). \quad (2.10)$$

Проведенный выше анализ обнаружителя на основе W_I – статистики не накладывает ограничений на тип распределения смеси сигнала и шума на входе обнаружения (кроме непрерывности). Предположим, что выполняется дополнительное условие нормализации процесса в видеофильтре [54]

$$\Delta f \gg \Delta F.$$

Пусть шум на выходе видеофильтра предполагается центрированным. Тогда плотность распределения вероятностей смеси сигнала и шума на выходе видеофильтра можно представить функцией:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(x - A)^2}{2\pi\sigma^2}\right],$$

где x – отсчет процесса на выходе видеофильтра;

σ^2 – дисперсия случайной величины x ;

A – амплитуда сигнала на выходе видеофильтра.

При записи плотности $f(x)$ предполагалось, что пороговый сигнал, определенный на входе детектора, будет значительно меньше единицы и увеличением дисперсии на выходе детектора при наличии сигнала можно пренебречь.

Зависимость вероятности обнаружения D от ОСШ, рассчитанная по этим формулам, изображены на рисунке 2.3 (штриховые линии). Для

сравнения на этом же рисунке приведена характеристика обнаружения обнаружителя, основанного на тесте Стюдента, для случая $m=16$, $F=8 \cdot 10^{-3}$. Видеофильтр обнаружителя Стюдента согласован с длительностью импульса, а видеофильтр рангового обнаружителя в N раз широкополоснее (N – объем анализируемой выборки). Поэтому отношение сигнал-шум (по мощности) на видеовходе обнаружителя Стюдента в N раз больше, чем у рангового.

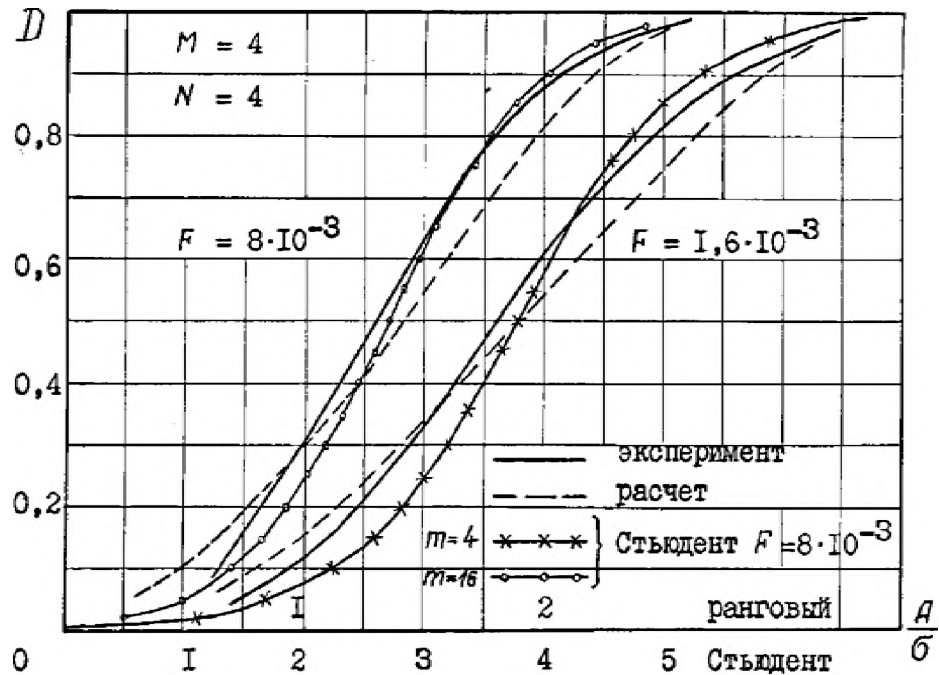


Рисунок 2.3 Характеристики обнаружения рангового обнаружителя одиночных импульсов на основе W_1 – статистики.

Для проверки эффективности работы алгоритма в реальных условиях был изготовлен макет, реализующий ранговый алгоритм (2.7) для $\lambda=1$, $M=4$, $N=4$.

В макете рангового обнаружителя использованы следующая элементная база: в формирователе рангов линия задержки ММЛЗ – 1,0 – 600, в накопителе использованы линия задержки типа МЛЗ – 1,0 – 1200. Параметры и характеристики этих линий задержки приведены в книге [88]. В качестве компараторов и порогового устройства использованы операционные

усилители типа 140УД1Б [89]. Сумматоры в формирователе рангов и в накопителе построены на резисторах.

Эксперимент проводился на установке, содержащей генератор импульсов Г5-56, генератор шума Г2-37, сумматор для получения смеси сигнала и шума на операционном усилителе, стробирующий каскад для фиксации числа опытов, частотомер электронно-счетный типа ЧЗ-63 для подсчета числа ложных тревог и правильных обнаружений, источник питания +12 В и минус 12 В, осциллограф С1-114/1 для наблюдения процессов в различных точках обнаружителя. Особенно важно с помощью осциллографа добиться совмещения максимума суммы рангов и центра стробирующего импульса. В первом и втором экспериментах снимались характеристики обнаружения. Длительность импульса 7 мкс. Ширина спектра шума 600 кГц. Отводы линии задержки использовались через 2 мкс.

Две экспериментальные характеристики обнаружения представлены на рисунке 2.3 сплошными линиями для двух значений вероятности ложной тревоги: $F=8 \cdot 10^{-3}$ и $F=1,6 \cdot 10^{-3}$. Сравнение расчетных и экспериментальных характеристик по пороговому сигналу при $D=0,9$ дает максимальное расхождение не более 0,33 дБ, что вполне удовлетворительно для практики.

В третьем эксперименте снималась зависимость вероятности ложной тревоги от уровня шума. Амплитуда сигнала при этом была нулевой. Среднеквадратическое отклонение значения шума менялось от 30 до 1000 мВ. Результаты третьего эксперимента приведены в таблице 2.1, откуда видно, что вероятность ложной тревоги выросла в 10,8 раза.

Таблица 2.1. Зависимость ВЛТ (F) от СКО (σ) шума

σ [мВ]	30	100	300	1000	
F	$1.2 \cdot 10^{-4}$	$12 \cdot 10^{-4}$	$13 \cdot 10^{-4}$	$4.5 \cdot 10^{-4}$	

Ранговый обнаружитель, реализованный из идеальных элементов, обеспечивает постоянство вероятности ложных тревог в случае выполнения наложенных ранее ограничений: постоянство уровня шума (стационарность).

Реальный ранговый обнаружитель содержит компараторы, в которых имеется зона неопределенности в характеристике преобразования, а также дрейф нуля. Эта неидеальность компараторов приводит к зависимости ВЛТ от уровня шума (таблица 2.1). На рисунке 2.4 показаны идеальная и реальная характеристики преобразования компаратора

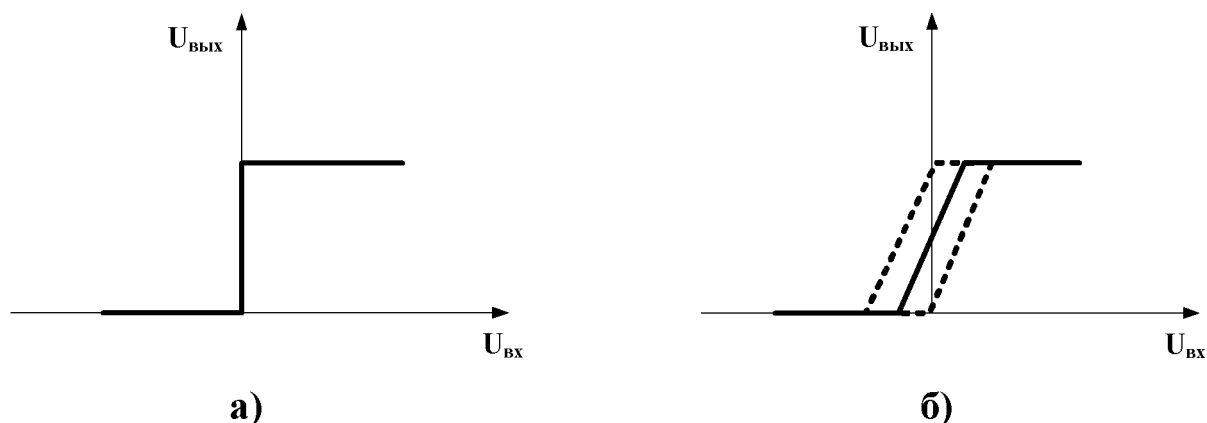


Рисунок 2.4 Характеристики преобразования компаратора а) идеальная и б) реальная

Особенно сильно меняется ВЛТ, когда уровень шума сопоставим с размерами зоны неопределенности компаратора. В таблице 1 это $\sigma=30$ мВ.

2.3 Экспериментальное исследование разрешающей способности рангового обнаружителя одиночных радиоимпульсов [91]

Ранговый обнаружитель в своем составе содержит линии задержки, это может сказаться отрицательным образом на быстродействии и разрешающей способности. Целью настоящего исследования является изучение разрешающей способности рангового обнаружителя по временному положению.

Функциональная схема обнаружителя изображена на рисунке 2.5. На ней буквами КТ обозначены контрольные точки, в которых снимались осциллограммы. Эксперименты проводились на установке, структурная схема которой приведена на рисунке 2.6. Источником парных импульсов является генератор Г5-56. Источником шума является генератор шума Г2-37.

Для регистрации сигналов в контрольных точках и на выходе использовался запоминающий осциллограф С8-12.

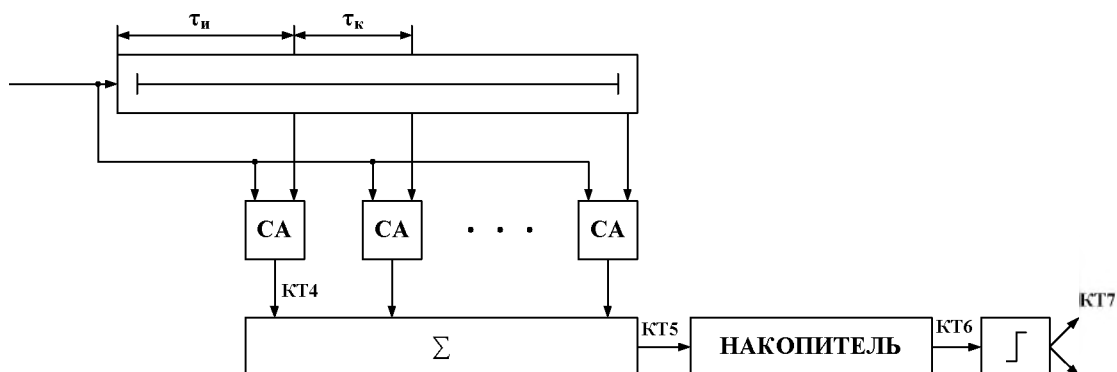


Рисунок 2.5 – Ранговый обнаружитель радиоимпульсов на основе W_I статистики



Рисунок 2.6 – Структурная схема измерительной установки

Перед проведением многократных измерений проводилось тестирование рангового обнаружителя. Для этого были сняты осциллограммы в контрольных точках обнаружителя. На рисунке 2.7 показана пара импульсов на входе сумматора. Развертка по оси x 10 мкс/дел. Длительность импульсов 7 мкс.

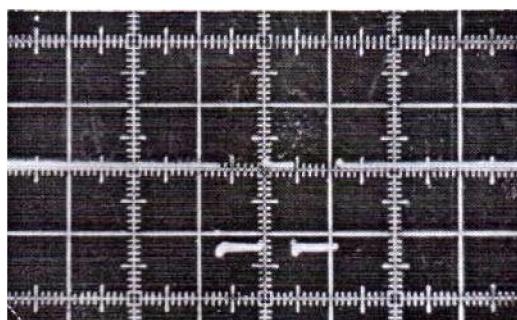


Рисунок 2.7 – Сигнал на входе сумматора, КТ1

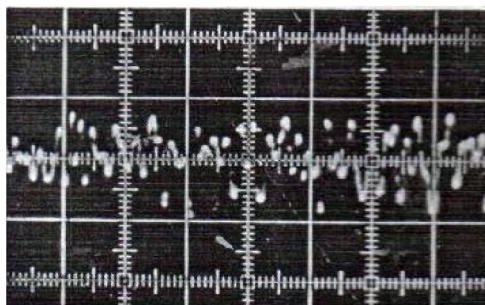


Рисунок 2.8 Шум на входе сумматора (одна реализация), КТ2

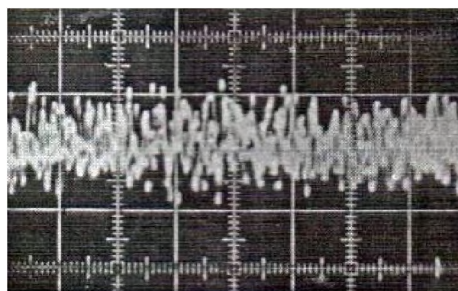


Рисунок 2.9 Шум на входе сумматора (несколько реализаций), КТ2

На рисунке 2.8 показана одна реализация шума на входе сумматора. Шум с полосой 600 кГц. На рисунке 2.9 можно видеть тот же шум с наложением нескольких реализаций.

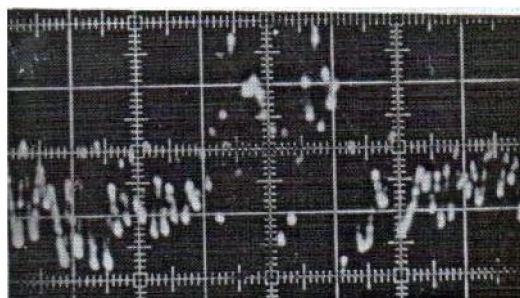


Рисунок 2.10 Смесь сигнала и шума на выходе сумматора (одна реализация), КТ3

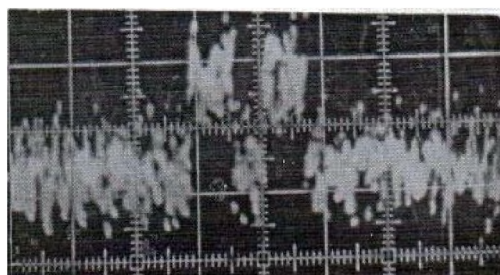


Рисунок 2.11 Смесь сигнала и шума на выходе сумматора (наложение нескольких реализаций), КТ3

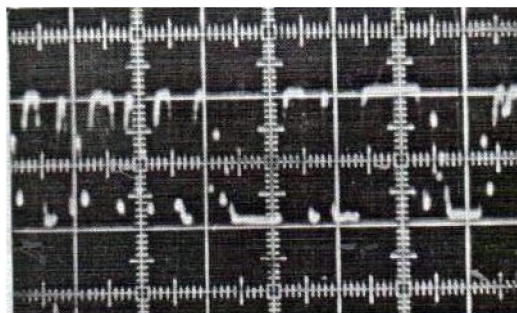


Рисунок 2.12 Инверсии на выходе компаратора (одна реализация), КТ4

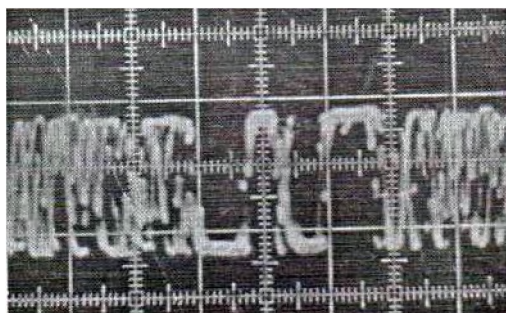


Рисунок 2.13 Инверсии на выходе компаратора (наложение нескольких реализаций), КТ4

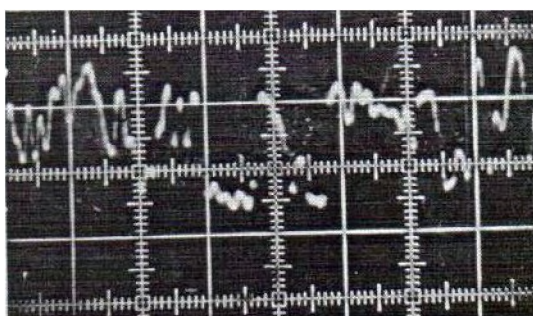


Рисунок 2.14 Ранги на выходе сумматора инверсий (одна реализация), КТ5

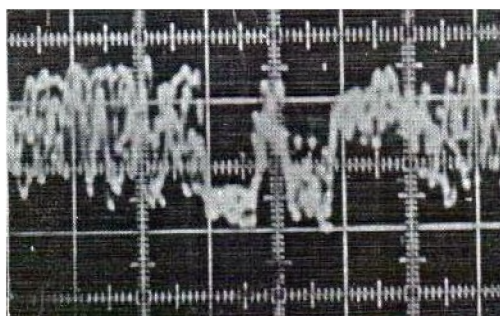


Рисунок 2.15 Ранги на выходе сумматора инверсий (наложение нескольких реализаций), КТ5

Рисунок 2.10 демонстрирует одну реализацию смеси сигнала и шума на выходе сумматора, а рисунок 2.11 – наложение нескольких реализаций.

Рисунок 2.12 иллюстрирует инверсии на выходе компаратора, одну реализацию, а на рисунке 2.13 – наложение нескольких реализаций инверсий.

На рисунке 2.14 видны ранги на выходе сумматора инверсий, одна реализация, а на рисунке 2.15 – наложение нескольких реализаций.

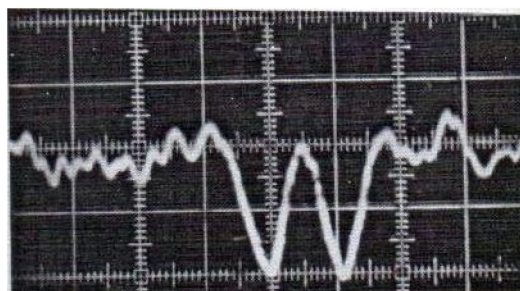


Рисунок 2.16 Сумма рангов на выходе накопителя (одна реализация),
КТ6

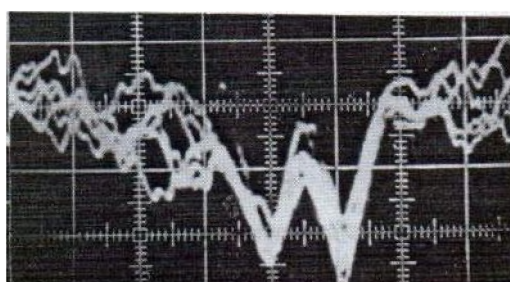


Рисунок 2.17 Сумма рангов на выходе накопителя(наложение
нескольких реализаций), КТ6

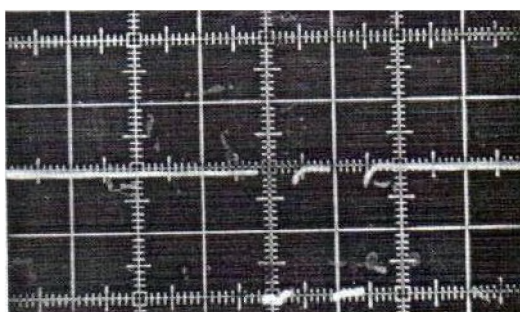


Рисунок 2.18 Сигнал на выходе порогового блока (одна реализация),
КТ7

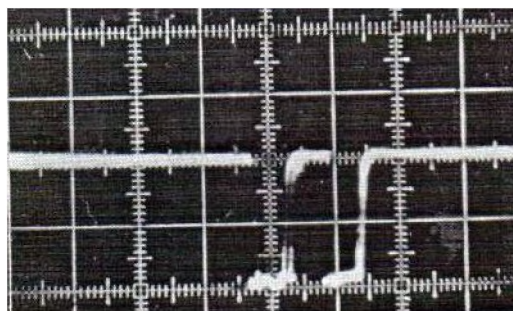


Рисунок 2.19 Сигнал на выходе порогового блока(наложение нескольких реализаций), КТ7

Рисунок 2.16 дает представление о сумме рангов на выходе накопителя, одна реализация, а на рисунке 2.17 – наложение нескольких реализаций.

На рисунке 2.18 представлен сигнал на выходе порогового блока, одна реализация, а на рисунке 2.19 – наложение нескольких реализаций.

В одном опыте на выходе обнаружителя может наблюдаться одно из пяти несовместимых событий:

- пропуск обоих сигналов;
- правильное обнаружение двух импульсов, разделенных паузой;
- обнаружение двух импульсов как одного (не разделенных паузой);
- правильное обнаружение первого импульса и пропуск второго импульса;
- правильное обнаружение второго импульса и пропуск первого импульса.

Поскольку эта группа событий является полной, то сумма вероятностей данных событий равна единице.

Оценка вероятности проводилась через частоту событий, а именно:

$$p = \frac{N_+}{N_\Sigma}$$

где - N_+ число опытов с положительным результатом;

- N_Σ общее число опытов.

Для оценки этих вероятностей проводились две группы экспериментов. В первой группе экспериментов устанавливалось отношение сигнал-шум на

входе обнаружителя равное 2. Число опытов 100. Во второй группе экспериментов устанавливалось отношение сигнал-шум равное 4. Число опытов 100. Длительность импульсов во всех опытах была 7 мкс. Задержка между фронтами импульсов менялась от 11 мкс до 8 мкс с шагом 1 мкс. Результаты первой группы экспериментов помещены в таблицу 2.2, а второй группы в таблицу 2.3.

Таблица 2.2. Вероятности случайных событий при отношении сигнал-шум =2

Задержка между фронтами, мкс	Вероятность пропуска сигналов	Вероятность правильного обнаружения-разрешения	Вероятность слитного обнаружения	Вероятность обнаружения первого и пропуска второго импульса	Вероятность обнаружения второго и пропуска первого импульса	Суммарная вероятность группы событий
Δt	P_{000}	P_{101}	P_{111}	P_{100}	P_{001}	P
11	0,01	0,68	0,02	0,22	0,07	1
10	0,02	0,54	0,04	0,26	0,14	1
9	0,03	0,40	0,3	0,22	0,05	1
8	0,02	0,25	0,55	0,16	0,05	1

Таблица 2.3. Вероятности случайных событий при отношении сигнал-шум =4

Задержка между фронтами, мкс	Вероятность пропуска сигналов	Вероятность правильного обнаружения-разрешения	Вероятность слитного обнаружения	Вероятность обнаружения первого и пропуска второго импульса	Вероятность обнаружения второго и пропуска первого импульса	Суммарная вероятность группы событий
Δt	P_{000}	P_{101}	P_{111}	P_{100}	P_{001}	P
11	0	0,93	0,02	0,04	0,01	1
10	0	0,8	0,15	0,04	0,01	1
9	0	0,44	0,51	0,05	0	1
8	0	0,04	0,93	0,03	0	1

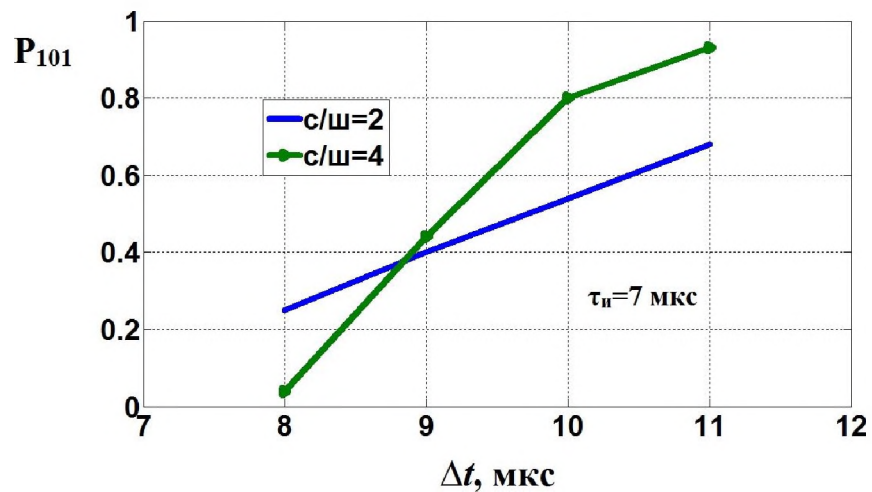


Рисунок 2.20 – Вероятность обнаружения-разрешения по временному положению

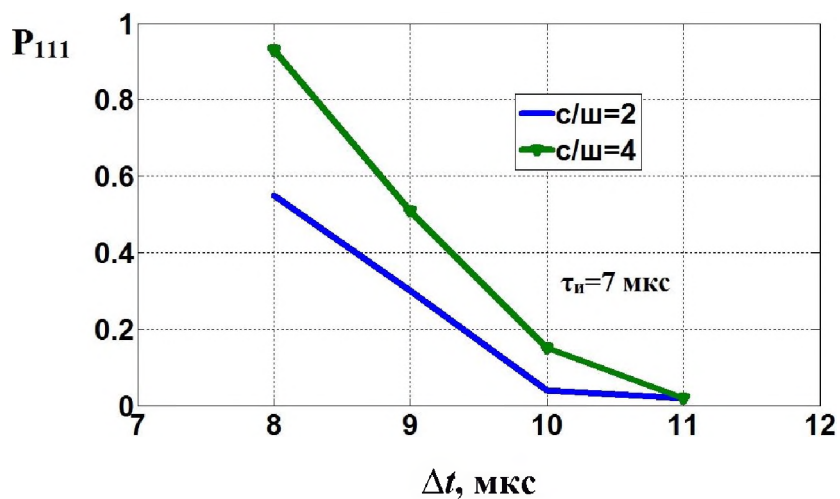


Рисунок 2.21 – Вероятность слитного обнаружения двух импульсов

По данным таблиц 2.2 и 2.3 построены графики на рисунках 2.20 и 2.21. Наиболее информативными являются графики на рисунке 2.20: на нем показана зависимость вероятности правильно обнаружения-разрешения от задержки между фронтами импульсов. Эти графики позволяют сформулировать количественные выводы относительно разрешающей способности рангового обнаружителя по временному положению.

Полученные результаты могут найти применение в приемниках обнаружения импульсных сигналов [12,103,104].

2.4 Исследование обнаружителя контраста в частотно-временной области [99]

При построении оптимальных обнаружителей необходимо знать статистические характеристики сигналов и помех. На практике эти характеристики бывают известны лишь частично. В этом случае нередко используют неоптимальные обнаружители, инвариантные к неизвестным характеристикам помехи. Часто полагается, что закон распределения помехи известен с точностью до одного или нескольких параметров. Если неизвестным параметром является дисперсия помехи, то широкое применение нашли обнаружители, построенные по методу контраста.

Произведем исследование обнаружителя контраста исходя из условий параметрической априорной неопределенности относительно обнаруживаемого сигнала: при $t \in [0; T]$

$$x(t) = \begin{cases} n(t); \\ s(t, \vartheta_0) + n(t), \end{cases} \quad (2.11)$$

где $n(t)$ – реализация гауссовского шума, полезный сигнал $s(t, \vartheta_0)$ предполагается известной функцией времени t и неизвестных параметров $\vartheta \in \Theta$.

Наиболее часто анализируются обнаружители, использующие метод временного [105] или частотного [19] контраста. Причём обнаружители имеют лучшие характеристики обнаружения при увеличении объёма опорной выборки помехи. Поэтому представляется целесообразным провести анализ обнаружителя контраста, в котором одновременно для формирования опорной помеховой выборки используется как временное, так и частотное разделение процессов.

Алгоритм обнаружения методом контраста был предложен впервые в работе [105] в 1965 году. Методу контраста также посвящен ряд других работ [53, 57, 75, 79, 110, 111] и др. Этот метод можно отнести к классу инвариантных относительно неизвестной дисперсии помехи. В настоящее время известны

работы, посвященные пространственному контрасту [53,112], частотному контрасту [19], временному контрасту [105]. Обнаружитель, основанный на методе контраста, поддерживает постоянную вероятность ложной тревоги при изменении дисперсии помехи и неизменном распределении помехи.

Алгоритм работы обнаружителя контраста во временной области имеет вид :

$$\left\{ \begin{array}{l} \prod_{i=1}^N U[x_0 - Lx_i] = 1 \text{ при гипотезе } H_1 \\ \prod_{i=1}^N U[x_0 - Lx_i] = 0 \text{ при гипотезе } H_0 \end{array} \right\} \quad (2.12)$$

где N – объем помеховой выборки;

x_i – независимо одинаково распределенные элементы помеховой выборки;

U – ступенчатая функция;

L – отношение коэффициента усиления опорного канала к коэффициенту усиления сигнального канала;

x_0 – элемент сигнальной выборки;

i – номер элемента помеховой выборки.

В (5) функция $U(x)$ представляет ступенчатую (асимметричную единичную) функцию

$$U(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0; \\ 0, & x < 0. \end{cases}$$

Функциональная схема обнаружителя, реализующего алгоритм (2.12), приведена на рисунке 2.21.

Анализ алгоритма (2.12) проведен в многочисленных работах, например, в [53][111].

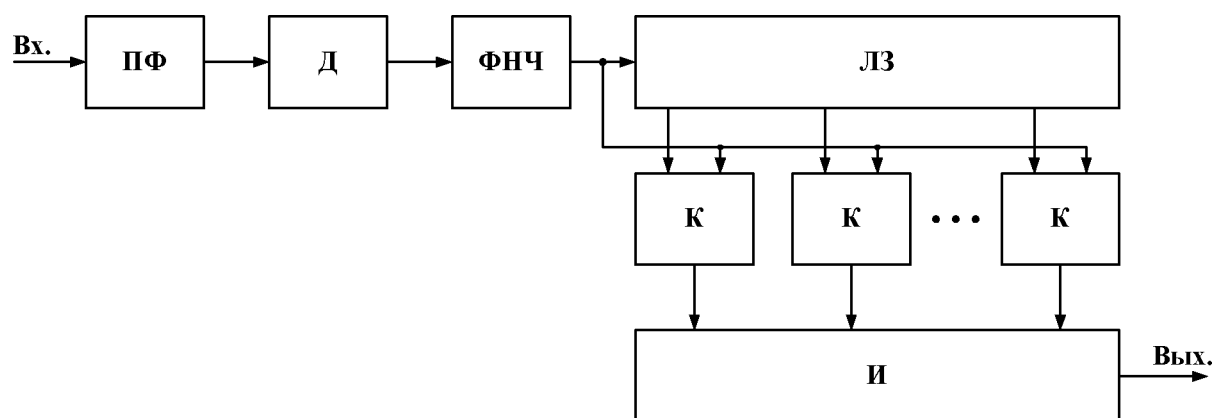


Рисунок 2.21 – Функциональная схема обнаружителя контраста во временной области

На рисунках 2.21, 2.22, 2.23:

ПФ – полосовой фильтр;

Д – детектор;

ФНЧ – фильтр нижних частот;

ЛЗ – линия задержки;

К – компаратор;

И – схема совпадений.

Метод контраста в частотной области предполагает одновременное получение трех статистически независимых значений огибающих исследуемого процесса на выходе трех смежных по частоте каналов ξ_1 , ξ_2 , ξ_3 . Решающее правило проверки статистических гипотез об отсутствии или наличии сигнала в центральном фильтре обнаружителя имеет вид [19]

$$H_0: \left\{ \begin{aligned} &(\xi_2 \geq L\xi_1) \wedge (\xi_2 < L\xi_3) \\ &(\xi_2 < L\xi_1) \wedge (\xi_2 > L\xi_3) \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

$$H_1: \{(\xi_2 \geq L\xi_1) \wedge (\xi_2 \geq L\xi_3)\}.$$

где $\wedge$ - знак логического умножения;

L - отношение коэффициента усиления бокового канала к коэффициенту усиления центрального канала по напряжению.

Функциональная схема обнаружителя, реализующего алгоритм (2.13), показана на рисунке 2.22. Разнос центральных частот полосовых фильтров должен обеспечивать независимость значений огибающей на их выходах. Полосы пропускания полосовых фильтров одинаковы между собой. Полосы пропускания видеофильтров также равны.

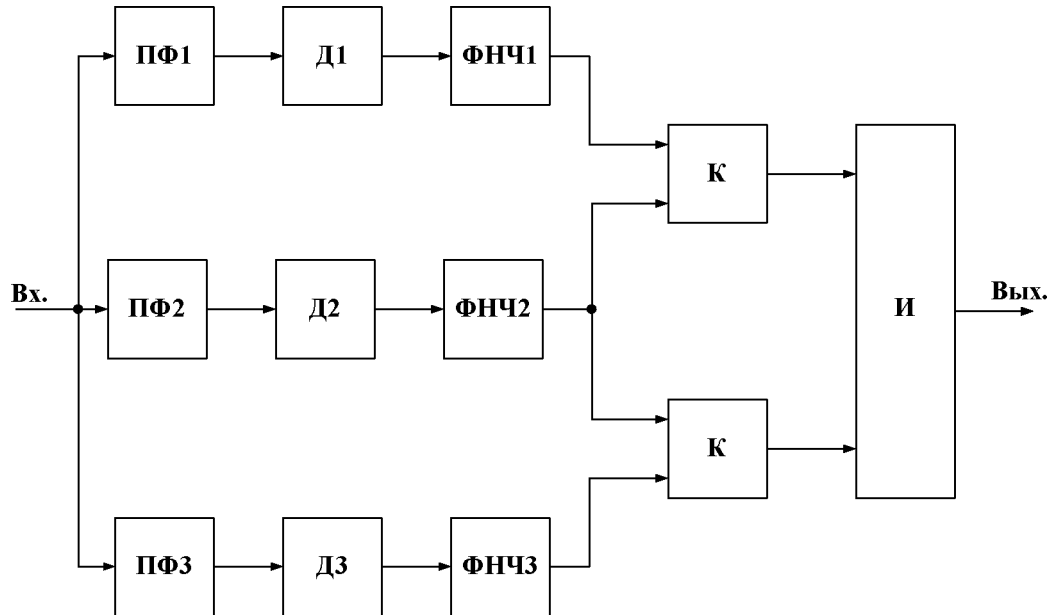


Рисунок 2.22 – Функциональная схема обнаружителя в частотной области

Приведем результаты исследования предлагаемого алгоритма обнаружения импульсных радиосигналов с известной минимальной длительностью и неизвестным периодом повторения. Для формирования опорной выборки помехи используются отсчёты в разные временные моменты в трёх каналах, отличающихся настройкой по частоте.

В предлагаемом алгоритме обнаружения решение о приёме импульсного радиосигнала принимается при выполнении условия

$$\prod_{i=1}^N U(x_s - L_{n1}x_{n1i}) \cdot U(x_s - L_{n2}x_{n2i}) = 1. \quad (2.14)$$

где x_{n1i} , $i = 1, N$ – отсчёт выходного напряжения в i -й момент времени в 1-м опорном помеховом канале с полосовым фильтром (ПФ1);

x_s – отсчёт выходного напряжения в сигнальном канале с полосовым фильтром (ПФ2), настроенном на частоту сигнала f_s ;

x_{n2i} , $i = \overline{1, N}$ – отсчёт выходного напряжения в i -й момент времени во 2-м опорном помеховом канале с полосовым фильтром (ПФ3);

L_{n1}, L_{n2} – отношения коэффициентов передачи по напряжению опорных каналов помехи к коэффициенту передачи сигнального канала.

Отметим, что при выполнении условия

$$\prod_{i=1}^N U(x_s - L_{n1}x_{n1i}) \cdot U(x_s - L_{n2}x_{n2i}) = 0.$$

принимается решение об отсутствии импульсного сигнала.

Использование алгоритма (2.14) целесообразно в многоканальных по частоте системах.

Структурная схема обнаружителя, реализующего алгоритм (2.14), показана на рисунке 2.23.

Первые полосовой фильтр ПФ1, линейный детектор Д1 и фильтр нижних частот ФНЧ1 образуют первый канал формирования опорной помеховой выборки в i -е моменты времени.

Вторые полосовой фильтр ПФ2, настроенный на несущую частоту сигнала f_s , линейный детектор Д2 и фильтр нижних частот ФНЧ2 образуют канал формирования анализируемой выборки.

Наконец, третий полосовой фильтр ПФ3, линейный детектор Д3 и фильтр нижних частот ФНЧ3 образуют второй канал формирования опорной выборки помехи в i -е моменты времени.

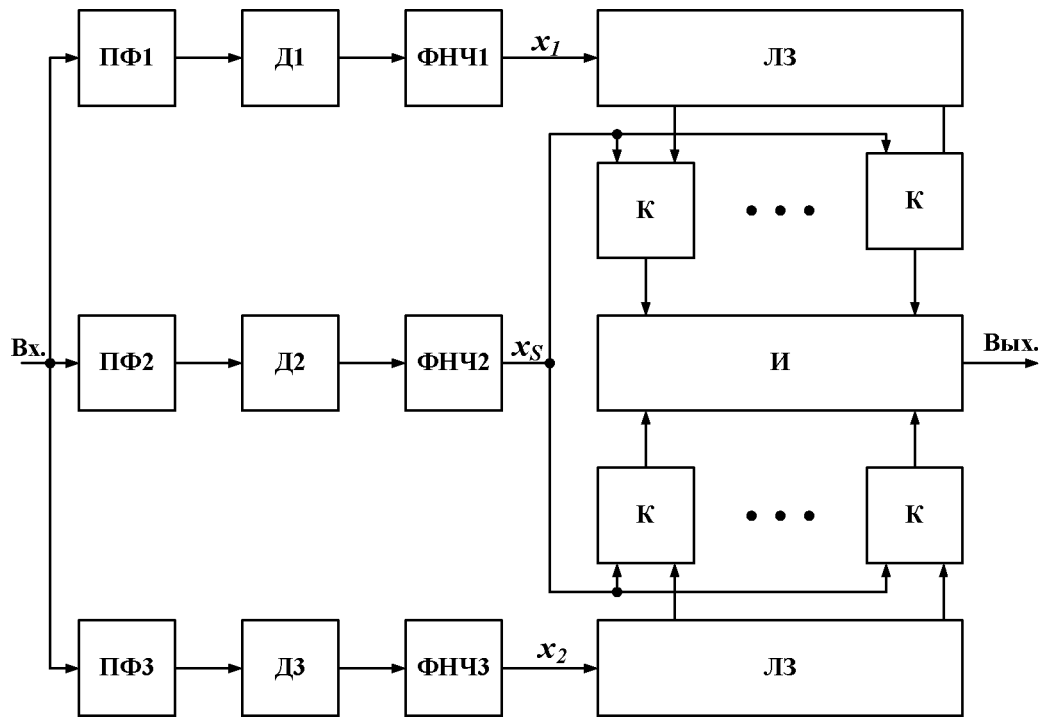


Рисунок 2.23 – Структурная схема обнаружителя, реализующего алгоритм (2.14)

В схеме на рисунке 2.21 показаны линии задержки на N выходов ЛЗ1 и ЛЗ2, $2N$ компараторов и элемент И с $2N$ входами.

Разнос центральных частот полосовых фильтров ПФ1-ПФ3 обеспечивает независимость процессов на их выходах. Полагается, что полосы пропускания фильтров ПФ1-ПФ3 во всех каналах равны между собой. Аналогичное условие накладывается и на полосы пропускания фильтров нижних частот. Интервал задержки между отводами ЛЗ выбирается больше интервала корреляции помехи для получения независимых отсчетов напряжений x_s и $x_{n1i}, x_{n2i}, i = \overline{1, N}$.

Предположим, что на входе обнаружителя на основе метода частотно-временного контраста действует процесс $\eta(t)$, представляющий смесь $\eta(t)$ гармонического радиосигнала $S(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t)$ с постоянной амплитуды A с центральной частотой ω_0 и нормальной стационарной помехи $n(t)$ с нулевым математическим ожиданием и неизвестной дисперсией σ^2 [106]:

$$\eta(t) = C \cdot S(t) + n(t). \quad (2.15)$$

Коэффициент C принимает значения 0 при отсутствии и 1 при наличии сигнала в анализируемом входном процессе.

В [106, 107] показано, что в анализируемом случае распределения отсчетов на выходе опорных каналов помех подчиняются закону Рэлея

$$\begin{aligned} W_1(x) &= \frac{x}{L_{n1}^2 \sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2L_{n1}^2 \sigma^2}\right); \\ W_3(x) &= \frac{x}{L_{n2}^2 \sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2L_{n2}^2 \sigma^2}\right). \end{aligned} \quad (2.16)$$

На выходе сигнального канала распределение отсчетов подчинено обобщённому закону Релея (Релея-Райса)

$$W_2(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{(x^2 + A^2)}{2\sigma^2}\right] I_0\left[\frac{xA}{\sigma^2}\right], \quad (2.17)$$

где $I_0(z)$ – функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента.

При этом интегральные законы распределения на выходах опорных каналов принимают вид

$$\begin{aligned} P_1(x) &= 1 - \exp\left(-\frac{x^2}{2L_{n1}^2 \sigma^2}\right); \\ P_3(x) &= 1 - \exp\left(-\frac{x^2}{2L_{n2}^2 \sigma^2}\right). \end{aligned} \quad (2.18)$$

В соответствии с алгоритмом обнаружения (2.14) вероятность правильного обнаружения, для распределения Рэлея-Райса на выходе детектора может быть рассчитана по формуле

$$P_D = \int_0^{\infty} W_2(x) P_1^N(x) P_3^N(x) dx \quad (2.19)$$

Подставляя (2.17) и (2.18) в (2.19), получим

$$P_D = \int_0^{\infty} \frac{x}{\sigma^2} \cdot \exp \left[-\frac{(x^2 + A^2)}{2\sigma^2} \right] \cdot I_0 \left[\frac{xA}{\sigma^2} \right] \times \\ \times \left[1 - \exp \left(-\frac{x^2}{2L_{n1}^2 \sigma^2} \right) \right]^N \left[1 - \exp \left(-\frac{x^2}{2L_{n2}^2 \sigma^2} \right) \right]^N dx. \quad (2.20)$$

Используя разложение бинома в ряд [108], находим

$$P_D = \int_0^{\infty} \frac{x}{\sigma^2} \cdot \exp \left[-\frac{(x^2 + A^2)}{2\sigma^2} \right] \cdot I_0 \left[\frac{xA}{\sigma^2} \right] \times \\ \times \sum_{r=0}^N \sum_{k=0}^N C_N^k \cdot C_N^r \cdot (-1)^{k+r} \cdot \exp \left[-\left(\frac{kx^2}{2L_{n1}^2 \sigma^2} + \frac{rx^2}{2L_{n2}^2 \sigma^2} \right) \right] dx, \quad (2.21)$$

где C_N^i – число сочетаний из N по i .

Изменяя порядок суммирования и интегрирования, преобразуем (2.21)

к виду

$$P_D = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{r=0}^N \sum_{k=0}^N C_N^k \cdot C_N^r \cdot (-1)^{k+r} \times \\ \times \int_0^{\infty} x \cdot \exp \left[-\frac{kx^2}{2L_{n1}^2 \sigma^2} - \frac{rx^2}{2L_{n2}^2 \sigma^2} - \frac{x^2}{2\sigma^2} - \frac{A^2}{2\sigma^2} \right] \cdot I_0 \left[\frac{xA}{\sigma^2} \right] dx. \quad (2.22)$$

Разлагая функцию Бесселя в ряд [97] и используя табличный интеграл [109]

$$\int_0^{\infty} x^{2a+1} e^{-b^2 x^2} dx = \frac{a}{2b^{2a+2}},$$

после проведения преобразований получим

$$P_D = \exp(-q) \sum_{r=0}^N \sum_{k=0}^N \frac{C_N^k \cdot C_N^r \cdot (-1)^{k+r}}{\frac{k}{L_{n1}^2} + \frac{r}{L_{n2}^2} + 1} \exp \left(-\frac{q}{\frac{k}{L_{n1}^2} + \frac{r}{L_{n2}^2} + 1} \right), \quad (2.23)$$

где $q = A^2/(2\sigma^2)$ – отношение сигнал-шум по мощности.

Вероятность ложной тревоги можно определить из (2.22), полагая $q=0$:

$$P_F = \sum_{r=0}^N \sum_{k=0}^N \frac{C_N^k \cdot C_N^r \cdot (-1)^{k+r}}{\frac{k}{L_{n1}^2} + \frac{r}{L_{n2}^2} + 1}. \quad (2.24)$$

Видно, что вероятность ложной тревоги зависит только от размера опорной выборки и относительных коэффициентов усиления опорных каналов, но не зависит от априорно неизвестной дисперсии помехи.

В таблице 2.4 приведены результаты расчета характеристик обнаружения для отношения сигнал-шум q от 0 до 6,4 и объема выборки помехи от 1 до 5.

В таблице 2.5 приведены результаты расчета зависимости вероятности ложной тревоги от коэффициента L для объема выборки помехи от 1 до 5.

Таблица 2.4. Характеристики обнаружения

N	q					
	6.4	3.2	1.6	0.8	0.4	0
1	0.86	0.64	0.44	0.31	0.24	0.17
2	0.78	0.49	0.29	0.17	0.12	0.067
3	0.71	0.41	0.21	0.12	0.073	0.036
4	0.67	0.35	0.16	0.085	0.051	0.022
5	0.63	0.30	0.13	0.066	0.038	0.015

Таблица 2.5. Зависимость вероятности ложной тревоги от коэффициента $L_1=L_3=L$

N	L						
	0.85	0.90	0.95	1.00	1.05	1.10	1.15
1	$2.3744 \cdot 10^{-1}$	$2.1087 \cdot 10^{-1}$	$1.8738 \cdot 10^{-1}$	$1.6666 \cdot 10^{-1}$	$1.484 \cdot 10^{-1}$	$1.323 \cdot 10^{-1}$	$1.181 \cdot 10^{-1}$
	0.624	0.676	0.727	0.778	0.829	0.878	0.928
2	$1.17 \cdot 10^{-1}$	$9.746 \cdot 10^{-2}$	$8.062 \cdot 10^{-2}$	$6.607 \cdot 10^{-2}$	$5.514 \cdot 10^{-2}$	$4.563 \cdot 10^{-2}$	$3.779 \cdot 10^{-2}$
	0.929	1.011	1.094	1.176	1.259	1.341	1.423
3	$7.361 \cdot 10^{-2}$	$5.796 \cdot 10^{-2}$	$4.553 \cdot 10^{-2}$	$3.572 \cdot 10^{-2}$	$2.798 \cdot 10^{-2}$	$2.191 \cdot 10^{-2}$	$1.715 \cdot 10^{-2}$

	1.133	1.237	1.342	1.447	1.553	1.959	1.766
4	$5.168 \cdot 10^{-2}$	$3.915 \cdot 10^{-2}$	$2.953 \cdot 10^{-2}$	$2.223 \cdot 10^{-2}$	$1.668 \cdot 10^{-2}$	$1.25 \cdot 10^{-2}$	$9.355 \cdot 10^{-3}$
	1.287	1.407	1.530	1.653	1.778	1.903	2.029
5	$3.891 \cdot 10^{-2}$	$2.856 \cdot 10^{-2}$	$2.081 \cdot 10^{-2}$	$1.513 \cdot 10^{-2}$	$1.095 \cdot 10^{-2}$	$7.927 \cdot 10^{-3}$	$5.737 \cdot 10^{-3}$
	1.410	1.544	1.682	1.820	1.961	2.101	2.241

На рисунке 2.24 приведены кривые обнаружения при разном числе отсчётов N (объёма выборки) и $L_{n1}=L_{n2}=1$. Отметим, что кривой $N=1$ соответствует вероятность ложных тревог $P_F=1.67 \cdot 10^{-2}$, $N=2 - P_F=6.67 \cdot 10^{-2}$, $N=3 - P_F=3.57 \cdot 10^{-2}$, $N=4 - P_F=2.22 \cdot 10^{-2}$, $N=5 - P_F=1.51 \cdot 10^{-2}$.

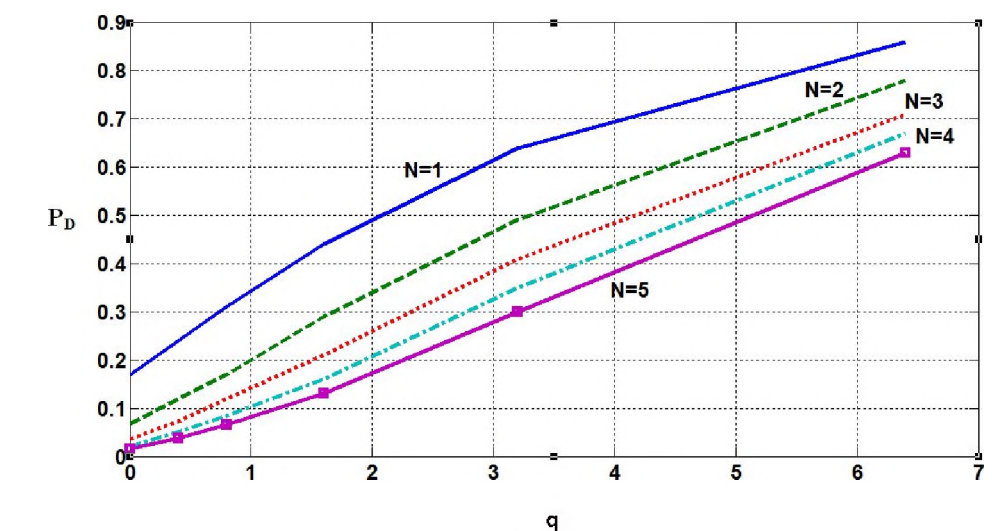


Рисунок 2.24 – Зависимость вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал-шум q при различных объёмах выборки N

Анализ кривых на рисунке 2.24 показывает, что предложенный обнаружитель при $N>1$ целесообразно использовать, когда необходимо получить более низкие значения вероятности ложной тревоги по сравнению с вероятностью ложной тревоги, получаемой при использовании обнаружителя частотного контраста ($N=1$).

Видно, что для обеспечения вероятности правильного обнаружения не хуже 0,5 потребуется обеспечить отношение сигнал-шум не меньше 2,4 при объёме выборки $N \geq 1$. Пороговый сигнал q находится в пределах от 2 до 5 для $P_D=0.5$, $L=L_3=1$.

Изменяя значения параметров L_{n1} и L_{n2} , можно оценить влияние идентичности каналов на стабилизацию вероятности ложной тревоги.

На рисунке 2.25 изображен график зависимости вероятности ложной тревоги P_F от отношения коэффициентов передачи по напряжению опорных каналов помехи к коэффициенту передачи сигнального канала при условии $L = L_{n1} = L_{n2}$.

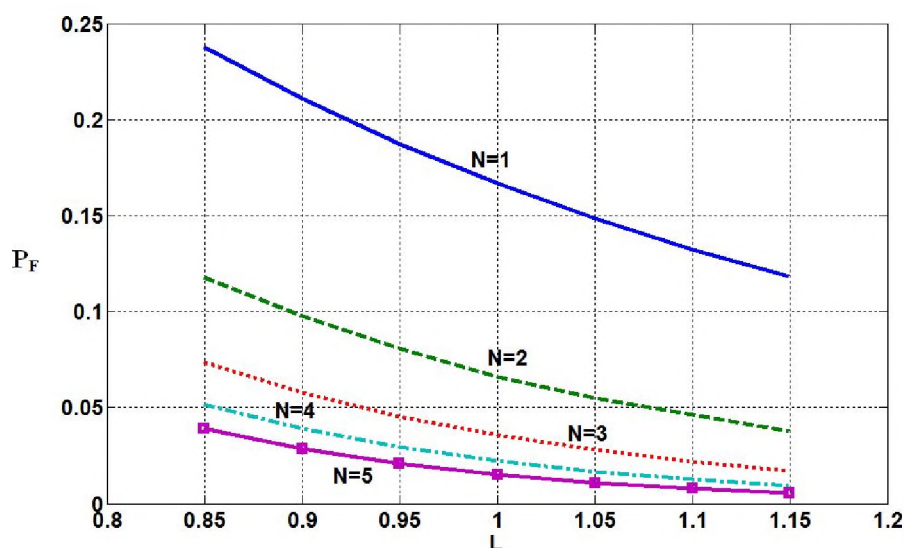


Рисунок 2.25 – Зависимость вероятности ложной тревоги от отношения коэффициентов передачи по напряжению опорных каналов помехи к коэффициенту передачи сигнального канала, при различных объемах выборки N

2.5 Выводы по главе

1. Разработан ранговый алгоритм обнаружения радиоимпульсов, основанный на сумме рангов. Алгоритм предназначен для обнаружения одиночных радиоимпульсов и позволяет уменьшить объем шумовой выборки, относительно аналога-прототипа в $M \cdot N / (M + N - 1)$ раз. Предложена структура рангового обнаружителя сигналов, реализующего данный алгоритм.

Проведен анализ характеристик обнаружения в гауссовом приближении. Проведено сравнение с равномерно наиболее мощным алгоритмом обнаружения (тестом Стьюдента). Показан проигрыш рангового алгоритма алгоритму Стьюдента по пороговому сигналу 1 дБ при объемах выборок $M=4$; $N=4$, вероятности правильного обнаружения $P_0=0,9$ и

вероятности ложной тревоги $P_{лт}=8*10^{-3}$, что является платой непараметрического алгоритма за универсальность применения.

Изготовлен макет обнаружителя, реализующий ранговый алгоритм. Проведено его экспериментальное исследование, которое позволило изучить вероятностные характеристики обнаружителя в условиях сложной помеховой обстановки, а также снять зависимость вероятности ложных тревог от уровня шума, т.е. увидеть влияние зоны гистерезиса реальных компараторов, входящих в состав схемы обнаружителя. Представлены расчетные и экспериментальные характеристики обнаружения. Разница в пороговом сигнале между результатами расчета и эксперимента составляет менее 0,33 дБ, что подтверждает правильность методики расчета характеристик обнаружения. Проведено экспериментальное исследование качества стабилизации ложных тревог. Показано, что при изменении среднеквадратического отклонения шума в 33 раза от 30 мВ до 1000 мВ вероятность ложной тревоги возрастает всего в 10,8 раз. Такой результат вполне удовлетворителен для практики. Предложенный ранговый обнаружитель одиночных радиоимпульсов может быть использован в одноканальных и многоканальных приемниках радиотехнических систем различного назначения для стабилизации частоты ложных тревог.

Проведено экспериментальное исследование разрешающей способности рангового обнаружителя одиночных радиоимпульсов.

Вероятность правильного обнаружения-разрешения достигает величины $P_{101}=0,5$ при отношении сигнал-шум 2 для задержки между фронтами импульсов около 9,7 мкс.

Вероятность правильного обнаружения-разрешения достигает величины $P_{101}=0,5$ при отношении сигнал-шум 4 для задержки между фронтами импульсов около 9,1 мкс.

Вероятность обнаружения первого импульса всегда выше вероятности обнаружения второго импульса, что указывает на недостаточное время

восстановления чувствительности компараторов после воздействия первого импульса.

2. Разработан алгоритм обнаружения радиоимпульсов, в котором для формирования опорной выборки помехи используется как временное, так и частотное разделение процессов. Алгоритм устойчив к внешним воздействиям (изменению мощности помехи), учитывает неравномерность спектральной плотности шума по дальности и по частоте, сохраняя требуемый уровень ложных срабатываний.

Представлена структурная схема обнаружителя, реализующего предлагаемый алгоритм. Предложенный обнаружитель при объеме выборки помехи ($N > 1$) целесообразно использовать, когда необходимо получить более низкие значения вероятности ложной тревоги по сравнению с вероятностью ложной тревоги, получаемой при использовании обнаружителя частотного контраста ($N = 1$).

Получены аналитические выражения для расчётов вероятностных характеристик обнаружителя на основе метода частотно-временного контраста. Соотношения позволяют сформулировать требования к идентичности опорных и анализируемого каналов.

Результаты исследований, изложенные в главе, опубликованы в изданиях:

- рекомендованных ВАК, для публикации результатов диссертационных исследований [91,92];
- реферируемых в базе данных «Scopus» [99].

3 ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ ИМПУЛЬСНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ СВЧ ДИАПАЗОНА

3.1 Постановка задачи исследования

По приемникам обнаружения и измерения несущей частоты радиосигналов опубликовано значительное количество монографий, учебников, учебных пособий, статей, патентов. Однако исследования в этой области продолжаются в связи с совершенствованием элементной базы, усложнением сигнально-помеховой обстановки, появлением новых алгоритмов. Значительный вклад в развитие этого направления техники внесли отечественные ученые Дятлов А.П., Даниленко А.И., Евдокимов Ю.Ф., Евдокимов О.Ю., Клименко П.П., Корниенко В.Т. и др.

Актуальным является исследование способов повышения точности измерения несущей частоты импульсных радиосигналов. Для решения данной задачи предлагается:

- Разработать алгоритм оценки несущей частоты импульсных радиосигналов с использованием метода частотной дискриминации.
- Разработать алгоритм работы и структуру цифрового измерителя несущей частоты.

Предложенные алгоритмы должны обеспечить приемлемую для большинства приложений среднеквадратическую ошибку измерения несущей частоты.

Исследования проводились исходя из следующих условий:

- сигнально-помеховая обстановка совпадает с описанной в параграфе 2.2;
- диапазон рабочих частот 0,85-18 ГГц;
- длительность радиоимпульса от 0,1 до 2000 мкс;
- количество сигналов в канале при оценке частоты не более одного.

3.2 Исследование путей повышения точности оценки несущей частоты импульсных радиосигналов при измерении многоканальным методом

Повышение точности измерения несущей частоты импульсных радиосигналов является основным направлением совершенствования алгоритмов измерения и построения на их основе многоканальных приемников обнаружения радиосигналов. Первые модели таких приемников фиксировали частоту радиосигнала только по номеру канала. Потребность в миниатюризации аппаратуры заставила (позволила) найти ряд усовершенствований таких приемников путем кодирования стыков между каналами, а также путем функциональной обработки амплитуд в смежных каналах [116].

В качестве объекта исследования рассмотрен вариант построения многоканального приемника для измерения несущей частоты импульсных радиосигналов. Проведенные исследования показали, что при длительности импульсов больше или равной 0,1 мкс максимальная погрешность измерения несущей частоты достигает 30 МГц, а среднеквадратическая - 12 МГц.

Целью проводимых исследований являлось изучение дальнейшего совершенствования многоканальных приемников по следующим направлениям:

- повышение точности измерения несущей частоты;
- расширение динамического диапазона входных сигналов;
- уменьшение массы и габаритов.

Исследования проводились на многоканальном приемнике диапазона 4...8 ГГц, содержащего частотно-избирательный модуль на 16 каналов [131], детекторы, логарифмические видеоусилители и устройство аналого-цифровой обработки на ПЛИС. Функциональная схема приемника показана на рисунке 3.1. Алгоритм работы такого приемника описан в статье [116].

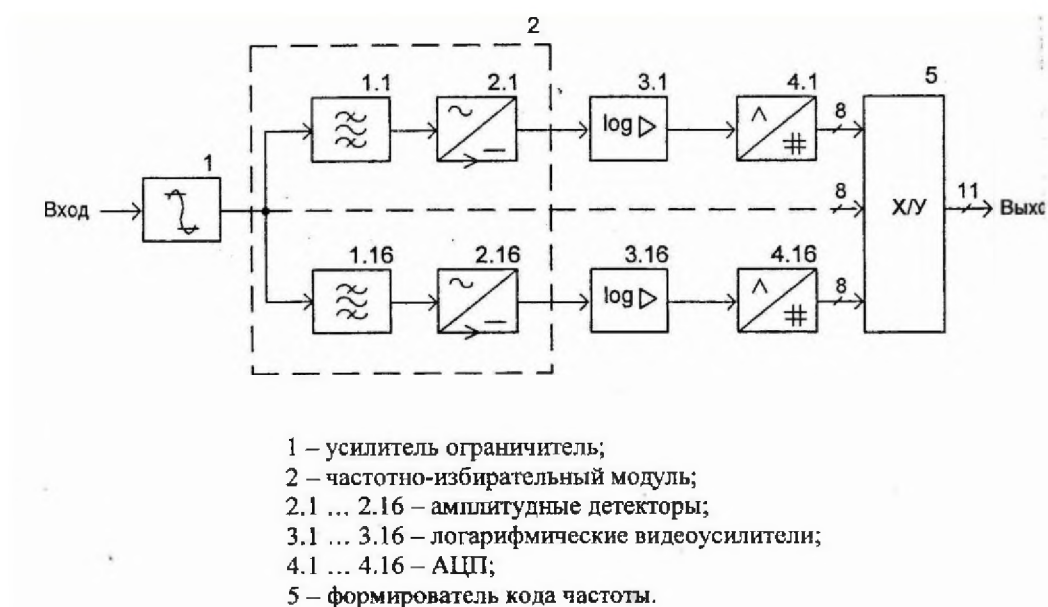


Рисунок 3.1 – Функциональная схема приемника

Конструктивно приемник состоит из двух свинченных печатных плат, объединенных спереди общей панелью, а сзади общим разъемом. Габариты приемника составляют 170x200x50 мм. Масса приемника не превышает 2 кг.

Экспериментальное исследование приемника проводилось на установке, структурная схема которой приведена на рисунке 3.2



Рисунок 3.2 – Структурная схема измерительной установки

В качестве источника сигнала выступал генератор стандартных сигналов фирмы Agilent Technologies типа E8257D. В качестве источника питания использовался блок GPD-72303S. В качестве индикатора выходной

частоты и устройства статистической обработки результатов измерений использовалась персональная ЭВМ. Ячейка сопряжения используется для приема и преобразования параллельного двоичного кода и ввода преобразованных кодов в ПЭВМ по шине PCI..

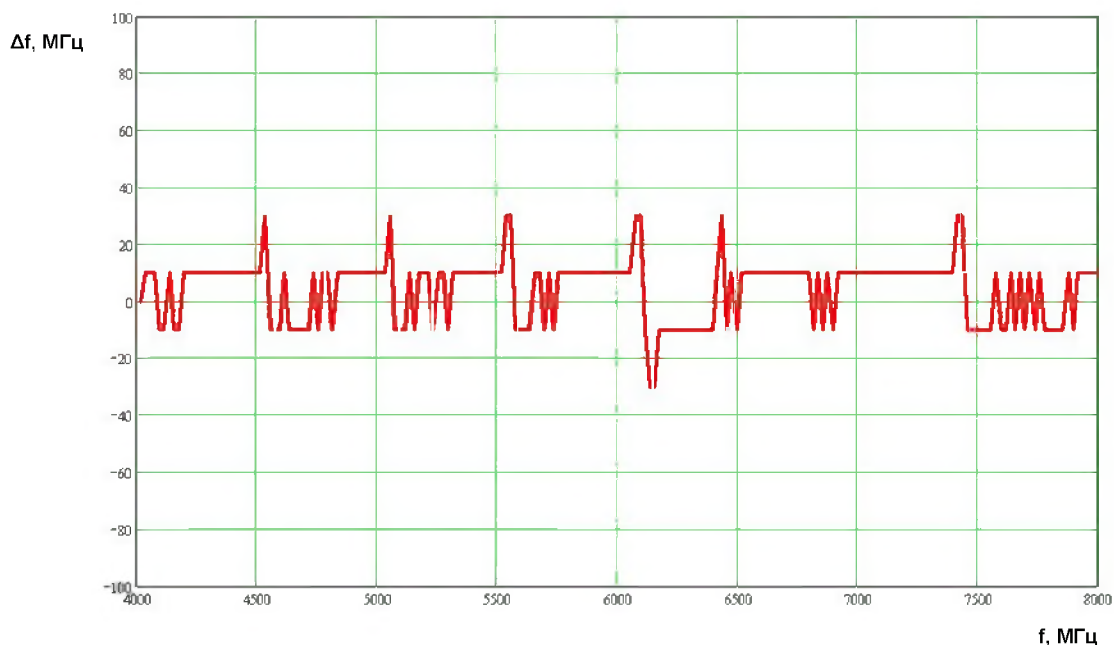


Рисунок 3.3 – Результаты измерения погрешности оценки несущей частоты

На рисунке 3.3 представлены результаты измерения несущей частоты радиосигнала с длительностью импульса 100 нс. Диапазон измерения от 4 до 8 ГГц. Шаг измерения 20 МГц.

Измеренная погрешность по своей сути является систематической, т.к. измерена при большом отношении сигнал-шум. Она определяется точностью изготовления и настройки ЧИМ, неравномерностью его динамической АЧХ, искажением формы импульса на выходе логарифмического тракта [105]. Однако если считать, что распределение систематической погрешности по диапазону частот является случайной, то её можно усреднить по диапазону частот, вычислить среднеквадратическое отклонение. Результаты таких вычислений представлены в таблице 3.1.

Таблица 3.1. Зависимость погрешности от длительности

$\tau_{и}, \text{нс}$	Мах. погрешность по частоте, МГц	СКО, МГц
70	+160	106,3
80	± 50	21,44
90	± 30	14,95
100	± 30	11,98
110	+30	10,37
120	+30	10,17
150	± 10	9,97
200	± 10	9,97
1000	± 10	9,97

Аналогичные измерения систематической погрешности проводились для длительностей импульсов 70 нс, 80 и 90 нс, 100 и 110 нс, 120, 150, 200 и 1000 нс.

Обобщенные результаты измерений и обработки результатов измерений приведены в таблице 3,1 для 9-ти длительностей импульсов. По данным таблицы 3.1 построены графики на рисунках 3.4 и 3.5.

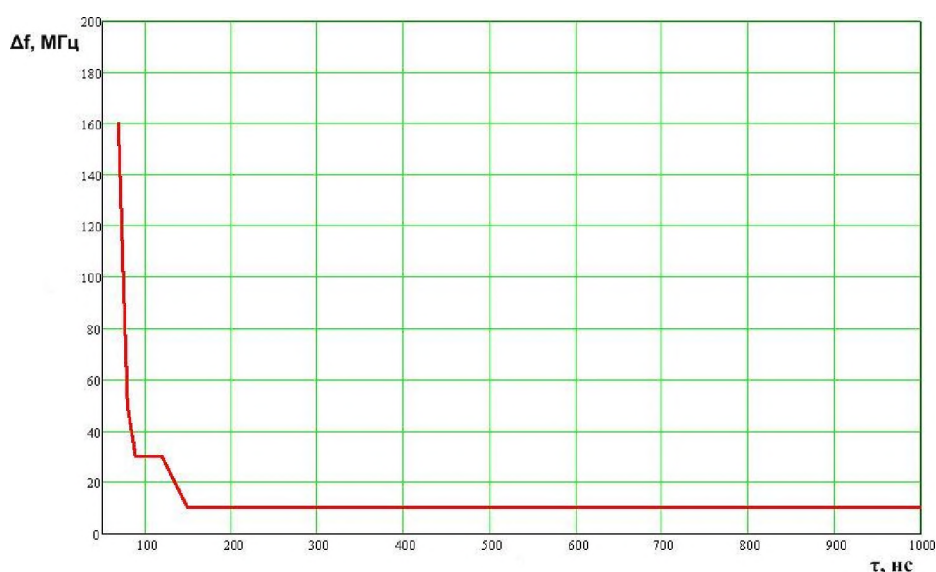


Рисунок 3.4 – Зависимость максимальной погрешности оценки несущей частоты от длительности импульсов

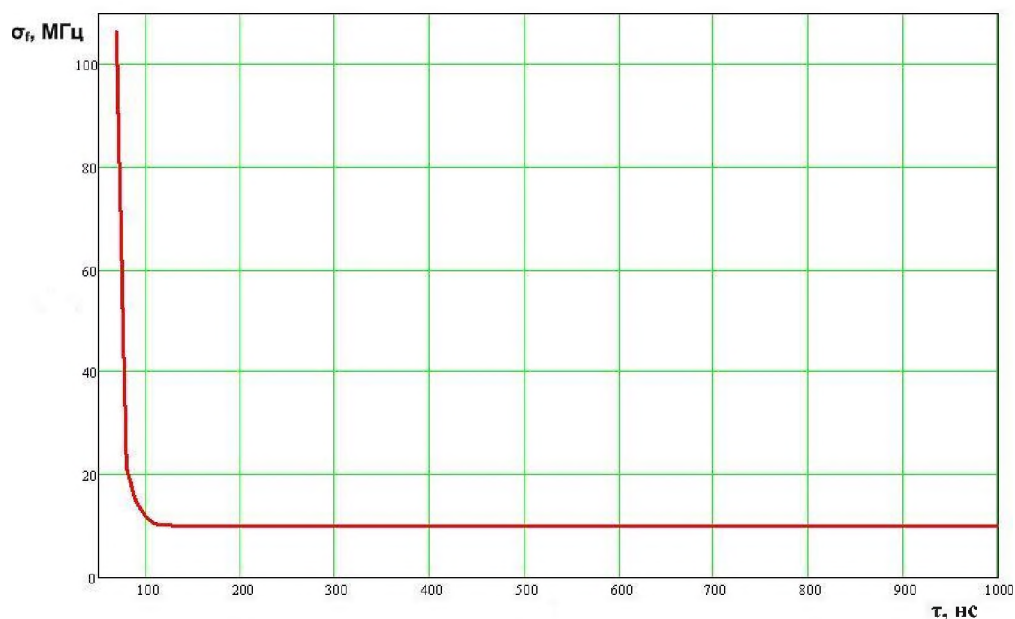


Рисунок 3.5 – Зависимость среднеквадратического отклонения частоты от длительности импульсов

В результате проведенного экспериментального исследования многоканального приемника с межканальной обработкой было выяснено, что максимальная погрешность измерения несущей частоты в диапазоне 4 – 8 ГГц составляет 30 МГц, а среднеквадратическая с усреднением по диапазону частот 12 МГц при длительности импульса 100 нс и мощности сигнала минус 50 дБВт. Было достигнуто:

1) снижение погрешность оценки несущей частоты по сравнению с предыдущей моделью;

2) расширен динамический диапазон входных сигналов путем использования эффективного усилителя-ограничителя на входе приемника;

Полученный результат – СКО измерения частоты около 12 МГц (при усреднении по диапазону частот), или 0,3% на частоте 4 ГГц не удовлетворяет самым последним современным требованиям, но является достаточным для решения большинства задач, в том числе:

- целеуказания для наведения узкополосного приемника;
- постановка заградительных помех.

Такая точность может не годиться для поэкземплярного распознавания РЛС, но для этого существует узкополосный приемник с аппаратурой анализа.

Возможно уменьшение СКО путем увеличения числа каналов, однако это существенно увеличит массу, габариты, стоимость.

3.3 Анализ алгоритма оценки несущей частоты импульсных радиосигналов при частотной дискриминации [90]

Для рассмотрения возможности повышения помехоустойчивости устройств измерения несущей частоты и возможности их миниатюризации проведено экспериментальное исследование важной составной части приемника обнаружения сигналов – частотного дискриминатора.

В качестве объекта исследования был рассмотрен многоканальный частотный дискриминатор амплитудного типа. Рассмотренный частотный дискриминатор используется в широкополосной системе обнаружения сигналов.

Для обнаружения радиосигналов и точного измерения несущей частоты часто используются широкополосные частотные дискриминаторы автокорреляционного типа [113], а также и другие типы дискриминаторов [115-118].

Автокорреляционные частотные дискриминаторы обладают рядом недостатков. Среди них:

- необходимость жесткого ограничения амплитуды на входе, что затруднительно реализовать в сантиметровом и миллиметровом диапазоне волн;
- повышенный уровень шумов из-за высокого коэффициента усиления в ограничителе;
- ограничение длительности обрабатываемых импульсов снизу, связанное с длительностью задержки в автокорреляционном ЧД;

- чувствительность к фазовым искажениям сигнала, возникающим при ограничении, задержке и других преобразованиях сигнала.

Частотный дискриминатор амплитудного типа лишен этих недостатков, поэтому объектом исследования в данной работе выбран он. Однако в известной литературе этому типу дискриминатора уделено значительно меньше внимания, чем автокорреляционному. В книге [205] только упоминается этот тип дискриминатора без детального его описания. Поэтому целью настоящей работы является исследование основных характеристик частотного дискриминатора амплитудного типа. Описанный ЧД рекомендуется использовать в широкополосной аппаратуре обнаружения сигналов [113,115,205],[131,169].

К частотному дискриминатору (ЧД) были предъявлены следующие требования:

- Диапазон рабочих частот 8-12 ГГц;
- Вероятность наложения двух импульсов с разными частотами близка к нулю;
- Минимальная длительность импульсов 0,1 мкс;
- Среднеквадратическая погрешность измерения несущей частоты импульсных сигналов не более 80 МГц;
- Масса и габариты минимальные;
- Число шкал – 3;
- ЧД должен иметь канал обнаружения с максимально плоской АЧХ.

В соответствии с этими требованиями была разработана функциональная схема частотного дискриминатора, показанная на рисунке 3.6.

Частотный дискриминатор функционально состоит из трех частей: точного дискриминатора, грубого дискриминатора и дискриминатора средней точности.

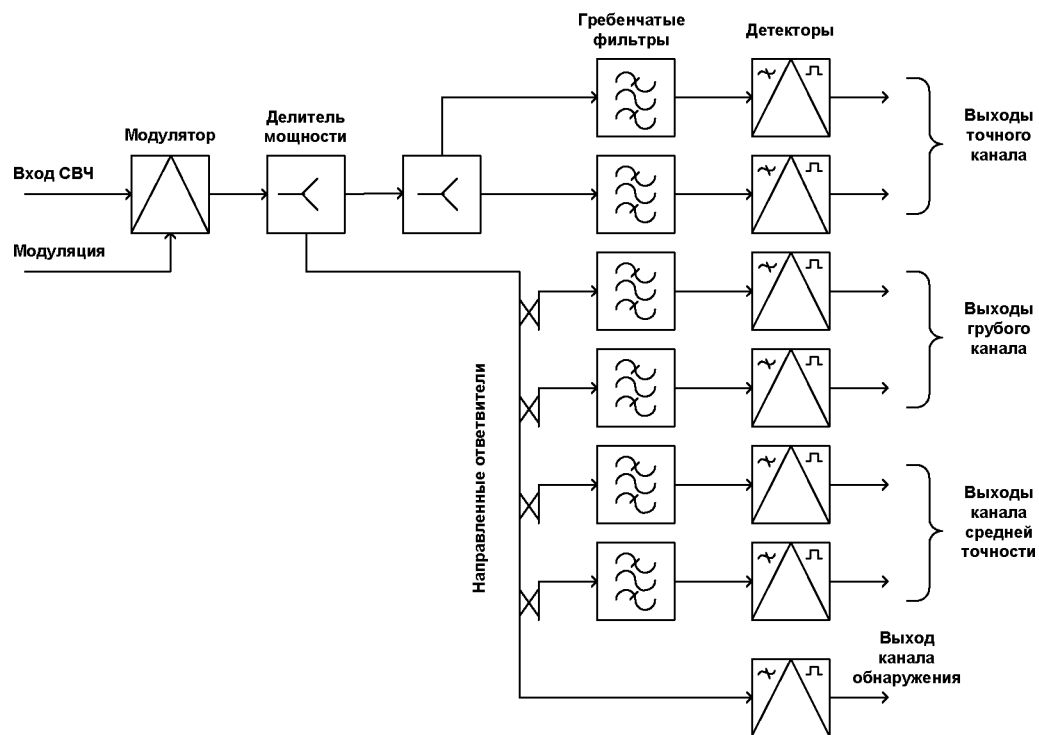


Рисунок 3.6 – Функциональная схема частотного дискриминатора

Каждый дискриминатор имеет два выхода:

- а) выход «подъем», на котором амплитудно-частотная характеристика имеет наибольшее ослабление радиочастоты в начале диапазона и наименьшее ослабление в конце диапазона;
- б) выход «спад», на котором наклон амплитудно-частотной характеристики имеет противоположный знак.

При этом, АЧХ обоих выходов грубого дискриминатора пересекаются в середине диапазона, а АЧХ обоих выходов точного дискриминатора периодически (3÷5 раз) пересекаются и изменяют знак в пределах определенных участков АЧХ грубого дискриминатора. Таким образом, радиосигнал, поступающий с выхода усилителя-ограничителя на вход грубого и точного частотного дискриминатора, появляется на выходах частотных дискриминаторов в определенных амплитудных соотношениях. При этом отношение амплитуд сигнала на выходах грубого дискриминатора указывает на участок частотного диапазона, а отношение амплитуд на выходах точного дискриминатора указывает на значение радиочастоты

сигнала в пределах этого участка. Для большей точности определения частоты вводится дополнительный канал – канал средней точности, АЧХ которого дважды пересекается в пределах диапазона и имеет максимум или минимум характеристики (в зависимости от выхода) в середине диапазона. Принципиальная схема ЧД приведена на рисунке 3.7. На рисунке 3.8 приведено фото штатного образца частотного дискриминатора диапазона 8-12 ГГц.

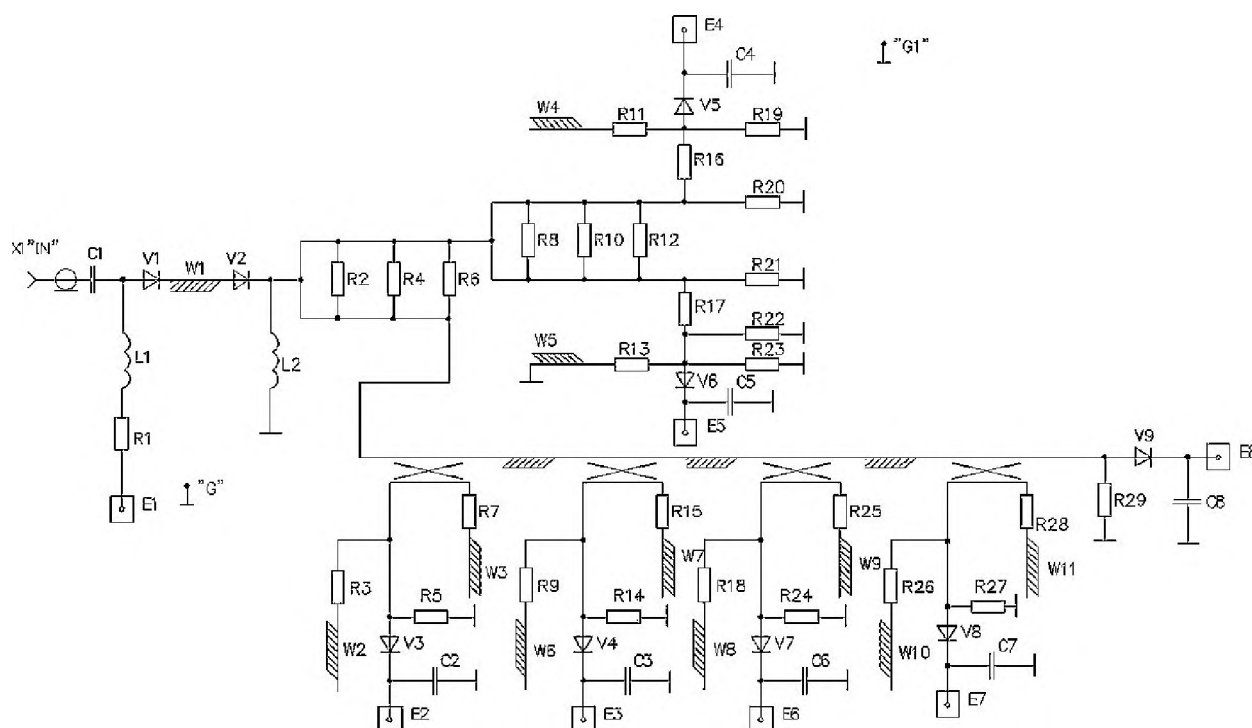


Рисунок 3.7 – Принципиальная схема ЧД

Частотный дискриминатор состоит из pin-диодного модулятора (выключателя) на входе, двух делителей мощности, четырех направленных ответвителей, семи детекторов и десяти шлейфов. СВЧ часть модулятора выполнена на двух pin диодах типа 2A553 [143]. Цепь управления модулятора содержит элементы L1, L2, R1. Делители мощности выполнены равноплечими по трехкольцевой схеме.

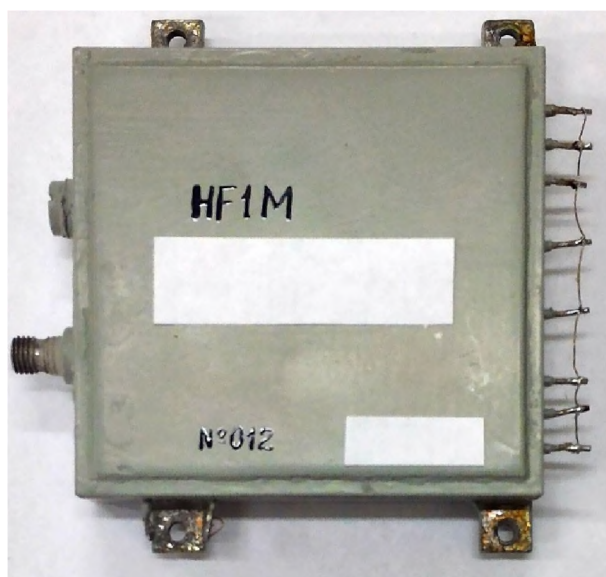


Рисунок 3.8 Частотный дискриминатор диапазона 8-12 ГГц

Направленные ответвители выполнены одноступенчатыми и соединены последовательно друг с другом. Детекторы на диодах V5, V6 формируют точную шкалу. Детекторы на диодах V7, V8 формируют шкалу средней точности. Детекторы на диодах V3, V4 формируют грубую шкалу. Детектор на диоде V9 является сверхширокополосным с равномерной АЧХ и описан ранее в работе [96]. Транзисторный детектор для этой цели не годится по причине недостаточной широкополосности [206]. Шлейфы W4, W5 обеспечивают периодичность точной шкалы, а резисторы R11, R13 – остроту резонансов. Шлейфы W8, W9, W10, W11 обеспечивают периодичность шкалы средней точности, а резисторы R18, R25, R26, R28 – остроту резонансов.

Дискриминационную характеристику точной шкалы (рисунок 3.9) можно аппроксимировать следующим выражением:

$$K \left(\frac{U_1 - U_2}{U_3} \right) = \cos \left(\frac{(f - f_n)}{\Delta f} * \pi \right), \quad (3.1)$$

где U_1, U_2 - напряжения на выходах детекторов точной шкалы;

U_3 - напряжение на выходе канала обнаружения;

K – коэффициент, обеспечивающий условие нормировки:

$$\max \left| \frac{U_1 - U_2}{U_3} \right| * K = 1,$$

f – текущая частота;

f_n – начальная частота;

Δf – частотный интервал, равный половине периода косинусоиды.

Алгоритм работы многоканального ЧД представляет собой функцию, обратную дискриминационной характеристике. При обращении функции (3.1) учтена её периодичность. Кроме того, отдано предпочтение разбиению аргумента на участки, соответствующие монотонности функции (3.1).

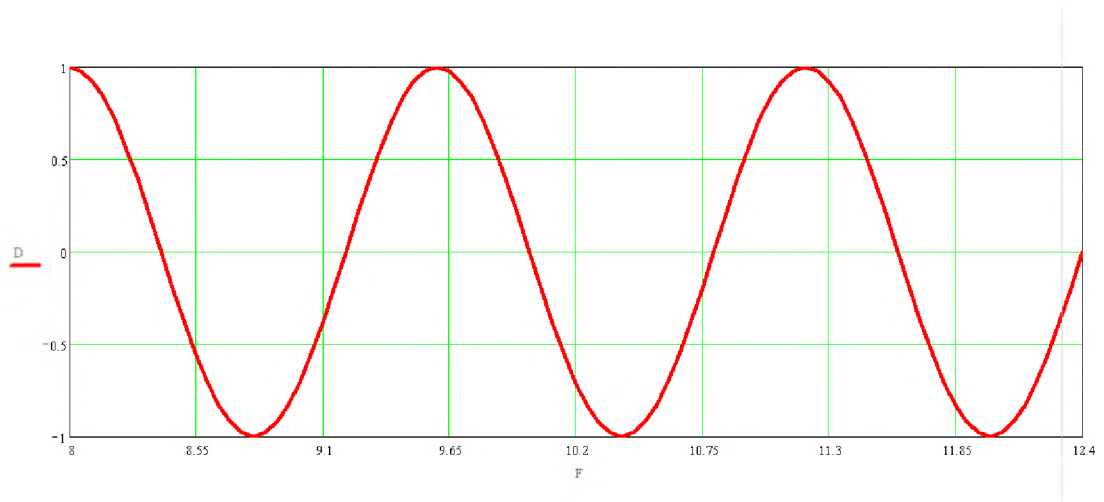


Рисунок 3.9 - Дискриминационная характеристика ЧД для точной шкалы

Тогда алгоритм работы многоканального ЧД имеет вид:

$$\hat{f}_x = f_n + \left(n - \frac{1}{2}\right) \Delta f + \frac{\Delta f}{\pi} (-1)^n * \arcsin\left(\frac{U_1 - U_2}{U_3} * k\right), \quad (3.2)$$

где $\hat{f}_x$ - оценка несущей частоты;

n – номер полупериода косинусоиды, задействованного на данном шаге измерений, может принимать значения от 1 до $n_{\max}$ (см. ниже). Вычисляется n с помощью грубой шкалы.

U_1 – выход первого детектора точного канала;

U_2 – выход второго детектора точного канала;

U_3 – выход детектора канала обнаружения;

k – коэффициент, обеспечивающий условие нормировки.

Операция вычитания $(U1-U2)$ позволяет устранить постоянную составляющую на выходах детекторов, получить под знаком $\arcsin$ знакопеременную величину ненормированной амплитуды. Операция деления $\left(\frac{U1-U2}{U3}\right)$ позволяет получить нормированное значение синуса в пределах от минус 1 до плюс 1.

Операции вычитания и деления осуществляются в ПЛИС после аналого-цифрового преобразования величин $U1$, $U2$, $U3$. Чаще всего эти операции вычисляют заранее и в ПЛИС прошивают готовую таблицу результатов.

Вычисление n

$$n = \text{entier} \left[\frac{(U4-U5)}{U3} * k * n_{max} \right], \quad (3.3)$$

где n – номер рабочего участка;

n_{max} – максимальное значение номера рабочего участка;

$U4$, $U5$ – напряжения на выходах детекторов грубой шкалы;

$U3$ – напряжение на выходе детектора канала обнаружения;

entier – целая часть числа.

Выражение (3.3) чаще всего реализуют в виде таблицы, записанной в ПЗУ ПЛИС.

Так как из-за технологических ограничений не удалось реализовать дискриминационные характеристики грубой шкалы, близкие к идеальным, поэтому была введена ещё шкала средней точности. Равномерное квантование по уровню сигнала грубой шкалы было заменено на квантование неравномерное, что снизило ошибки.

ЧД размещён на подложке из поликора размером 48x60x0,5 мм, которая запаяна в корпус рамочного типа. Конструирование и технология изготовления ЧД использовались традиционные, описанные в литературе [207-210].

Детекторные диоды выбраны типа 2A131A-3 [143] без подбора на идентичность. Входной соединитель типа СРГ50-751 ФВ [162]. Выходы

детекторов выполнены в виде изоляторов ИСПП-1а-250-3. Особенности построения и экспериментальные характеристики амплитудного детектора описаны в работе [96].

Экспериментальное исследование ЧД проводилось на установке, структурная схема которой приведена на рисунке 3.10.

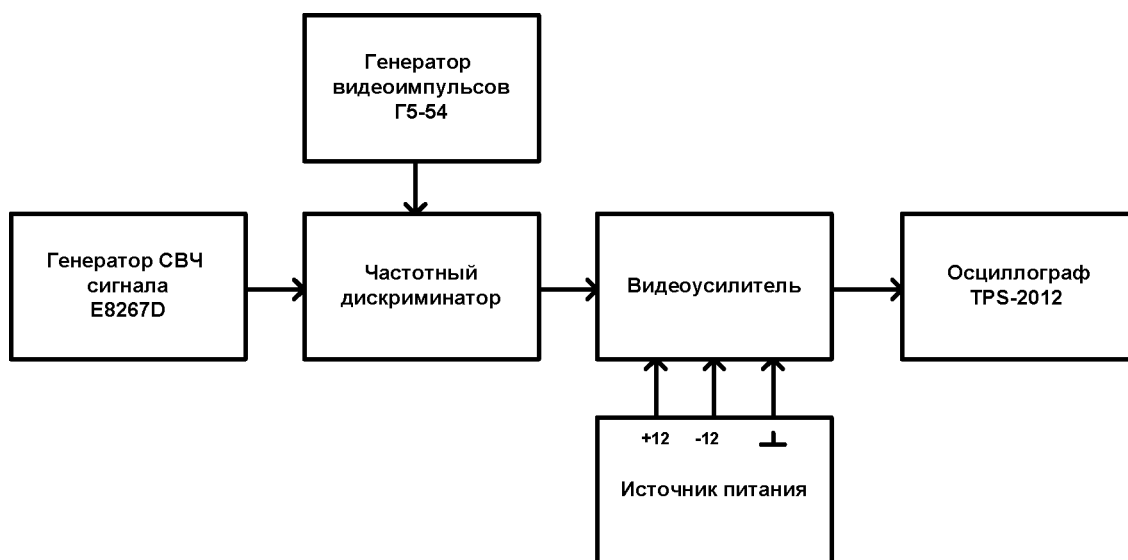


Рисунок 3.10 – Структурная схема измерительного стенда

В качестве источника сигнала использован генератор СВЧ сигналов E8267D фирмы Agilent. В качестве индикатора выходного сигнала использован цифровой осциллограф типа TPS-2012 фирмы Tektronix. Импульсная модуляция входного сигнала обеспечивалась генератором видеоимпульсов Г5-54 и внутренним модулятором ЧД (диоды V1, V2).

Для усиления слабых импульсов с выходов детекторов и подачи смещения на них был использован видеоусилитель. Измерение частотных характеристик каналов проводилось в диапазоне 8,0-12,0 ГГц с шагом 50 МГц. Результаты измерений представлены графически на рисунках 3.11-3.14.

На рисунке 3.11 можно видеть практически идеальную АЧХ канала обнаружения (диод V9). На рисунке 3.12 сплошная кривая показывает изменение напряжения на детекторе V3, а пунктирная кривая – на детекторе V4.

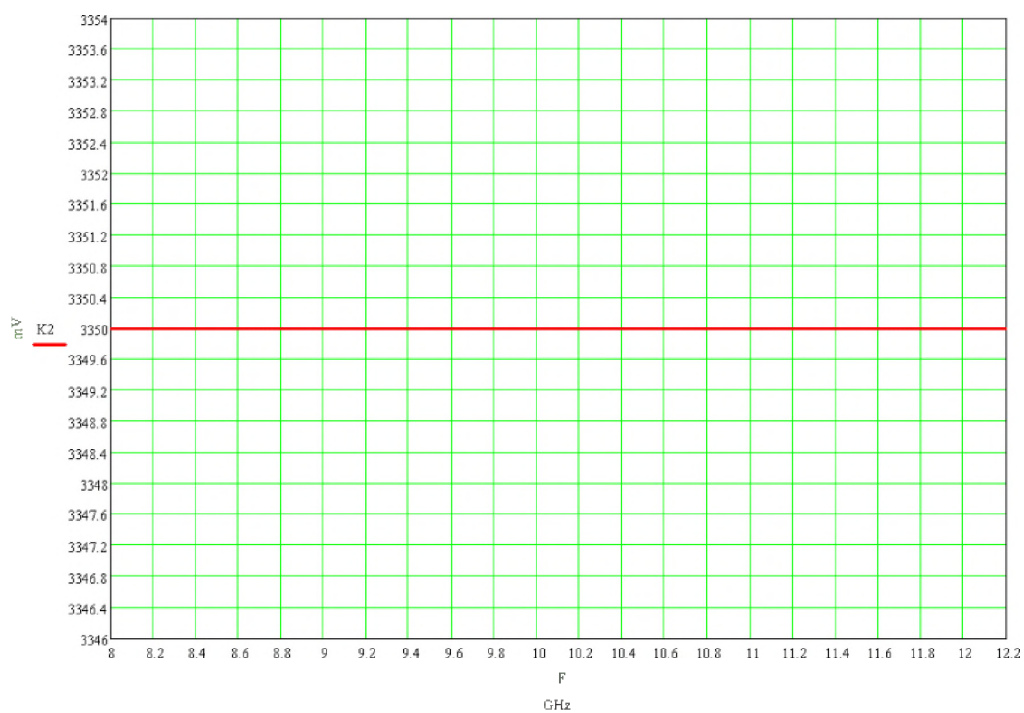


Рисунок 3.11 – АЧХ канала обнаружения

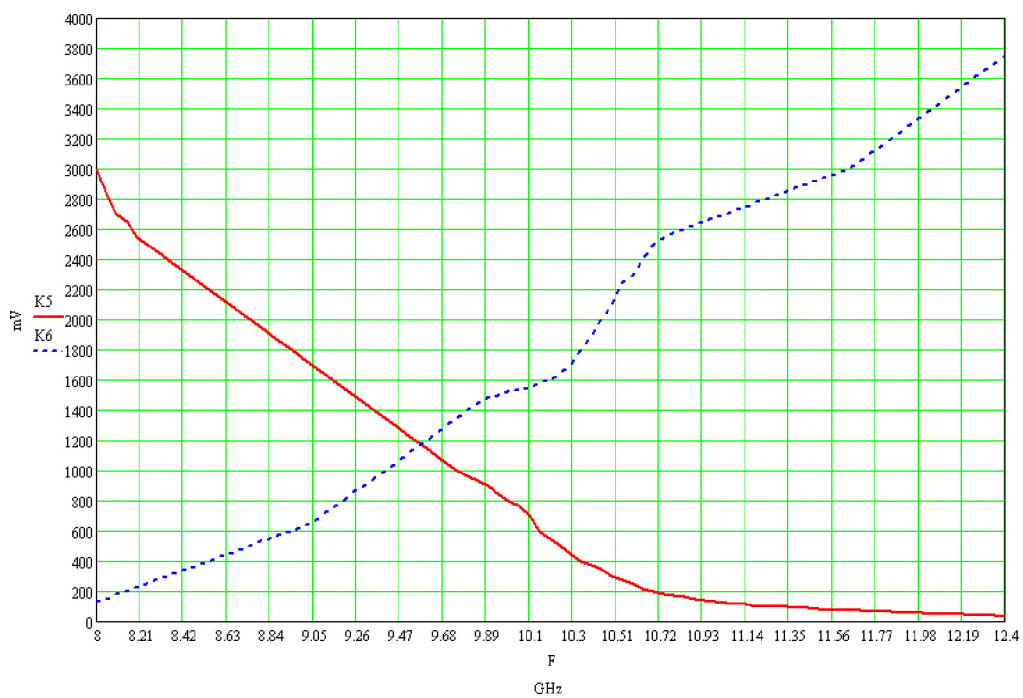


Рисунок 3.12 – АЧХ на каналов грубого дискриминатора

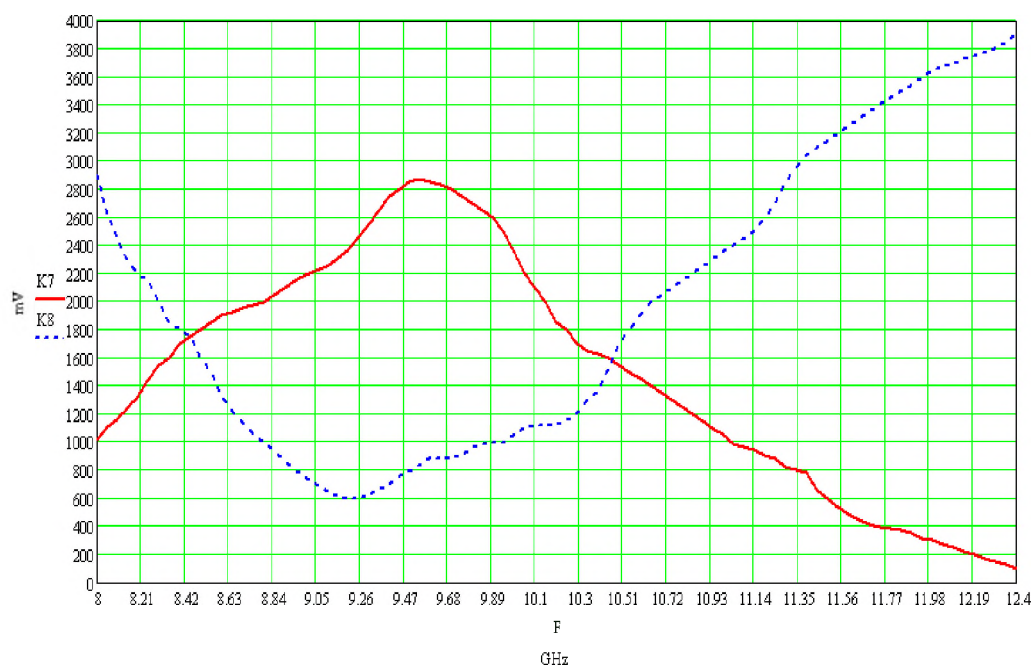


Рисунок 3.13 – АЧХ каналов дискриминатора средней точности

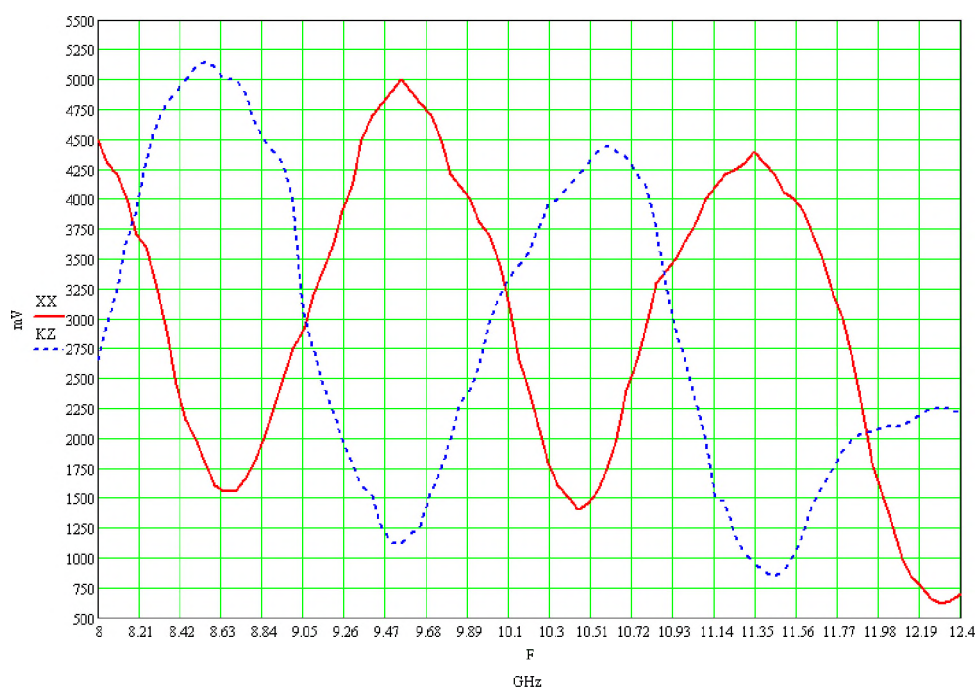


Рисунок 3.14 - АЧХ каналов точного дискриминатора

На рисунке 3.13 сплошная кривая даёт частотную зависимость напряжения на выходе детектора V7, а пунктирная кривая – на выходе детектора V8. Рисунок 3.14 сплошная кривая иллюстрирует частотную зависимость напряжения на выходе детектора V5, а пунктирная кривая – на выходе детектора V6. Для устранения зависимости частотных характеристик

от мощности входного сигнала, уменьшения влияния большого КСВН на монотонность кривых АЧХ, в приемнике используется отношение двух сигналов, т. е. $\frac{U_{V3}}{U_{V4}}; \frac{U_{V7}}{U_{V8}}; \frac{U_{V5}}{U_{V6}}$. Такие кривые, полученные расчетным путем, изображены на рисунке 3.15 и 3.16.

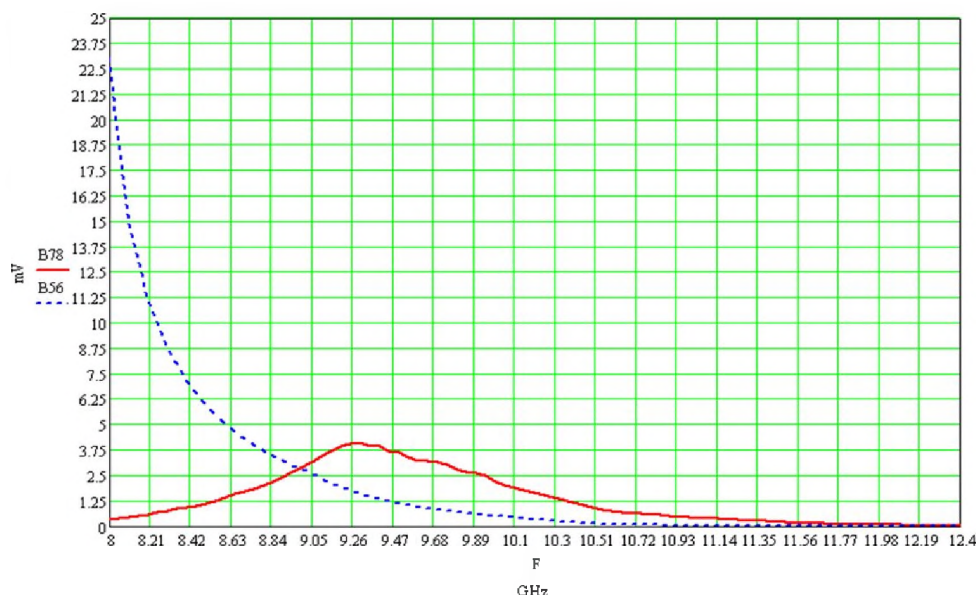


Рисунок 3.15 – Отношение АЧХ каналов грубого дискриминатора и дискриминатора средней точности

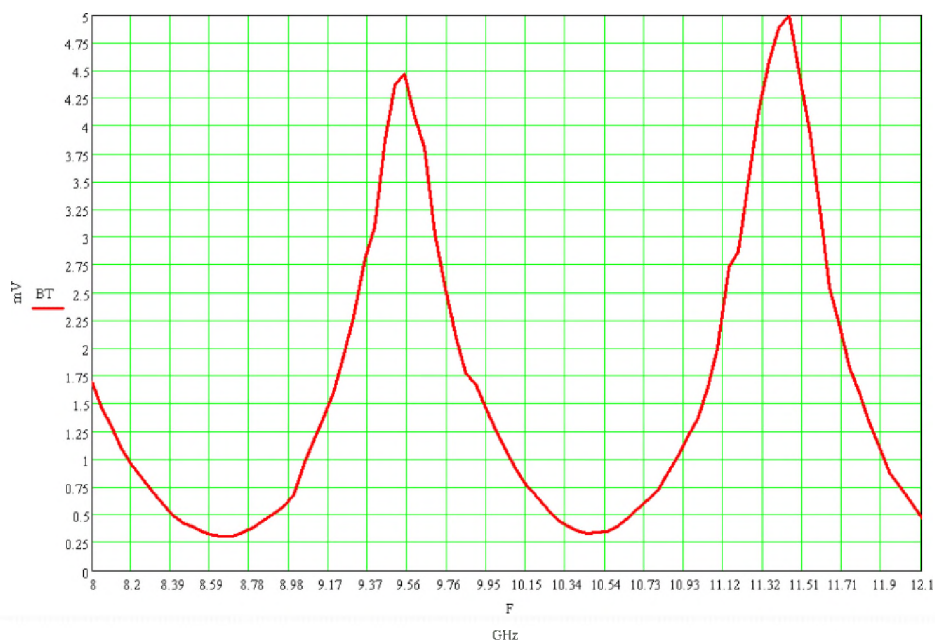


Рисунок 3.16 – Отношение АЧХ каналов точного дискриминатора
В результате исследования были получены следующие результаты:

1. Предложена аппроксимация амплитудно-частотных характеристик, помогающую упростить математический расчет алгоритма измерения несущей частоты.

2. Разработан алгоритм измерения несущей частоты.

3. Получены экспериментальные данные, позволяющие выбрать микросхемы для аналогово-цифрового преобразования и цифровой обработки сигналов на выходе частотного дискриминатора.

Полученный результат – СКО измерения частоты около 80 МГц , или 0,66% на частоте 12 ГГц не удовлетворяет современным требованиям, но является достаточным для решения большинства задач, в том числе:

- целеуказания для наведения узкополосного приемника;
- постановка заградительных помех.

Такая точность может не годиться для поэлементарного распознавания РЛС, но для этого существует узкополосный приемник. На рисунке 3.17 показано фото приемника мгновенного измерения частоты (ПМИЧ) диапазона 8-12 ГГц, в котором применен частотный дискриминатор, разработанный на основе приведенного выше алгоритма.

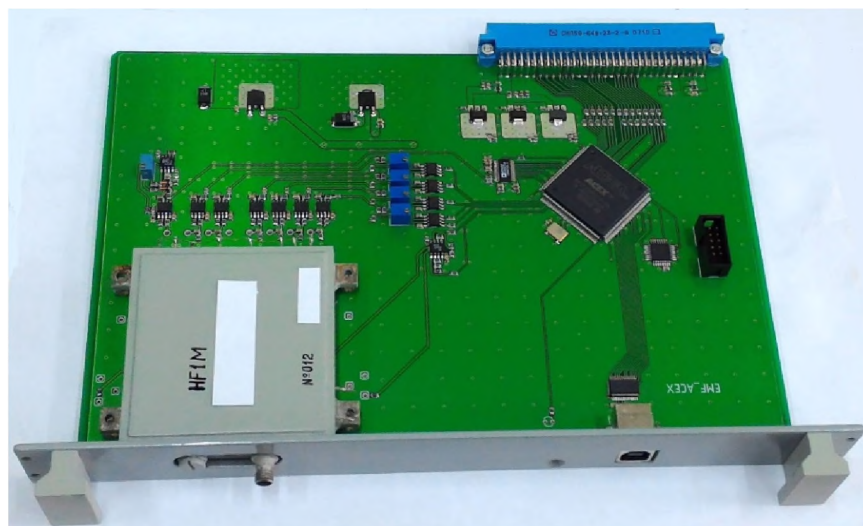


Рисунок 3.17 ПМИЧ диапазона 8-12 ГГц

Попытки существенного уменьшения СКО пока не увенчались успехом по причине температурного дрейфа в детекторах, АЦП. Термостабилизация приемника целиком приводит к существенному увеличению массы, габаритов и энергопотребления. Следует также отметить, что ПМИЧ,

построенный на основе частотного дискриминатора имеет достаточно большой динамический диапазон, что дает ему некоторое преимущество в сложной помеховой обстановке и, в отличие от фазовых и цифровых измерителей, рассмотренный измеритель не нуждается в ограничителе по входу, что так же является положительной характеристикой для многоканальных систем и способствует снижению массогабаритных показателей.

3.4 Разработка и исследование цифровых измерителей несущей частоты на основе БПФ [212]

В настоящее время цифровые методы обработки информации, включающие в себя преобразование сигналов в цифровую форму и последующую обработку дискретных аналогов сигналов с целью определения их параметров, выходят на передовые позиции среди известных альтернативных методов определения параметров сигналов. Очевидный прогресс в развитии цифровых методов связан с появлением соответствующей элементной базы, в частности, быстродействующих АЦП и быстродействующих программируемых логических интегральных схем.

Для исследования был выбран способ квадратурного преобразования сигнала с переносом спектра на промежуточную частоту. Это обусловлено, прежде всего, достаточно высокой средней частотой и широкой полосой анализа - диапазон рабочих частот составляет 850...18000 МГц.

Алгоритм цифрового анализа реализован на основе алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) и обеспечивает измерение несущей частоты. Функционально устройство, реализующее данный алгоритм, представляет собой последовательно соединенные устройство переноса спектра сигналов из диапазона частот 850...18000 МГц в диапазон промежуточных частот 125-250 МГц и устройство аналого-цифрового преобразования и вычисления параметров сигналов. Перенос в область промежуточных частот и получение квадратурных составляющих сигнала

осуществляется с помощью делителя частоты, выполненного на основе монолитных микросхем делителей частоты, а также квадратурного демодулятора. Структурная схема устройства изображена на рисунке 2.18.

Частотный делитель состоит из 2-х последовательно соединенных делителей частоты на 8 НМС494 и на 2 НМС492, в качестве квадратурного демодулятора был выбран демодулятор на микросхеме AD5380, аналогово-цифровое преобразование осуществлялось с помощью AD9484.

Параметры входного сигнала:

- диапазон рабочих частот от 12 до 18 ГГц;
- ширина спектра по уровню 90 % мощности не более 20 МГц;
- количество сигналов при оценке параметров разрабатываемого устройства не более одного;
- отношение сигнал/шум входного сигнала не менее 20 дБ;
- среднеквадратическая ошибка (СКО) измерения частоты должно быть не более 0,06 % от значения истинной частоты сигнала.

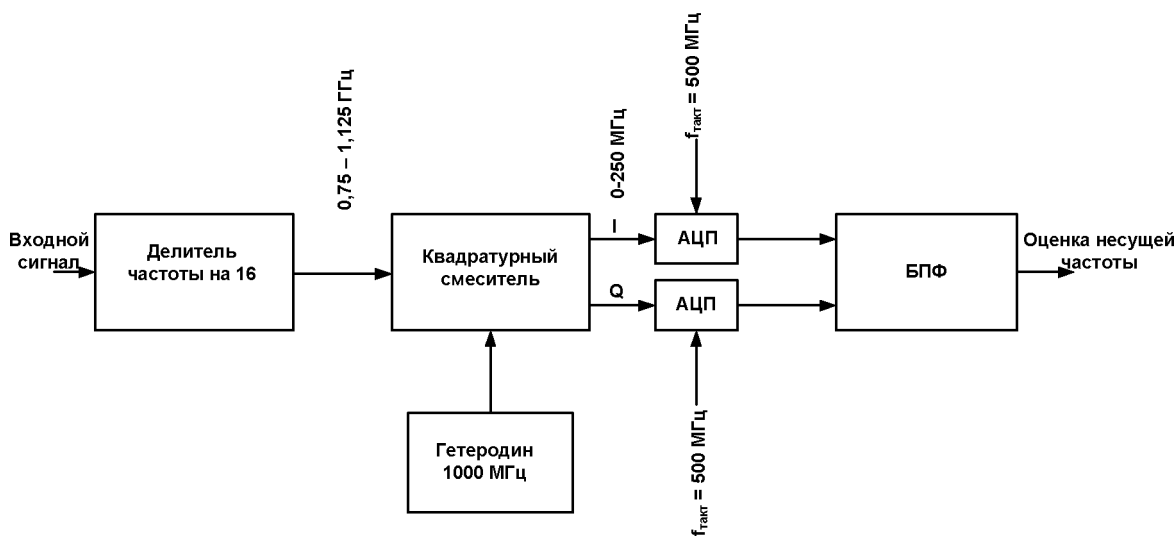


Рисунок 3.18 – Структурная схема измерителя, реализующая алгоритм цифрового измерения частоты

На рисунке 3.19 представлен фазовый шум НМС494 по отношению к уровню мощности несущего колебания сигнала [203].

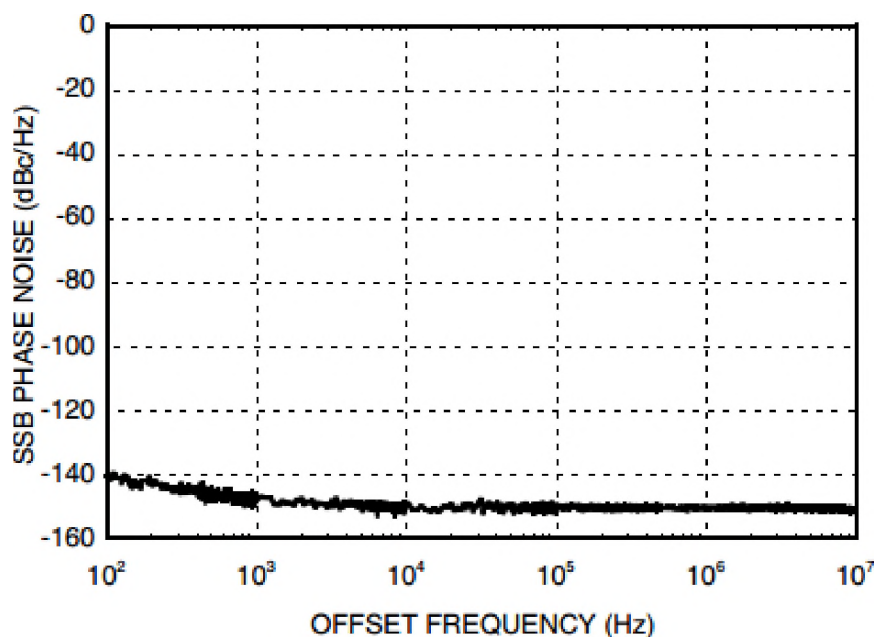


Рисунок 3.19 – Уровень фазового шума делителя частоты HMC494LP3 в зависимости отстройки от несущей частоты

На основе приведенной шумовой маски на рисунке 3.19 производилось моделирование шума следующим образом:

- формируется цифровой белый шум с уровнем 0 дБн;
- формируется маска шума путем свертки шумовой маски и спектральной плотности мощности сигнала;
- наложение спектральной маски на белый шум;
- добавление полученного шума к сигналу.

Как показали исследования, влияние шума данного блока на оценку несущей частоты незначительно. Разброс уровня выходной мощности сигнала менее 2 дБм в зависимости от выходной частоты при постоянной температуре. Считается, что сигнал приведен к оптимальным входным уровням сигнала, указанным в документации к HMC494LP3.

Для квадратурного смесителя AD5380 указан коэффициент шума в худшем случае составляет 12,8 дБ. На основании это, можно рассматривать входной сигнал с ОСШ не в 20 дБ, а 7,2 дБ, при этом рассматривается

аддитивный белый гауссовский шум. Блок, указанный на схеме как гетеродин, считается идеальным.

Для АЦП AD9484 учитывается только его разрядность, в работе рассматривается влияние различного числа эффективных бит.

Алгоритм цифрового анализа основывается на быстром преобразовании Фурье и последующей интерполяцией. В работе исследуется 2 алгоритма. Первый алгоритм представлен в работе [132] как двухэтапный, второй алгоритм описан на рисунке 3.20.

Алгоритмы слепого поиска несущей частоты, например, как в [124], не использовались, поскольку их применение требует решения задачи определения интервала времени, в котором существует входной «полезный» сигнал.

Сигналы исследовались при следующих параметрах длительности:

- а) длительность радиоимпульса 0,1 мкс; длительность строба измерения 0,1 мкс;
- б) длительность радиоимпульса 0,1 мкс; длительность строба измерения 0,2 мкс, пустые отсчеты заполнить нулями;
- в) длительность радиоимпульса 0,1 мкс; длительность строба измерения 0,3 мкс, пустые отсчеты заполнить нулями;
- г) длительность радиоимпульса 0,2 мкс; длительность строба измерения 0,2 мкс;
- д) длительность радиоимпульса 0,5 мкс; длительность строба измерения 0,5 мкс;
- е) длительность радиоимпульса 1 мкс; длительность строба измерения 1 мкс;

В случае, если длительность сигнала меньше длительности строба измерения, то недостающие отсчеты заполняются шумом той же амплитуды, что и при наличии сигнала.

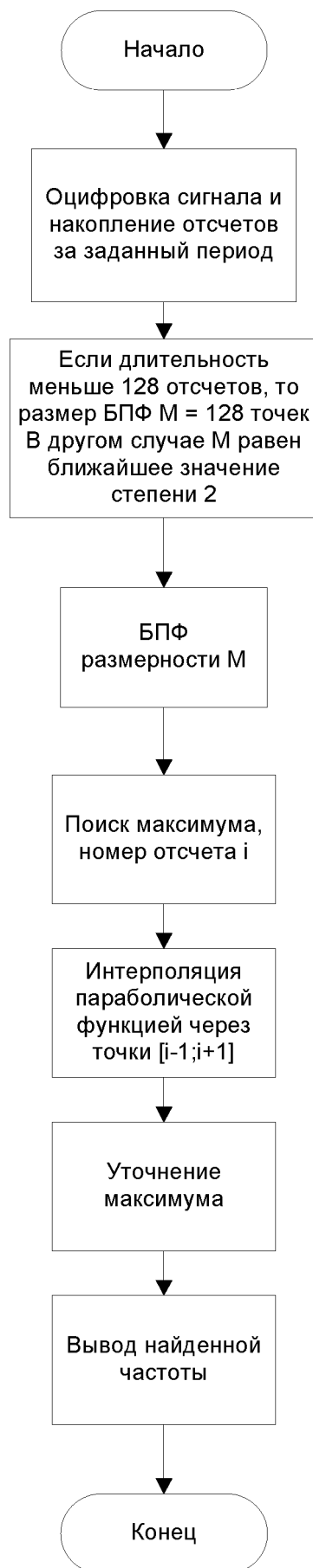


Рисунок 3.20 – Алгоритм оценки частоты несущего колебания

Оценка среднеквадратической ошибки производилась по следующему выражению:

$$\delta = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\hat{f}_i}{f} - 1 \right)^2} \frac{1}{n} \cdot 100\% \quad (3.4)$$

$\hat{f}$ - оцененная частота несущего колебания;

f - фактическая частоты несущего колебания;

n – количество измерений.

Для оценки статистических величин использовалась выборка, полученная в результате проведения 10000 измерений при различных временных реализациях шума. В ходе экспериментов оценивалось СКО ошибки, максимальная ошибка и среднее значение ошибки. На рисунках 3.21 – 3.22 показаны результаты машинного эксперимента для алгоритма №2 при длительности сигнала и длительности строба измерения 0,1 мкс.

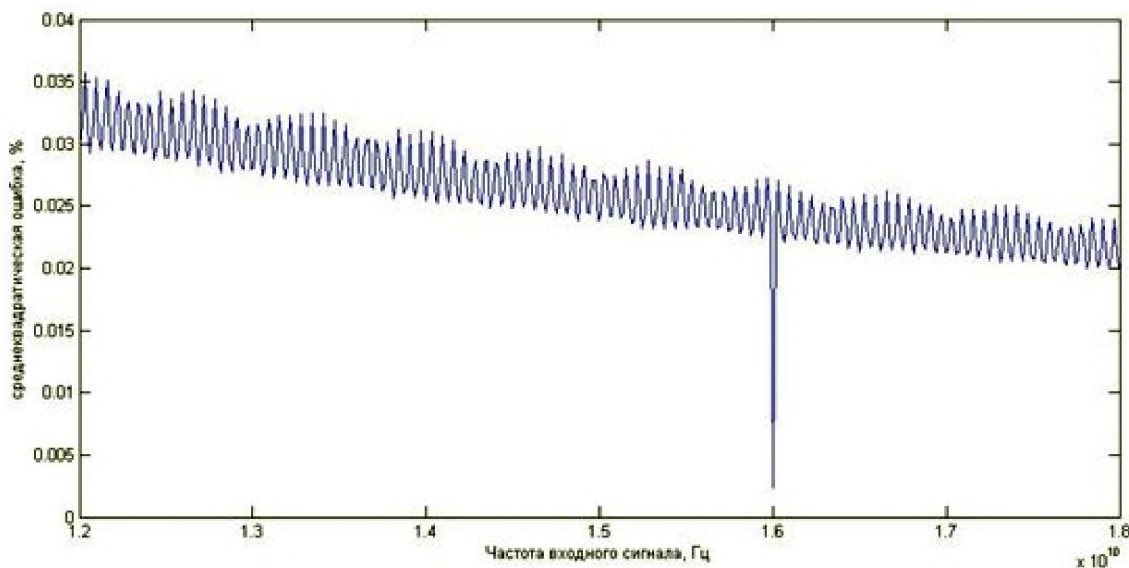


Рисунок 3.21 – Среднеквадратическое отклонение ошибки измерения несущей частоты входного колебания с помощью алгоритма №2

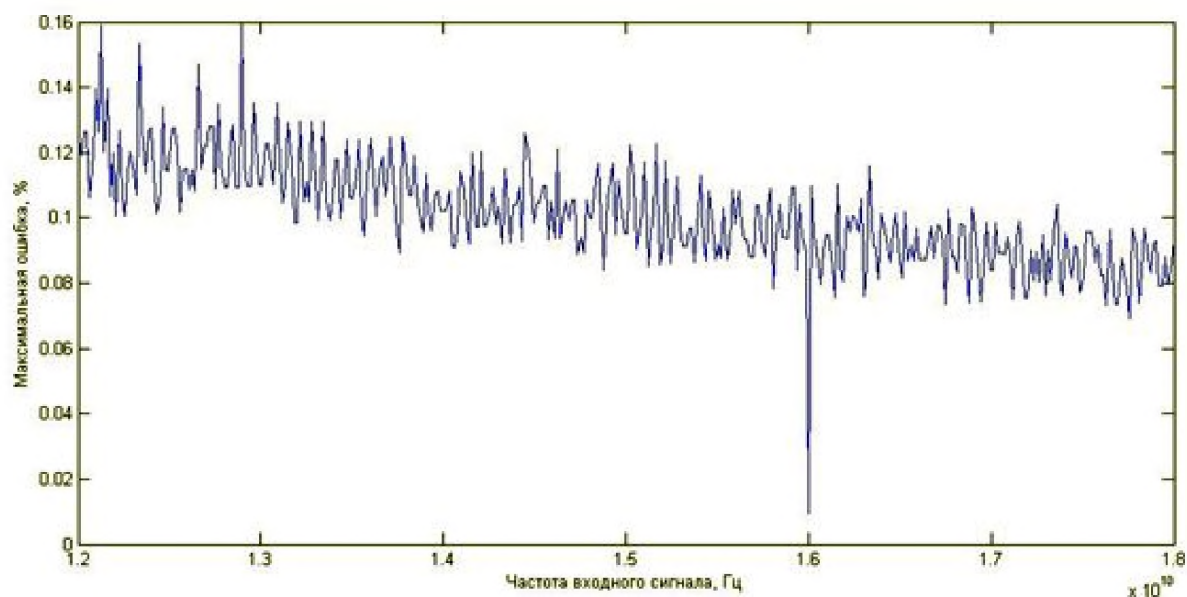


Рисунок 3.22 – Максимальная ошибка измерения частоты несущей входного колебания, алгоритм №2

Для алгоритма №1 представлены рисунки 3.23 и 3.24, на которых отображены среднеквадратическая и максимальная ошибки соответственно. Условия моделирования такие же, как и в предыдущем случае.

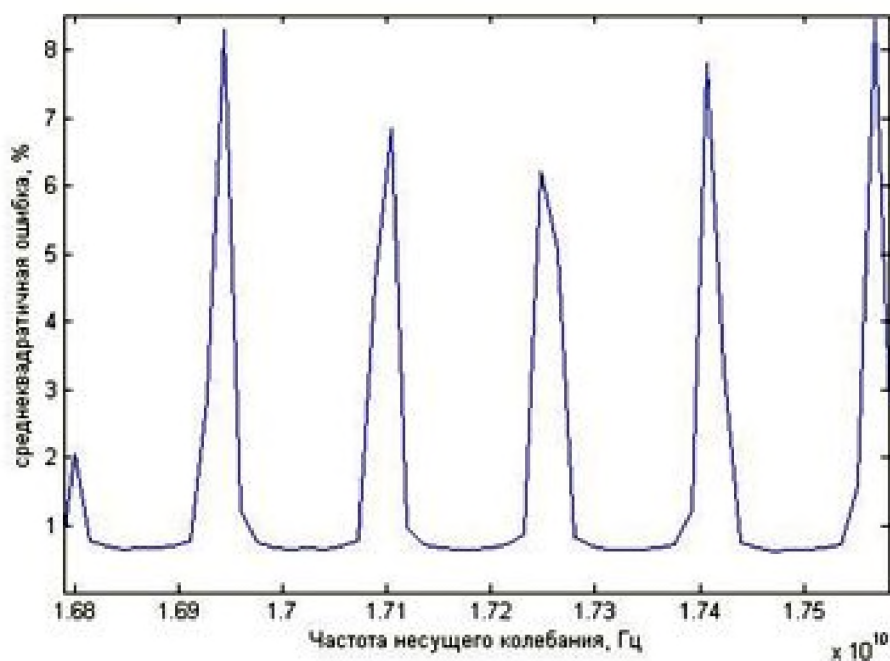


Рисунок 3.23 – Среднеквадратическая ошибка измерения частота входного колебания, алгоритм №1

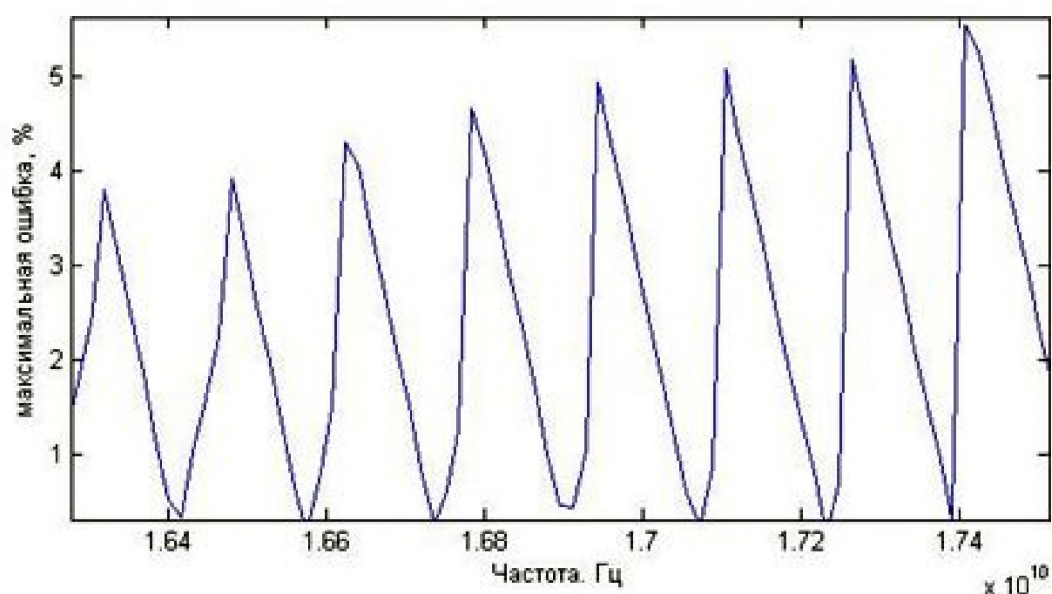


Рисунок 3.24 – Максимальная ошибка измерения частота входного колебания, алгоритм №1

В таблицах 3.2 и 3.3 приведены СКО и максимальная ошибки при различных вариантах длительности сигнала и строба измерения, частота несущей входного колебания 16800 МГц.

Таблица 3.2 – Ошибки измерения алгоритма №2

Длительность/ строб измерения, мкс	0,1/ 0,1	0,1/ 0,2	0,1/ 0,3	0,2/ 0,2	0,5/ 0,5	1/ 1
СКО, %	0,022	0,031	0,053	0,022	0,038	0,016
Максимальная ошибка, %	0,092	0,15	0,23	0,045	0,055	0,016

Таблица 3.3 – Ошибки измерения алгоритма №1

Длительность/ строб измерения, мкс	0,1/ 0,1	0,1/ 0,2	0,1/ 0,3	0,2/ 0,2	0,5/ 0,5	1/ 1
СКО, %	12,0	4,68	4,012	6,17	3,84	2,44
Максимальная ошибка, %	6,03	5,39	4,58	6,86	3,92	2,47

В таблице 3.4 приведены результаты моделирования для входной частоты сигнала 15840 МГц, алгоритм №2.

Таблица 3.4 – Ошибки измерения алгоритма №2, частота 15840

Длительность/ строб измерения, мкс	0,1/ 0,1	0,1/ 0,2	0,1/ 0,3	0,2/ 0,2	0,5/ 0,5	1/ 1
СКО, %	0,029	0,046	0,068	0,040	0,035	0,022
Максимальная ошибка, %	0,11	0,14	0,31	0,079	0,043	0,029

Точность алгоритма №2 можно повысить, используя БПФ размерностью 1024 при тех же длительностях сигнала, результаты приведены для частоты несущего колебания 15840 МГц.

Таблица 3.5 – Ошибки измерения алгоритма №2, частота 15840, М = 1024

Длительность/ строб измерения, мкс	0,1/ 0,1	0,1/ 0,2	0,1/ 0,3	0,2/ 0,2	0,5/ 0,5	1/ 1
СКО, %	0,026	0,070	0,094	0,0097	0,0029	0,0029
Максимальная ошибка, %	0,10	0,28	0,31	0,041	0,0095	0,0039

В таблице 3.6 представлены результаты исследования зависимости максимально допустимого ОСШ, при котором выполняется 0,06% СКО, при заданных длительностях сигнала для алгоритма №2.

Таблица 3.6 – Оценка минимального ОСШ при котором выполняются заданные требования для алгоритма №2

Длительность, мкс	0,1	0,2	0,5	1
ОСШ, дБ	0,5	-2	-8,8	-10,3
Максимальная ошибка, %	0,252	0,165	0,109	4,95

Произведем оценку максимального отклонения частоты опорного генератора. Считаем, что фазовый шум генератора мал на столько, что им можно пренебречь. Погрешность рассмотрим для алгоритма №2 при частоте несущего колебания 12000 МГц и минимальной размерности БПФ 128 отсчетов. В таблице 3.7 представлены максимальная отстройка частоты генератора при различных длительностях сигнала и строга измерения.

Таблица 3.7 – Ошибки измерения алгоритма №2, частота 12000 МГц

Длительность/ строб измерения, мкс	0,1/ 0,1	0,1/ 0,2	0,1/ 0,3	0,2/ 0,2	0,5/ 0,5	1/ 1
Отстройка частоты генератора, МГц	0,35	0,35	–	0,43	0,44	0,45

В таблице 3.8 приведены результаты моделирования оценки несущей частоты колебания за счет конечной разрядности АЦП на частоте 12000 МГц при длительности 0,1 мкс и длительности строга 0,1 мкс. Уменьшение

разрядности АЦП приводит к появлению постоянной составляющей после БПФ.

Таблица 3.8 – Ошибки измерения алгоритма №2 при различных эффективных разрядностях АЦП, частота 12000 МГц

Число бит	8	7	6	5	4
СКО, %	0,29	0,29	0,29	0,30	0,30
Максимальная ошибка, %	0,12	0,12	0,12	0,127	0,12

В таблице 3.9 рассмотрено влияние стационарной ошибки частоты тактирования АЦП на результаты измерения погрешности. Измерения производились при идеальном опорном генераторе и при отношении сигнал шум на входе АЦП 7 дБ, частота несущей входного сигнала 12 ГГц.

Таблица 3.9 – Ошибки измерения алгоритма №2 при длительности строка и сигнала 0,1 мкс

Ошибка тактирования АЦП, МГц	1	0,7	0,5	0,2	0
СКО, %	0,69	0,53	0,43	0,33	0,29
Максимальная ошибка, %	0,18	0,16	0,16	0,13	0,12

Так же проведено исследование для итерационного алгоритма, приведенного в [132]. Результаты оценки ошибки при идеальных задающих генераторах показаны на рисунках 3.25, 3.26. Описание итерационного алгоритма:

$$f_0 = \frac{k_{\max}}{N} f_s$$

Для $m = 0:2$

$$\begin{aligned} \alpha_m &= \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \exp \left(-j2\pi n \left(\frac{f_m}{f_s} - \frac{1}{2N} \right) \right) \\ \beta_m &= \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \exp \left(-j2\pi n \left(\frac{f_m}{f_s} + \frac{1}{2N} \right) \right) \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$\Delta f_m = \frac{1}{4N} \frac{|\beta_m|^2 - |\alpha_m|^2}{|\beta_m|^2 + |\alpha_m|^2} f_s$$

$$f_{m+1} = f_m + \Delta f_m$$

где f_m - оценка несущей частоты сигнала

f_s - частота дискретизации сигнала

$x[n]$ - комплексные отсчеты входного сигнала

N - количество отсчетов выборки

$k_{\max}$ - номер максимального по модулю отсчета сигнала после преобразования Фурье.

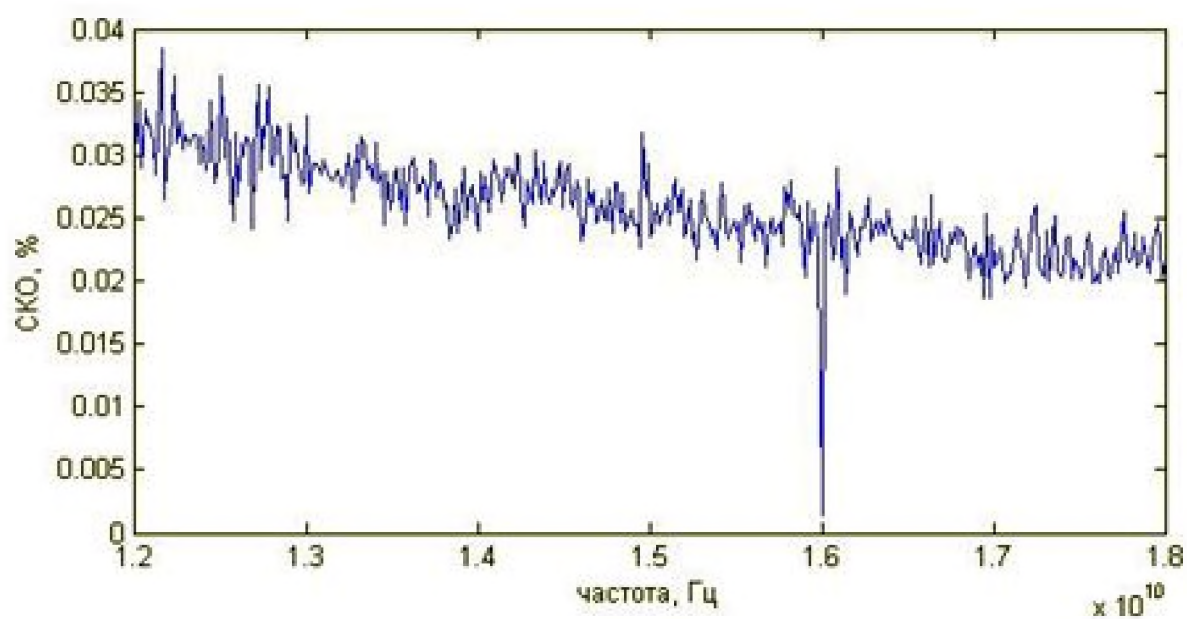


Рисунок 3.25 – СКО итерационного алгоритма

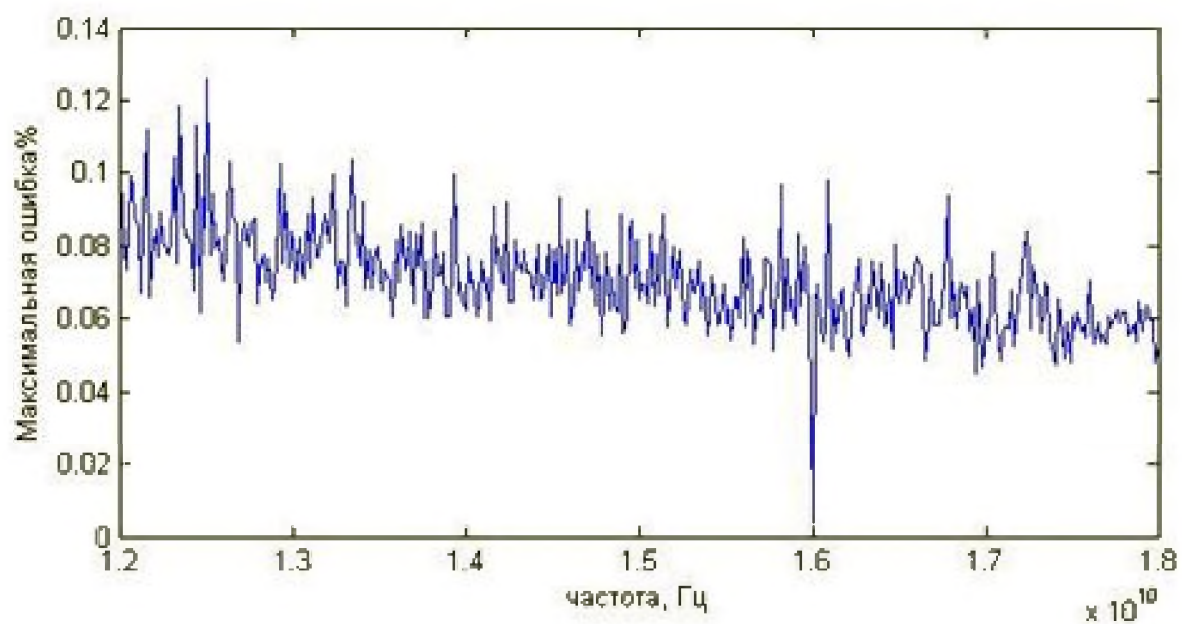


Рисунок 3.26 – Максимальная ошибка итерационного алгоритма

Использование предложенного алгоритма №2 обеспечивает приемлемую для большинства приложений среднеквадратическую ошибку измерения. Основными источниками погрешностей будут служить сам алгоритм, погрешность которого ограничивается ОСШ и длительностью сигнала, погрешностью установки частоты генераторов. При этом практически равное влияние имеют погрешности установки частоты как генератора для квадратурного детектора, так и генератора для тактирования АЦП.

3.5 Выводы по главе

1. Проведено исследование особенностей повышения точности оценки несущей частоты импульсных радиосигналов при измерении многоканальным методом. В результате проведенного экспериментального исследования многоканального приемника с межканальной обработкой было выяснено, что максимальная погрешность измерения несущей частоты в диапазоне 4 – 8 ГГц составляет 30 МГц, а среднеквадратическая с усреднением по диапазону частот 12 МГц при длительности импульса 100 нс и мощности сигнала минус 50 дБВт. Было достигнуто:

- снижение погрешности оценки несущей частоты по сравнению с предыдущей моделью;
- расширен динамический диапазон входных сигналов путем использования эффективного усилителя-ограничителя на входе приемника;
- уменьшены масса и габариты по сравнению с предыдущей моделью приемника.

2. Разработан алгоритм оценки несущей частоты импульсных радиосигналов на основе многоканального частотного дискриминатора

В результате исследования алгоритма были получены следующие результаты:

- Предложена аппроксимация амплитудно-частотных характеристик.

- Получены экспериментальные данные, позволяющие выбрать микросхемы для аналогово-цифрового преобразования и цифровой обработки сигналов на выходе частотного дискриминатора.

Построенный на основе рассмотренного частотного дискриминатора ПМИЧ имеет достаточно большой динамический диапазон, что дает ему преимущество в сложной помеховой обстановке и в отличие от фазовых и цифровых измерителей рассмотренный измеритель не нуждается в ограничителе по входу. Таким образом, применение разработанного алгоритма для построения измерителя частоты позволяет упростить структуру приемника и уменьшить массогабаритные показатели, при этом обеспечить среднеквадратическую ошибку (СКО) измерения частоты не более 0,66% от значения истинной частоты сигнала на частоте 12 ГГц.

3. Разработан алгоритм работы цифрового измерителя несущей частоты, основанный на быстром преобразовании Фурье с последующей интерполяцией. Предложена структура построения измерителя частоты, основанная на квадратурном преобразовании сигнала с переносом спектра на промежуточную частоту.

Проведено исследование цифровых измерителей несущей частоты на основе БПФ. Предложенный алгоритм обеспечивает СКО измерения частоты не более 0,06% от значения истинной частоты сигнала в диапазоне 12-18 ГГц, кроме случая, когда длительность 0,1 мкс и длительность строба 0,3 мкс при конечном ОСШ 7 дБ.

Основными источниками погрешностей, при практическом применении будут служить: погрешность алгоритма, зависящая от ОСШ и длительности сигнала, погрешность установки частоты генераторов. При этом практически равное влияние имеют погрешности установки частоты как генератора для квадратурного детектора, так и генератора для тактирования АЦП.

Результаты исследований, изложенные в главе, опубликованы в изданиях:

- рекомендованных ВАК, для публикации результатов диссертационных исследований [90].

Результаты исследований, изложенные в главе, апробированы на XXXV Всероссийской научно-практической конференции: «Научные дискуссии в области гуманитарных, естественнонаучных и технических аспектов современности». Ростов-на-Дону, 2022 г [212].

По результатам исследований, изложенных в главе были получены акты внедрения (приложение А).

4 МИНИАТЮРИЗАЦИЯ И ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ СВЧ УЗЛОВ ПРИЕМНИКОВ ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ НА СОВРЕМЕННОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЕ

4.1 Уточнение задачи исследования

При разработке современных радиотехнических систем немаловажное значение имеет выбор элементной базы. Современная промышленность выпускает элементную базу, которая позволяет улучшить характеристики аппаратуры для приема радиосигналов.

«Проблемы совершенствования технических характеристик современных радиоэлектронных средств военного и гражданского назначения в большинстве случаев связаны с проектированием и изготовлением СВЧ компонентов приемных модулей с требуемыми параметрами. Решение задач уменьшения их габаритов и массы, повышение надежности работы, помехоустойчивости, устойчивости к воздействию внешних дестабилизирующих факторов в значительной мере зависят от успехов в области создания новых более совершенных СВЧ компонентов. Поскольку в состав любых радиоэлектронных изделий СВЧ входят полосовые фильтры, коммутационные устройства, синтезаторы частот, смесители, умножители и многие другие устройства, улучшение их технических характеристик является существенным фактором, определяющим решение проблемы создания современных малогабаритных средств связи, РЛС, средств радиоконтроля, радиотехнической разведки, позиционирования и т.д.» [72]. Востребованным также является не только правильное использование современной элементной базы, но и её (дополнительное) исследование. Многие современные элементы узлов приемников, особенно в их высокочастотной части, недостаточно подробно описаны в документации производителя, а в некоторых случаях есть необходимость и возможность использовать элементы узлов в режимах, не указанных производителем. Цель исследования главы заключается в

дополнительном изучении отдельных СВЧ узлов для выработки рекомендаций по их применению, рассмотрению новых способов построения схем с применением устройств диапазона СВЧ, что позволит улучшить технические характеристики и обеспечить комплексную миниатюризацию приемников радиоимпульсов. Следует отметить, что проведенные исследования СВЧ узлов, описанные в этой главе, а также данное направление исследования в целом, могут быть полезны в такой актуальной на сегодняшний день области, как импортозамещение. Результаты исследований могут быть использованы для выработки рекомендаций по направлению развития производства СВЧ узлов, их миниатюризации, унификации для разных сфер применения, что позволит уменьшить номенклатуру ЭРЭ, необходимых для эффективного импортозамещения.

Обобщенные схемы приемников приведены на рисунках 4.1 и 4.2.

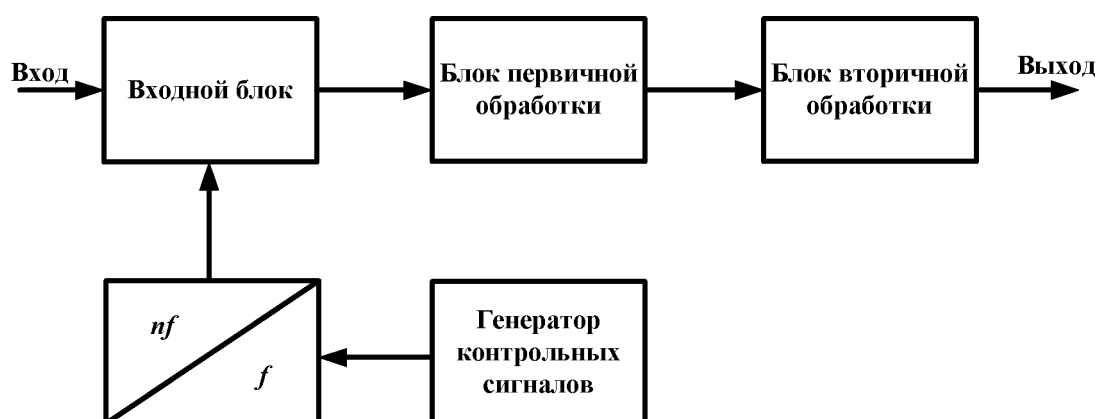


Рисунок 4.1 Обобщенная схема приемника прямого усиления

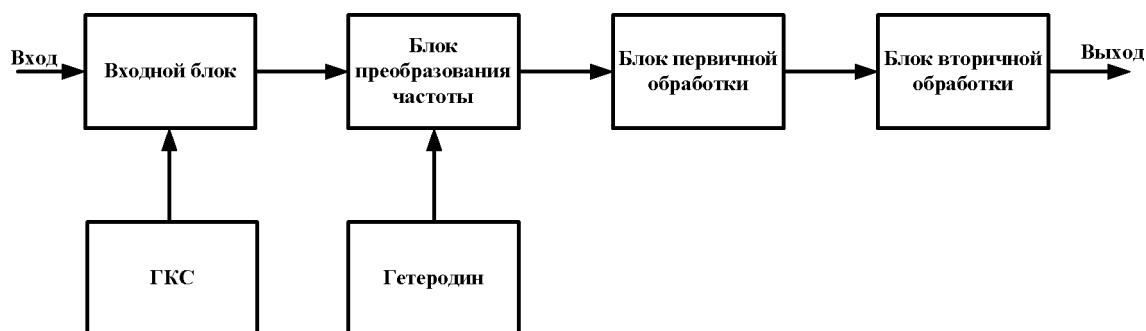


Рисунок 4.2 Обобщенная схема приемника с преобразованием частоты

На приведенных, на рисунках 4.1 и 4.2, схемах приемников изображено:

- «Входной блок» - блок, включающий в себя входные фильтры, малошумящие усилители, усилители-ограничители, направленные ответвители для сигналов контроля;

- «Блок преобразования частоты» (рисунок 4.2) – включает в себя смесители, фильтры и усилители промежуточной частоты, так же в этот блок может входить делитель частоты (рисунок 3.16), ниже будет проведено экспериментальное исследование смесителей и делителя частоты;

- «Блок ГКС» - является генератором контрольных сигналов, служащим для обеспечения режима контроля работоспособности приемника;

- «Гетеродин» (рисунок 4.2) - генератор, предназначенный для выработки опорной частоты. Важной составной частью гетеродина и ГКС является синтезатор частот, рассматриваемый ниже, а также гетеродин и ГКС могут быть построены на основе генератора или резонатора с последующим умножением частоты;

- «Блок первичной обработки» - в общем случае это блок, где производится предварительная обработка входного сигнала. Одними из важнейших узлов этого блока являются детекторы. Все приведенные во второй и третьей главах схемы приемников отображают именно этот узел приемника обнаружения (это рисунки 2.1, 2.4, 2.21, 2.22, 2.23, 3.1, 3.6). В современных приемниках часто этот блок заканчивается аналого-цифровым преобразователем;

- «Блок вторичной обработки» - в общем случае это чисто цифровое устройство для окончательной обработки принятого сигнала и выдачи полученных данных.

Ниже в этой главе будет проведено исследование некоторых СВЧ узлов приемных устройств, представляющих большой практический интерес, таких как детекторы, делители частоты, синтезаторы частот, смесители.

4.2 Исследование сверхширокополосного детектора СВЧ диапазона [96]

В настоящее время повышается актуальность проблемы разработки широкополосных высокочувствительных детекторных приемных устройств и приемных устройств прямого усиления.

Сегодня в России серийно производится большое количество детекторов СВЧ диапазона [133,134]. Исследованию детекторов СВЧ посвящены десятки книг, брошюр, диссертаций, сотни статей и патентов [136-141]. Однако ни один из существующих детекторов не удовлетворяет всем возможным требованиям. В измерительных задачах требуется малый КСВН. В задачах приема и обработки радиосигналов более важной характеристикой является чувствительность и/или динамический диапазон. Эти требования противоречивы. Поэтому поиск универсального детектора пока не привел к положительному результату.

В работе проведено исследование детектора, обладающего совокупностью компромиссных параметров.

К детектору предъявляются следующие требования:

- входное сопротивление 50 Ом;
- сопротивление нагрузки 1-10 кОм;
- полярность выходного сигнала – положительная;
- тангенциальная чувствительность не хуже минус 70 дБВт;
- диапазон рабочих частот 0,1-18 ГГц;
- КСВН в диапазоне рабочих частот не более 4÷6;
- Неравномерность коэффициента передачи в диапазоне рабочих частот не более ± 3 дБ;
- Ток смещения в пределах минус (50÷100) мкА;
- Крутизна детекторной характеристики не менее 1 мВ/мкВт до частоты 12 ГГц; в диапазоне частот 12-18 ГГц крутизна не менее 0,5 мВ/мкВт;
- Максимальная допустимая входная мощность 50 мВт;

- Вход детектора должен иметь присоединительные размеры по типу IX ГОСТ13317- 89, вилка;
- Выход детектора должен иметь присоединительные размеры по типу IX ГОСТ13317- 89, гнездо.

Детектор представляет собой подложку из поликора размером 6х4,8х0,5 мм, на которой методом тонкопленочной технологии нанесен резистивный слой и проводящий рисунок. Топология печатной платы показана на рисунке 4.3, а принципиальная схема детектора – на рисунке 4.4. На рисунке 4.5 показано изображение реального детектора, выполненного по данному методу.

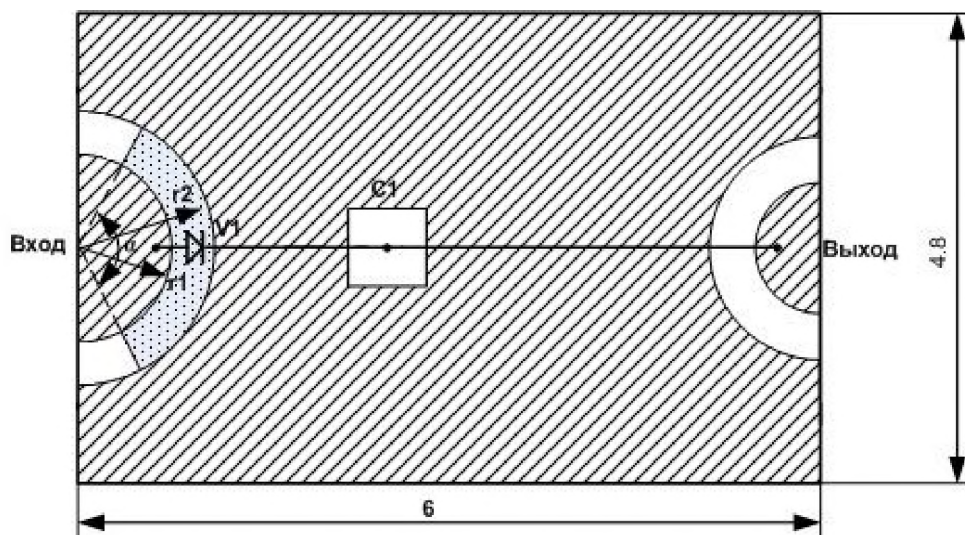


Рисунок 4.3 – Топология детектора СВЧ

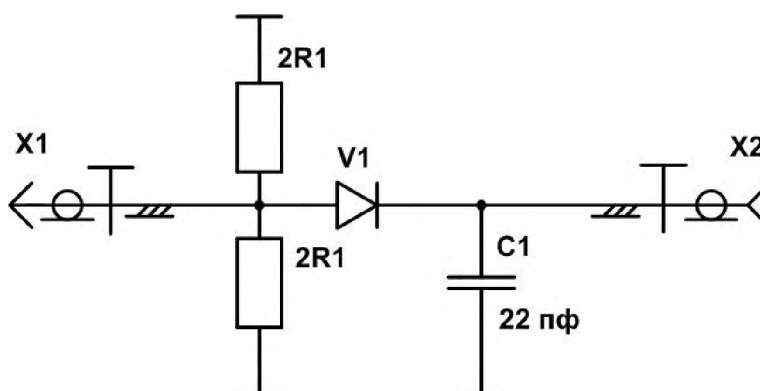


Рисунок 4.4 – Принципиальная схема детектора СВЧ



Рисунок 4.5 – Фото детектора

Как видно из рисунка 4.3, согласующий резистор выполнен виде сектора. Сопротивление такого резистора можно рассчитать следующим образом :

$$R = \int_{r_1}^{r_2} \left(\frac{R_s * 180}{\pi * r * \alpha} \right) dr = \left(\frac{R_s * 180}{\pi * \alpha} \right) \int_{r_1}^{r_2} \frac{dr}{r} = \left(\frac{R_s * 180}{\pi * \alpha} \right) * \ln \left(\frac{r_2}{r_1} \right). \quad (4.1)$$

где r_1 – радиус внутренней окружности, мм;

r_2 – радиус внешней окружности, мм;

R_s – поверхностное сопротивление, Ом/□;

α – угол сектора.

Полученный результат входит в противоречие с известными справочниками [142, 145], а в [146] решалась другая задача – там вычислено сопротивление между радиусами, а не дугами. В известной авторам литературе не удалось найти выражение, в точности соответствующее формуле (4.1). Для малых значений $\left(\frac{r_2 - r_1}{r_1} \right)$ выражение (4.1) можно упростить, разложив логарифм в ряд и удерживая только первый член ряда. Известно, что

$$\ln(1 \pm x) = \pm x - \frac{x^2}{2} \pm \frac{x^3}{3} - \frac{x^4}{4} \dots \approx x;$$

$$\ln \left(\frac{r_2}{r_1} \right) = \ln \left(\frac{r_1 + \Delta r}{r_1} \right) = \ln \left(1 + \frac{\Delta r}{r_1} \right);$$

Тогда

$$R = \left(\frac{R_s * 180}{\pi * \alpha} \right) * \ln \left(\frac{r_2}{r_1} \right) \approx \left(\frac{R_s * 180}{\pi * \alpha} \right) * \frac{\Delta r}{r_1}.$$

Такое упрощение формулы (4.1) даёт погрешность не более первого отбрасываемого члена разложения в ряд.

Чаще всего в микроэлектронике СВЧ используется поверхностное сопротивление от 50 до 200 Ом/□.

Пусть $r_1 = 3$ мм;

$r_2 = 3,9$ мм;

$R_s = 100$ Ом/□;

$\alpha = 15^\circ$.

Тогда при указанных исходных данных по формуле (4.1) получаем :

$$R = 100 * 15 * 3,14 / \left(180 * \ln \left(\frac{3,9}{3} \right) \right) = 99,7 \text{ Ом}$$

Точность изготовления этого резистора не очень критична и может находиться в пределах $\pm 10\%$.

Испытания детектора проводились на установке, структурная схема которой приведена на рисунке 4.6. В качестве источника радиосигнала с импульсной модуляцией использован генератор СВЧ типа E8267D фирмы Agilent Technologies. В качестве индикатора выходного сигнала использован цифровой осциллограф типа TPS – 2012 фирмы Tektronix .

В качестве видеоусилителя использовался линейный усилитель с усилением 30 дБ и полосой 6 МГц.

Следует подчеркнуть важность минимальной длины кабеля между выходом детектора и входом видеоусилителя. Этот кабель работает на несогласованную нагрузку, имеет ёмкостной характер и может значительно снижать чувствительность для коротких импульсов. Обычно длина этого кабеля не превышает 200 мм. Еще лучше, когда кабель отсутствует, а детектор и видеоусилитель соединены непосредственно.

Для работы в диапазоне частот 8-12 ГГц достаточно использовать кремниевый смесительный диод 2A125A-3 [143]. Для работы в диапазоне частот 18 ГГц необходимо использовать кремниевый смесительный диод 2A131A-3 [143]. Конструкции диодов и печатной платы позволяют устанавливать оба типа диодов.

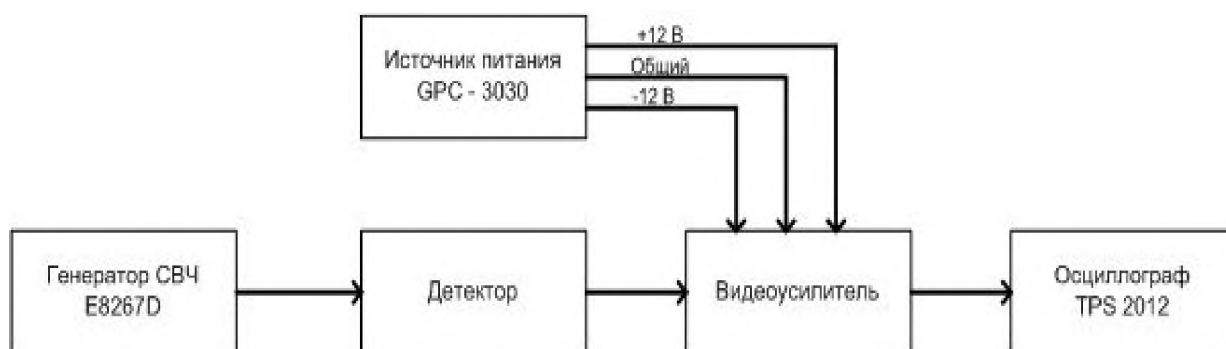


Рисунок 4.6 – Структурная схема измерительной установки

Из кривой на рисунке 4.7 видно, что неравномерность выходного напряжения не превышает 4,6 дБ.

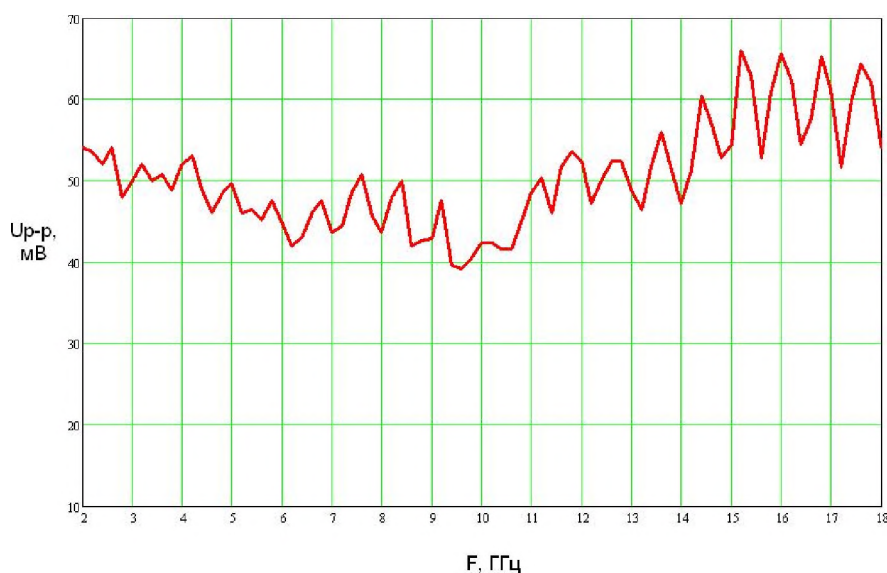


Рисунок 4.7 – Частотная зависимость выходного напряжения вместе с видеоусилителем (при $P_{вх} = 1$ мкВт)

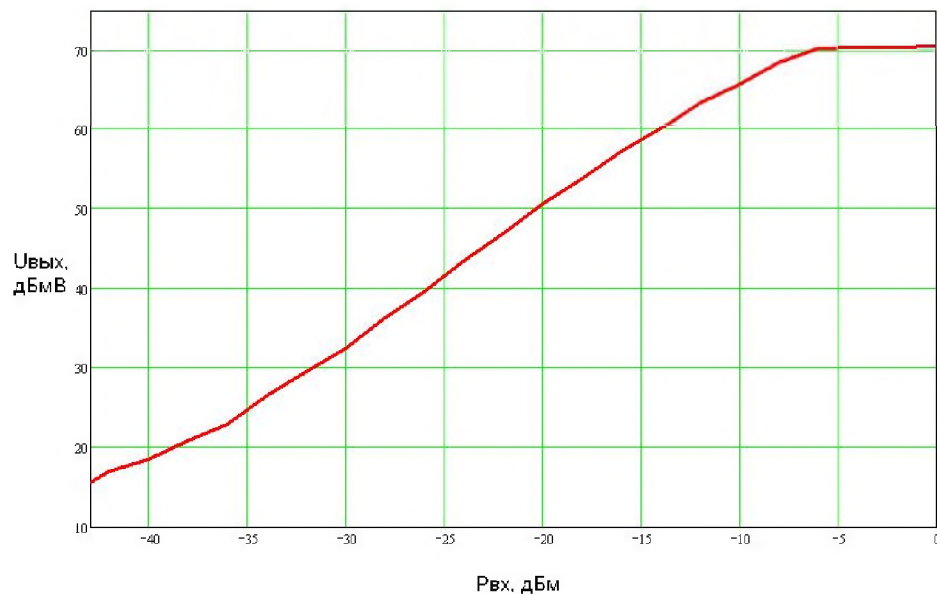


Рисунок 4.8 – Амплитудная характеристика детектора + ВУ при $f_c=10\text{ГГц}$.

Из кривой на рисунке 4.8 видно, что :

- Ход кривой заметно отличается от квадратичного характера;
- Тангенциальная чувствительность составляет минус 43 дБм, или минус 73 дБВт (при полосе ВУ 6 МГц);
- При $P_{вх} = -7\text{дБм}$ видеоусилитель входит в ограничение;
- Динамический диапазон входных сигналов, в котором $U_{вых}$ монотонно зависит от $P_{вх}$, составляет 36 дБ.
- Динамический диапазон выходных сигналов при этом составляет 54 дБ. Для идеального квадратичного детектора он должен быть 72 дБ.

Стоит отметить, что сейчас промышленностью выпускается большое количество детекторов СВЧ различного назначения, которые также можно применять при разработке приемников обнаружения. Ниже приводится обзор некоторых серийных детекторов СВЧ отечественных и зарубежных производителей для диапазона 0.1-220 ГГц [73, 94, 95]. В России производством детекторов СВЧ занимаются АО НПП “Исток”, АО “Микран”, НИИПИ “Кварц”, АО “Салют”, АО “Контакт”, НИИПП и ряд

других предприятий. За рубежом еще больше фирм производят детекторы СВЧ. Перечислим только некоторые из них: “Agilent” (Avago), ВНИИРИП (Вильнюс), МНИПИ (Минск), Elisra (Израиль), Skyworks (США), Linwave Technology, Anritsu, Linear Technology, Teledyne Microwave Solution. Обзор логарифмических детекторов проведен, например, в работе [148].

Серию детекторных СВЧ модулей миллиметрового диапазона волн производит НИИ полупроводниковых приборов, г.Томск [149].

Низкобарьерные широкополосные детекторы ННИПИ “КВАРЦ” [145]

Применяются в качестве датчиков мощности и для специальных целей. Используются в системе автоматической регулировки мощности в генераторах сигналов и синтезаторах частот, в приемных устройствах для выделения низкочастотной огибающей высокочастотного сигнала, в панорамных и импульсных измерениях.

Эти детекторы имеют высокую чувствительность и работают без смещения. Детекторы предприятия “Салют” (Нижний Новгород) приведены в [144]. Детекторы МНИПИ (Минск) описаны в [150]. Технические параметры детекторов НПФ “Микран” приведены в [151].

Следует также упомянуть детекторы фирмы Linwave Technology [155]

Детекторы СВЧ в корпусах QFN рассчитаны на рабочие частоты 1-18 ГГц, имеют неравномерность характеристики ± 1 дБ; чувствительность 800 мВ/мВт (входная мощность-20 дБм) и максимальную непрерывную входную мощность 20 дБм. Детекторы мощности с коаксиальными соединителями рассчитаны на частоты 18-42 ГГц. Динамический диапазон равен -40...+15 дБм; минимальный детектируемый сигнал составляет -40дБм; максимальная неравномерность характеристики ± 3 дБм; предельная мощность 20дБм в непрерывном режиме и 26 дБм в импульсном.

Также следует отметить детекторы компании АЭРОФЛЕКС [94].

Проведённый обзор серийных детекторов СВЧ выявил следующие тенденции их развития:

- расширение диапазона рабочих частот микрополосковой конструкции до 50 ГГц;
- расширение диапазона частот волноводной конструкции до 220 ГГц;
- расширение динамического диапазона за счет использования нескольких диодов;
- улучшение согласования детекторов по входу;
- температурная компенсация в широком диапазоне температур;
- миниатюризация массы и габаритов вплоть до изготовления монолитных интегральных схем.

Некоторые фирмы изготавливают детектирующие устройства с двумя функциями:

- антенны-детекторы;
- детекторы проходящей мощности на основе направленного ответвителя;
- детекторы-модуляторы;
- ограничители-детекторы;
- детекторы-видеоусилители;
- аттенюаторы-детекторы.

Результаты проведенных исследований могут найти применение в качестве справочной информации при проектировании малогабаритных детекторов приемников СВЧ. Для сравнения исследованного детектора изображенного на рисунке 4.5 приведем фотографии детекторов изображенных на рисунках 4.9 и 4.10. На представленных фото показаны детекторы различных производителей со сходными параметрами. Детектор на рисунке 4.5 имеет некоторое преимущество по размерам перед детектором от НПО «Контакт» г. Саратов (рисунок 4.9), и явное преимущество перед детекторами показанными на рисунке 4.10 (исследованный детектор второй сверху на фото).

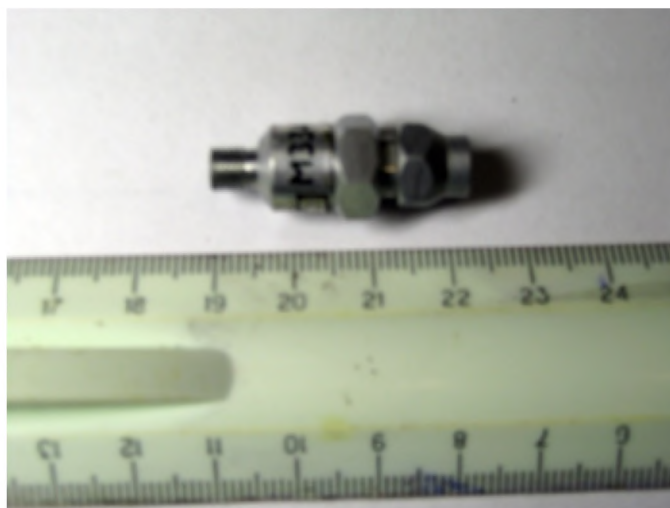


Рисунок 4.9 – Детектор разработки НПО «Контакт» г. Саратов

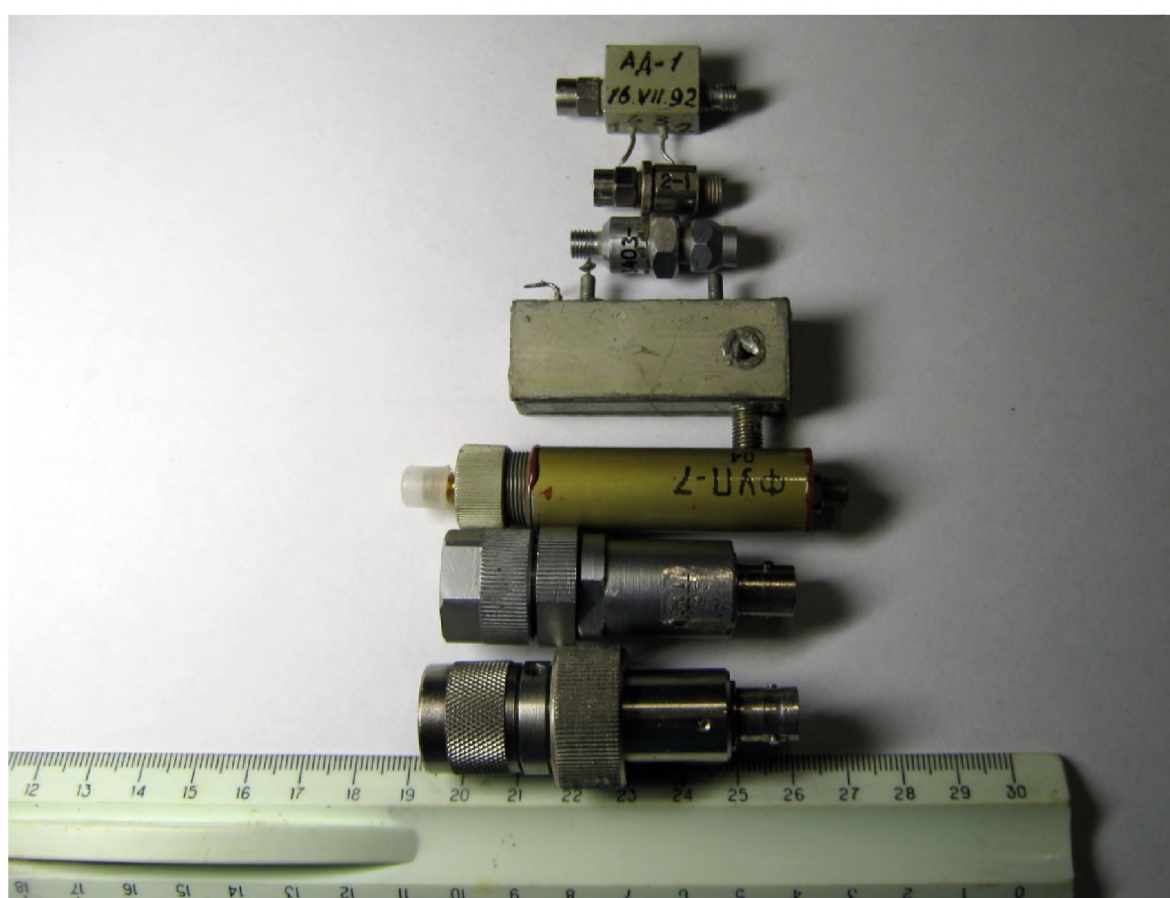


Рисунок. 4.10 – Фото группы детекторов

4.3 Исследование делителей частоты для цифровых измерителей частоты [93]

Делители частоты нашли широкое применение в цифровых синтезаторах частоты [157], в аппаратуре для измерения несущей частоты [158], и формирования радиосигналов [159-161].

Объектом исследования в данном параграфе является делитель частоты, к которому предъявляются следующие требования:

- диапазон рабочих частот 8-18 ГГц;
- коэффициент деления 32;
- волновое сопротивление входа и выхода 50 Ом;
- питание + 5 В.

Целью исследования является измерение уровня подавления побочных спектральных составляющих на выходе делителя частоты, выявление его достоинств и недостатков данного делителя. Также в работе исследовано наличие помеховых сигналов на выходе делителя при отсутствии сигнала на входе.

Особенность схемы данного делителя заключается в том, что парафазный выход первой микросхемы нагружен на парафазный вход второй микросхемы. Используются микросхемы делителя на 4 типа HMC493LP3 (HMC493LP3/493LP3E SMT GaAs HBT MMIC Divide-by-4, DC-18 GHz, v.04.0507) и делителя на 8 HMC494LP3 (HMC494LP3/494LP3E SMT GaAs HBT MMIC Divide-by-8, DC-18 GHz, v.05.1211), конденсаторы типа K10-17в и резисторы P1-12. Функциональная схема делителя частоты показана на рисунке 4.11.

Макет делителя частоты размещен на печатной плате из материала ФАФ-4Д ($\epsilon=2,7$) толщиной 0,27 мм и размером 24x48 мм. Для включения в измерительную установку макет имеет два соединителя типа SMA, гнездо [162]. Все радиоэлементы размещены с одной стороны печатной платы. Для получения механической прочности макета тонкая плата из ФАФ-4Д приклеена клеем ВК9 на плату из стеклотекстолита толщиной 1 мм.

Эксперимент проводился на установке, структурная схема которой показана на рисунке 4.12.

В качестве источника сигнала использован генератор стандартных сигналов фирмы Agilent Technologies типа E8257D. В качестве индикатора выходной мощности и частоты использован анализатор спектра фирмы

Agilent Technologies типа N9020A. Источником питания служил прибор GPD72303S. Форму выходного сигнала можно было наблюдать с помощью широкополосного осциллографа типа DS09254A.

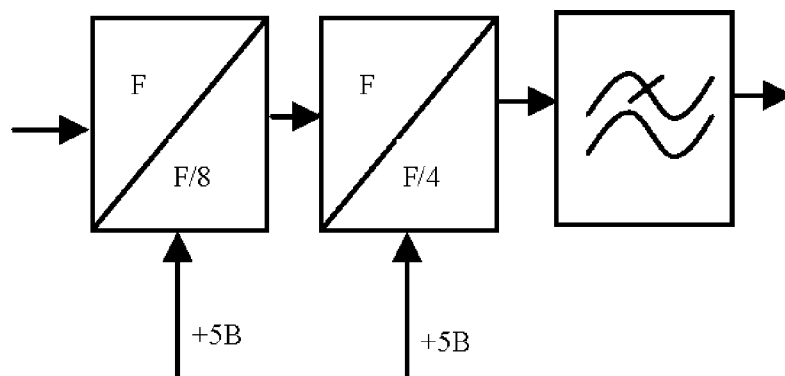


Рисунок 4.11 Схема исследуемого устройства



Рисунок 4.12 Структурная схема измерительной установки

На рисунке 4.13 приведен спектр сигнала на выходе делителя частоты с ФНЧ при частоте входного сигнала 18 ГГц.

На рисунке 4.14 показан спектр сигнала на выходе делителя частоты с ФНЧ при частоте входного сигнала 8 ГГц.

На рисунке 4.15 можно видеть спектр сигнала на выходе делителя частоты без ФНЧ при частоте входного сигнала 8 ГГц.

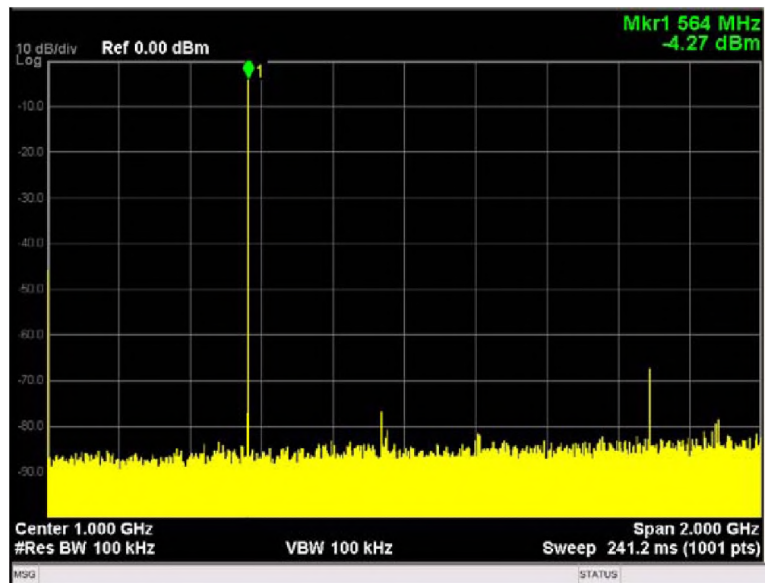


Рисунок 4.13 Спектр сигнала на выходе делителя частоты с ФНЧ при частоте входного сигнала 18 ГГц

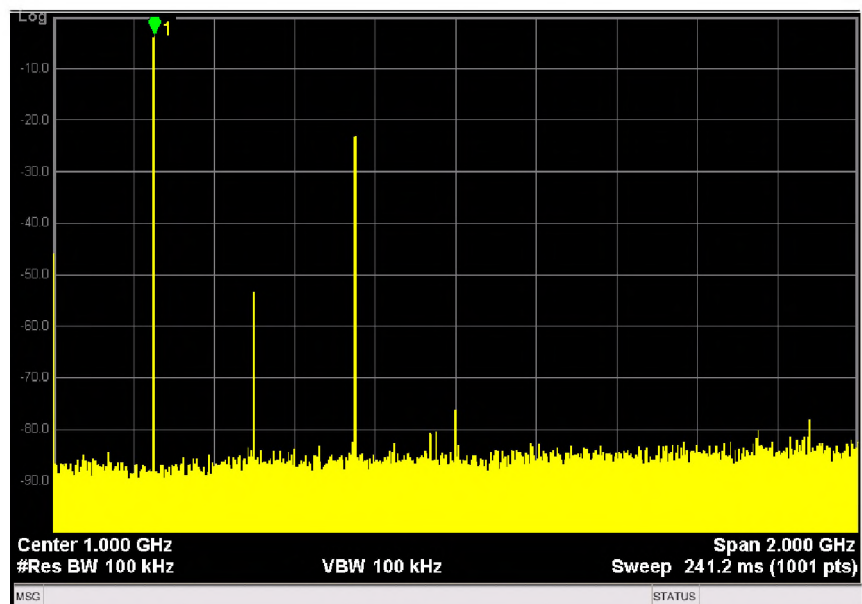


Рисунок 4.14 Спектр сигнала на выходе делителя частоты с ФНЧ при частоте входного сигнала 8 ГГц

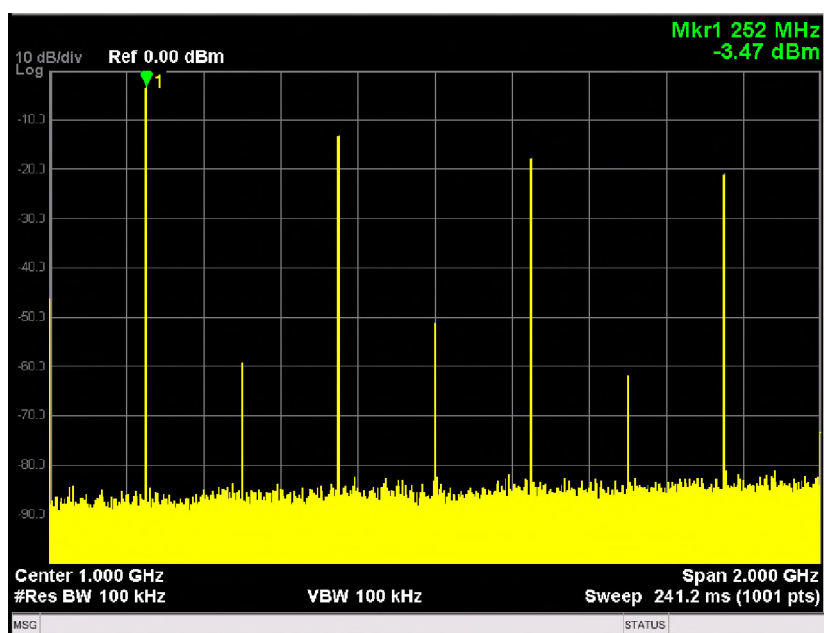


Рисунок 4.15 Спектр сигнала на выходе делителя частоты без ФНЧ при частоте входного сигнала 8 ГГц

Таблица 4.1 - Оценка влияния фильтра нижних частот на уровень гармоник при частоте входного сигнала 8 ГГц и $P_{вх}=1$ мВт.

Наименование параметра, размерность	Без ФНЧ	С ФНЧ
Уровень 1-й гармоники полезного сигнала, дБм ($f=250$ МГц)	-3,47	-3,75
Уровень 2-й гармоники полезного сигнала, дБм ($f=500$ МГц)	-59	-54
Уровень 3-й гармоники полезного сигнала, дБм ($f=750$ МГц)	-13	-24
Уровень 4-й гармоники полезного сигнала, дБм ($f=1000$ МГц)	-51	-76
Уровень 5-й гармоники полезного сигнала, дБм ($f=1250$ МГц)	-18	<-80
Уровень 6-й гармоники полезного сигнала, дБм ($f=1500$ МГц)	-62	<-80
Уровень 7-й гармоники полезного сигнала, дБм ($f=1\ 750$ МГц)	-21	<-80

В связи с таким выводом опишем подробнее фильтр нижних частот.

Макет ФНЧ размещен на печатной плате из стеклотекстолита размером 30x35x1,5 мм с соединителями типа SMA [162]. Фото макета показано на рисунке 4.16. АЧХ ФНЧ было получено с помощью измерителя комплексных

коэффициентов передачи типа “Обзор 103”. АЧХ ФНЧ показано на рисунке 4.17.

Из рисунка 4.17 видно, что фильтр имеет потери 3 дБ на частоте 655 МГц, потери 40 дБ на частоте 1125 МГц и потери 50 дБ на частоте 1200 МГц.



Рисунок 4.16 Макет фильтра нижних частот SALF-580

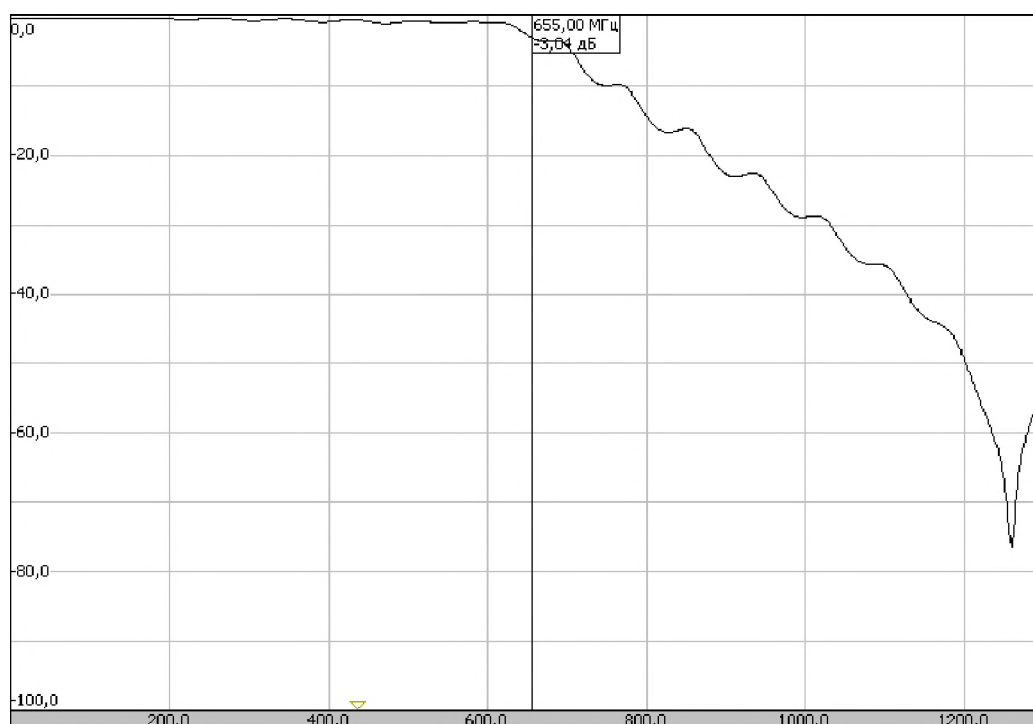


Рисунок 4.17 АЧХ ФНЧ в полосе 0,3-1300 МГц

На основе микросхем делителей частоты, описанных в данном параграфе, разработан делитель частоты на 32 с квадратурными выходами, работающий в диапазоне 850-18000 МГц (рисунок 4.18). Данный делитель

был применен при разработке цифрового измерителя частоты, описанного в третьей главе.

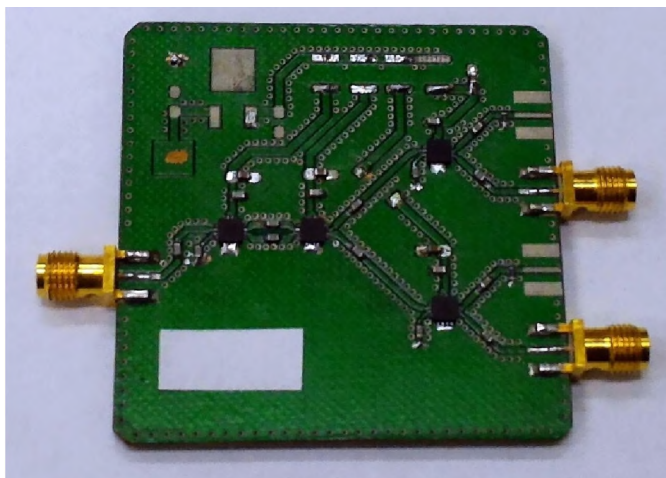


Рисунок 4.18 Делитель частоты на 32 с квадратурными выходами

4.4 Исследование синтезатора частот [147]

Гетеродин широкодиапазонного приемника является его важнейшей составной частью. Часто гетеродин-синтезатор частот оказывается сложнейшей составной частью приемника. В последние годы фирма Analog Devices создала микросхему синтезатора частот ADF4350, которая работает в диапазоне частот 137,5-4400 МГц с перекрытием в 32 раза по частоте, при этом имеет встроенный ГУН. Такая микросхема позволяет создавать широкодиапазонные приемники с существенно большим перекрытием по частоте, чем раньше, поэтому исследование синтезатора частот на основе БИС ADF4350 является актуальным [164-167].

Было проведено экспериментальное исследование основных характеристик синтезатора частоты на основе БИС ADF4350.

Объектом исследования являлась пробная плата фирмы Analog Devices. В ходе исследования были представлены результаты экспериментального исследования синтезатора частот ADF4350EB1Z, работающего в диапазоне от 137 до 4400 МГц. Были получены следующие результаты:

- дана оценка паразитных продуктов в спектре выходного сигнала;

- получен вид спектра выходного сигнала, демонстрирующего малую ширину спектральной линии;
- погрешность установки частоты, измеренная на двух экземплярах синтезатора, не превышает 1 кГц;
- проведено измерение выбега частоты за 13 минут после включения;
- показано, что выбег частоты составляет не более 200 Гц;
- перечислены достоинства исследованной модели синтезатора частот по сравнению с другими: широкий диапазон частот, низкая стоимость, дружелюбный интерфейс.

Полученные результаты могут быть использованы при проектировании приемо-передающей аппаратуры связи, приемников для радиоконтроля, передатчиков для подавления линий связи, измерительной аппаратуры, в том числе измерительных генераторов, анализаторов спектра, анализаторов цепей классов XI, P2 и P4. Проведенное исследование расширяет представление о линейке синтезаторов частот фирмы Analog Devices, демонстрирует высокую динамику роста электрических и других параметров продукции этой фирмы.

На рисунке 4.19 показано фото синтезатора частот ADF4350EB1Z.

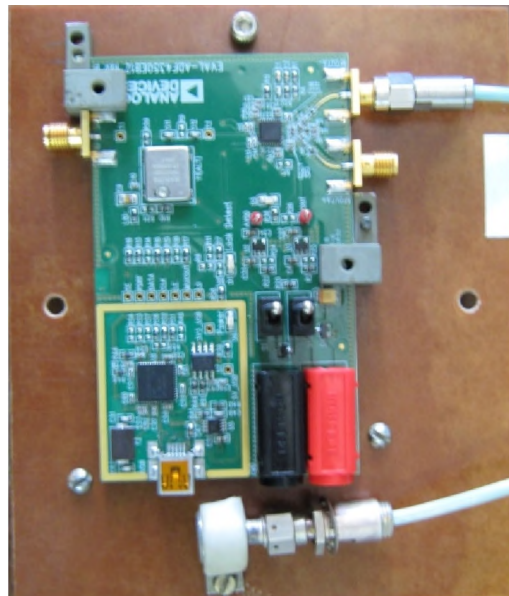


Рисунок 4.19 Плата синтезатора ADF4350EB1Z

Эксперимент проводился на установке, структурная схема которой изображена на рисунке 4.20. Питание синтезатора осуществлялось по

интерфейсу USB. В качестве индикатора выходного сигнала использован анализатор спектра типа 8564EC фирмы Agilent Technology.



Рисунок 4.20 – Структурная схема измерительной установки

Управление синтезатором частоты производится от компьютера с помощью специального программного обеспечения, поставляемого фирмой Analog Devices вместе с платой синтезатора. В данном случае была установлена частота 1 ГГц и мощность 3,7 дБм.

В ходе эксперимента проводилось фотографирование спектра сигнала при различных полосах обзора. Результаты фотографирования представлены на рисунках 4.21 - 4.27.

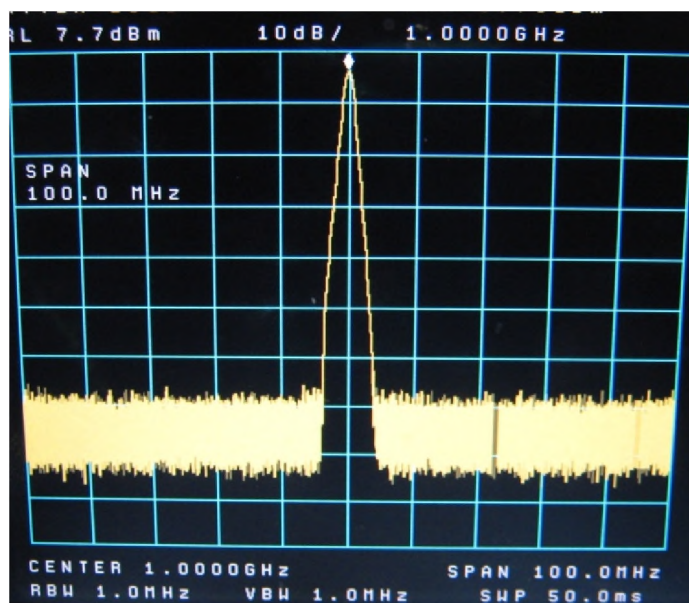


Рисунок 4.21 – Спектр сигнала при полосе обзора 100 МГц

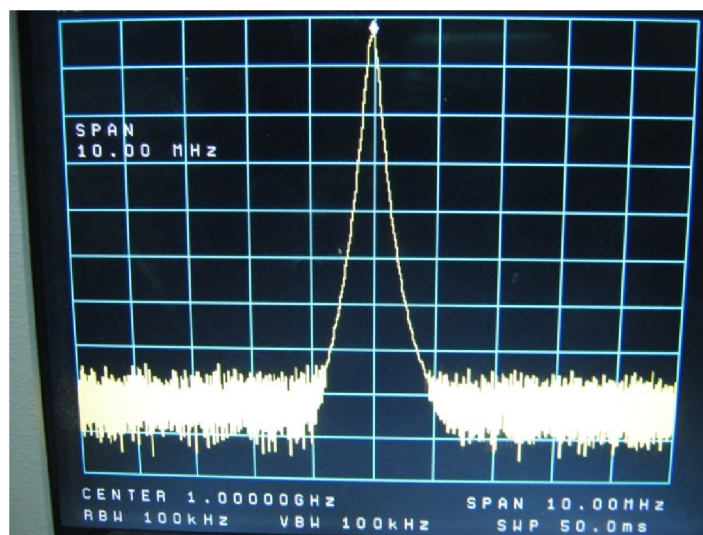


Рисунок 4.22 – Спектр сигнала при полосе обзора 10 МГц

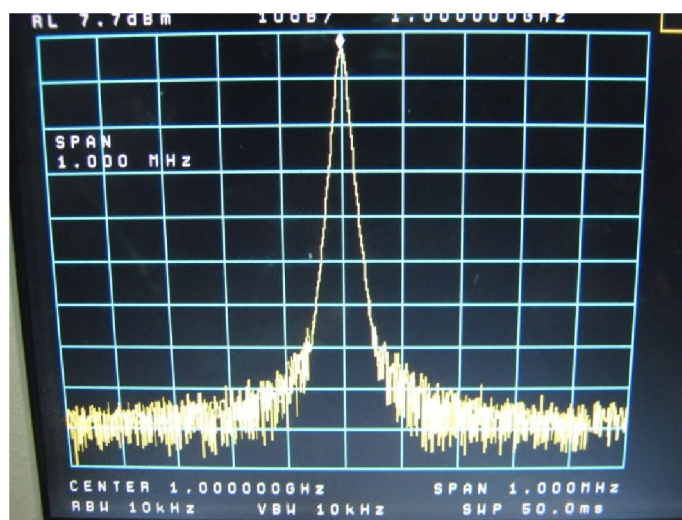


Рисунок 4.23 – Спектр сигнала при полосе обзора 1 МГц

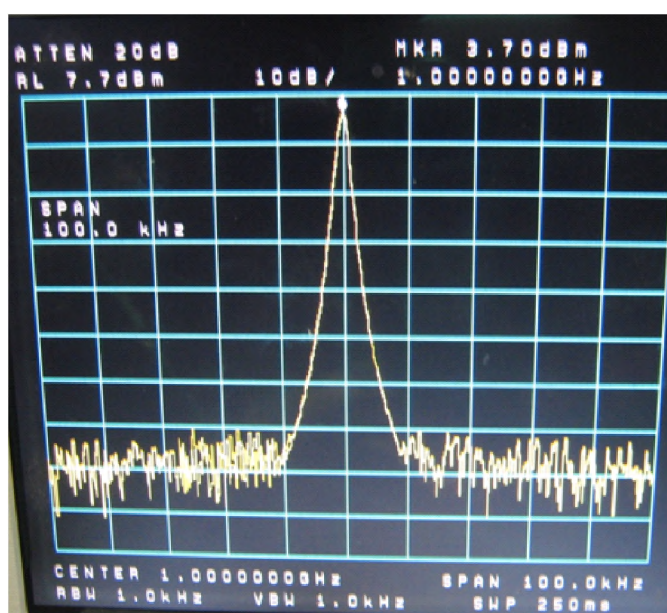


Рисунок 4.24 - Спектр сигнала при полосе обзора 100 кГц

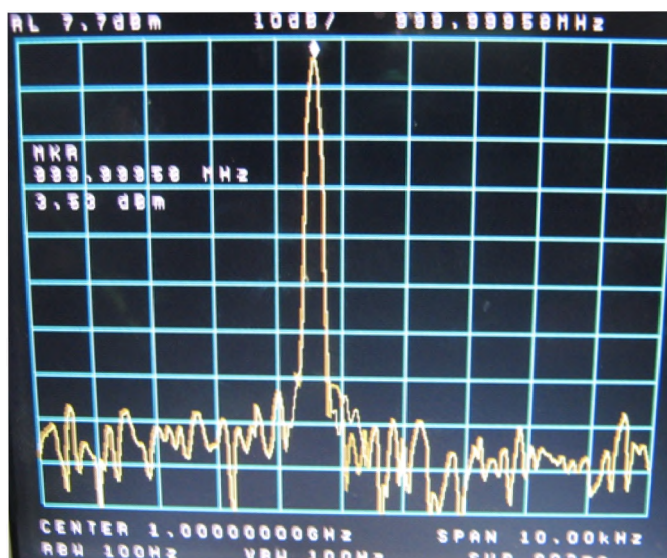


Рисунок 4.25 - Спектр сигнала при полосе обзора 10 кГц



Рисунок 4.26 - Спектр сигнала при полосе обзора 1 кГц

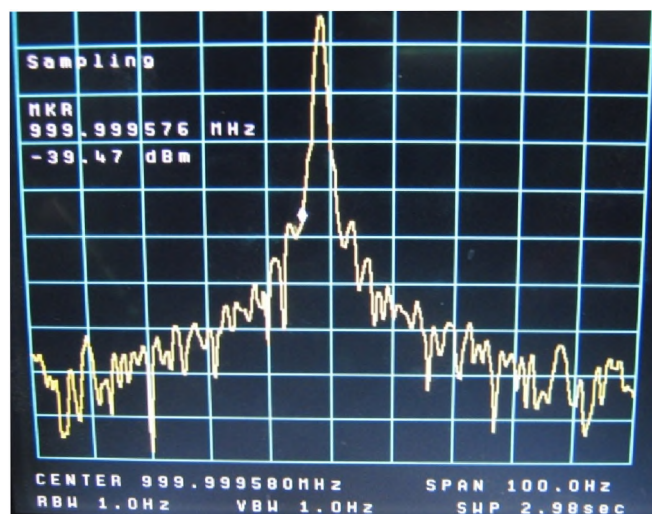


Рисунок 4.27 – Спектр сигнала при полосе обзора 100 Гц

Во втором эксперименте проводилось измерение погрешности установки частоты на двух экземплярах синтезаторов (СЧ1 и СЧ2). Результаты занесены в таблицу 4.2, из которой видно, что СЧ1 имеет погрешность установки частоты 311 Гц, а СЧ2 – 911 Гц.

Таблица 4.2. Результаты измерений точности установки частоты

СЧ2		СЧ1	
Задано, МГц	Измерено, МГц	Задано, МГц	Измерено, МГц
970	970,000261	1215	1215,000911
990	990,000256	1200	1200,000904
1010	1010,000268	1180	1180,000890
1030	1030,000273	1160	1160,000873
1110	1110,000287	1140	1140,000851
1130	1130,000290	1100	1100,000818
1150	1130,000305	1020	1020,000746
1170	1170,000316	1000	1000,000736
1190	1190,000317	980	980,000726
1210	1210,000311	960	960,000706

В третьем эксперименте проводилось измерение выбега частоты СЧ1. Результаты занесены в таблицу 4.3 и на рисунок 4.28, из которого видно, что выбег частоты за 13 минут после включения составляет не более 200 Гц.

Таблица 4.3. Результаты измерения выбега частоты

Время, час - мин	Частота, МГц
16^{47}	1215,000815
16^{48}	1215,000860
16^{49}	1215,000893
16^{50}	1215,000911
16^{51}	1215,000941
16^{52}	1215,000959
16^{53}	1215,000971

16^{54}	1215,000981
16^{55}	1215,000985
16^{56}	1215,000989
16^{57}	1215,000996
16^{58}	1215,000987
16^{59}	1215,000977
17^{00}	1215,000966

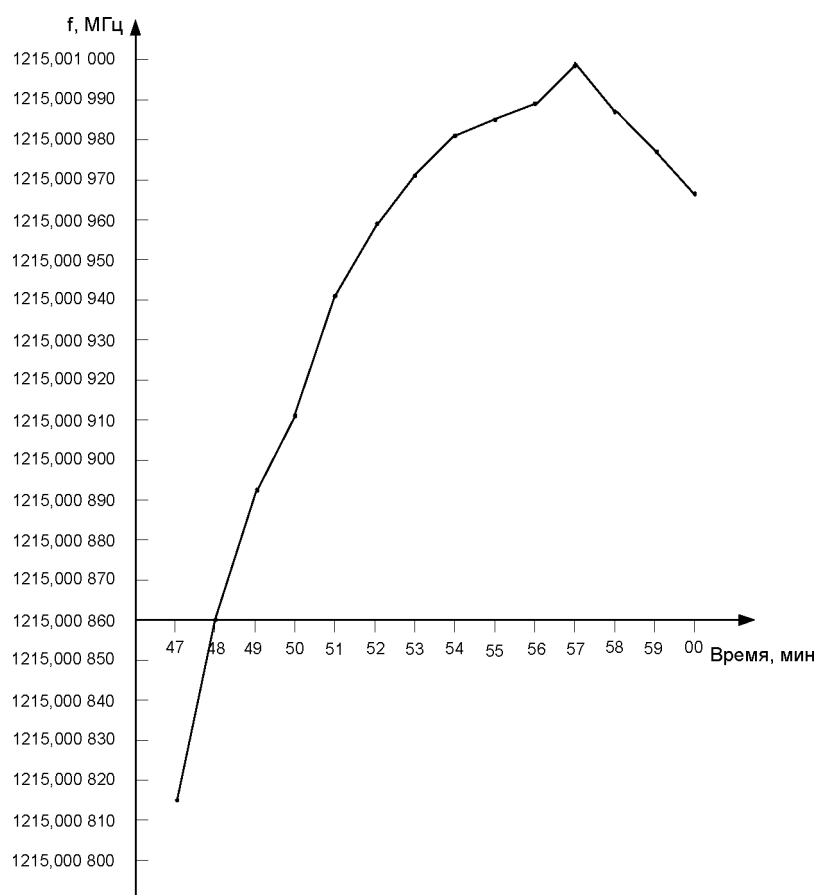


Рисунок 4.28 – Выбег частоты синтезатора за 13 минут

Исследованный синтезатор может успешно применяться при разработке таких узлов приемника радиоимпульсов как гетеродин и генератор контрольных сигналов.

4.5 Экспериментальное исследование смесителей СВЧ диапазона

Смеситель является одним из важнейших узлов радиоприемного устройства. Часто именно смеситель определяет частотный и динамический диапазон приемника, а в ряде случаев и его чувствительность.

По смесителям имеется большое количество книг, еще больше статей, изобретений, диссертаций, однако в связи с повышением требований к смесителям, появлением новой элементной базы, их исследование является актуальным [172, 176].

Исследование динамического диапазона смесителя по комбинационным составляющим на основе микросхемы ADE42MH [98]

К смесителю предъявляются следующие требования:

- диапазон рабочих частот от 0,5 до 3 ГГц;
- динамический диапазон по комбинационным составляющим не менее 40 дБ;
- коэффициент передачи не менее минус 10-12 дБ;
- волновое сопротивление входов и выходов 50 Ом.

Целью исследования является измерение динамического диапазона смесителя по комбинационным составляющим.

В ходе работы было проведено экспериментальное исследование смесителя на микросхеме ADE42MH при входных сигналах 0,5-1 ГГц и 2,5-3 ГГц. Промежуточная частота при этом располагалась в диапазоне частот 1,5-2 ГГц. Исследования показали, что динамический диапазон по комбинационным составляющим достигает величины не менее 40-45 дБ. Анализ работы смесителя рассматривался для двух фиксированных частот гетеродина, а именно 2,5 и 4,5 ГГц. Результаты исследования могут быть полезны при проектировании широкополосных конверторов в дециметровом диапазоне волн.

Количественные результаты для наглядности подтверждаются семью фотографиями спектра комбинационных частот на выходе смесителя. Проведенное исследование расширяет представление о линейке смесителей фирмы Mini Circuits и может быть полезна для радиоинженеров при проектировании приемо-передающей аппаратуры, а также при учебном проектировании в высших учебных заведениях соответствующего профиля. Исследованный смеситель позволил создать двухканальный конвертор с

высокими электрическими параметрами. Ранее эта задача решалась только путем двойного преобразования частоты по схеме инфрадина. Смеситель с большим динамическим диапазоном по комбинационным составляющим позволил существенно упростить и удешевить конвертор. Только гетеродин сантиметрового диапазона с диэлектрическим резонатором стоит около 100 тыс. руб (на момент проведения исследования 2016 год).

При проектировании двухканального конвертора понадобился смеситель с динамическим диапазоном по комбинационным составляющим не менее 40 дБ. Такие конверторы могут использоваться в приемных устройствах совместно с АОИПС [169, 200]. Упрощенная схема конвертора показана на рисунке 4.29.

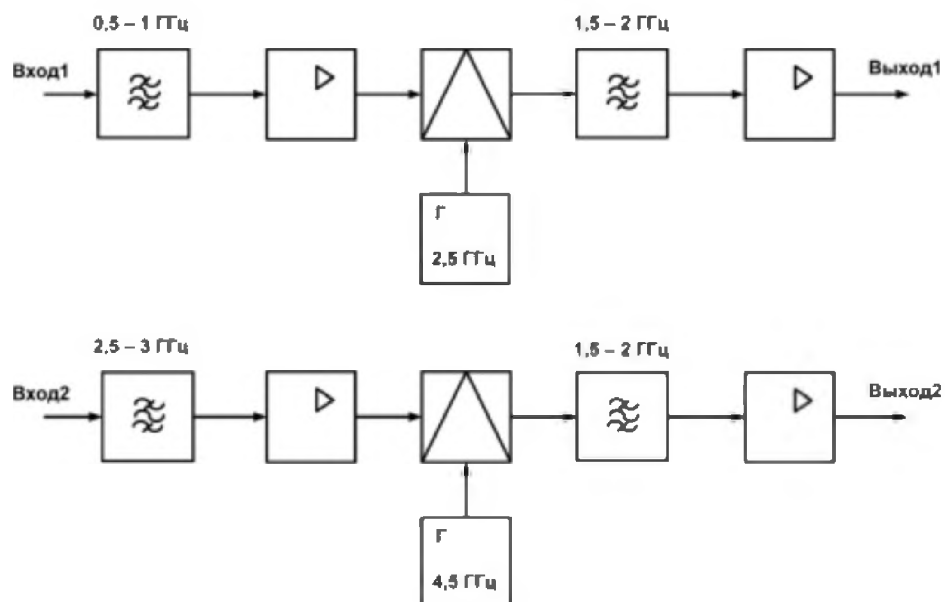


Рисунок 4.29 Упрощенная функциональная схема конвертора

При выборе технического решения оказались полезными обзорные работы по смесителям [171-176]. Объектом исследования является смеситель на микросхеме ADE42MH [177], фото которого приведено на рисунке 4.30. Эксперимент проводился на измерительной установке, структурная схема которой приведена на рисунке 4.31.

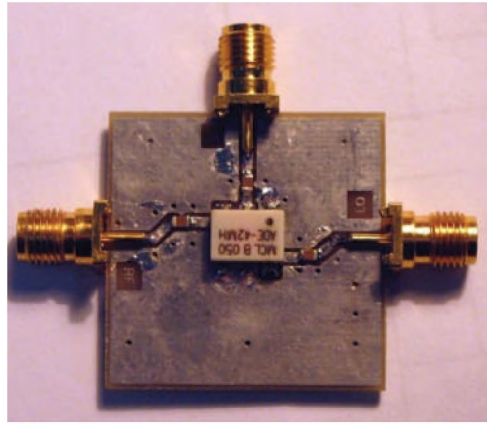


Рисунок 4.30 Фото смесителя

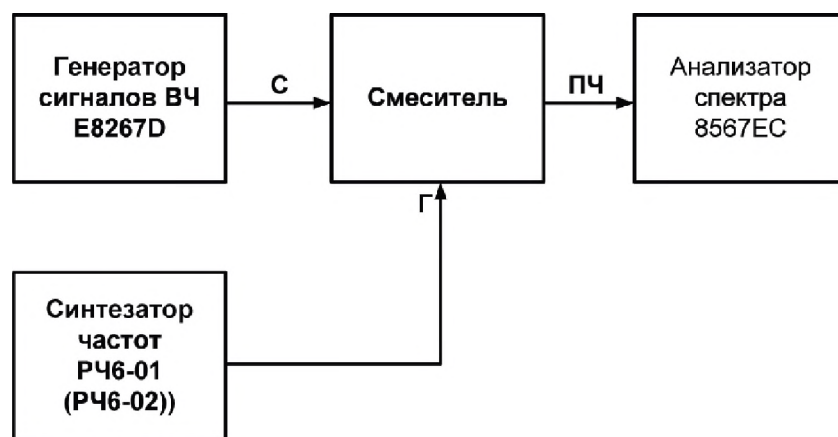


Рисунок 4.31 Структурная схема измерительной установки

В первом эксперименте спектр комбинационных частот измерялся при $P_c = -10$ дБм, $f_c = 0,9$ ГГц, $P_z = 10$ дБм, $f_z = 2,5$ ГГц. Фото спектра выходного сигнала показано на рисунке 4.32.

Во втором эксперименте спектр комбинационных частот измерялся при $P_c = -10$ дБм, $f_c = 0,5$ ГГц, $P_z = 10$ дБм, $f_z = 2,5$ ГГц. Фото спектра выходного сигнала приведено на рисунке 4.33.

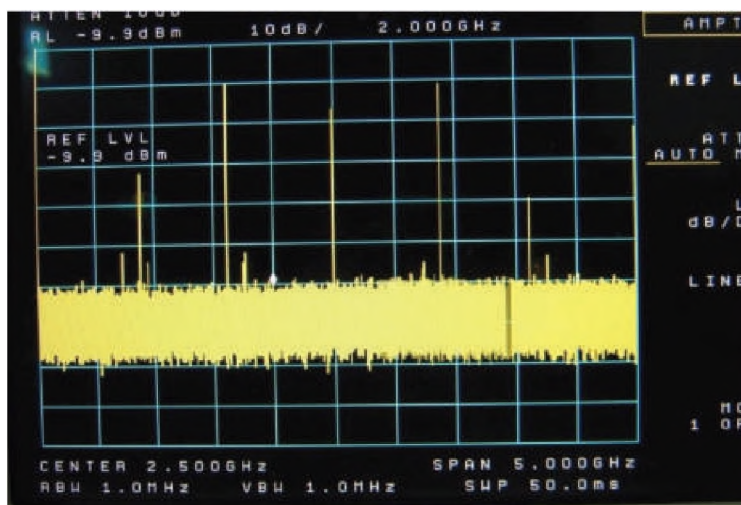
В третьем эксперименте спектр комбинационных частот измерялся при $P_c = -10$ дБм, $f_c = 0,75$ ГГц, $P_z = 10$ дБм, $f_z = 2,5$ ГГц. Фото спектра выходного сигнала можно видеть на рисунке 4.34.

В четвертом эксперименте спектр комбинационных частот измерялся при $P_c = -10$ дБм, $f_c = 1$ ГГц, $P_z = 10$ дБм, $f_z = 2,5$ ГГц. Рисунок 4.35 иллюстрирует спектр выходного сигнала.

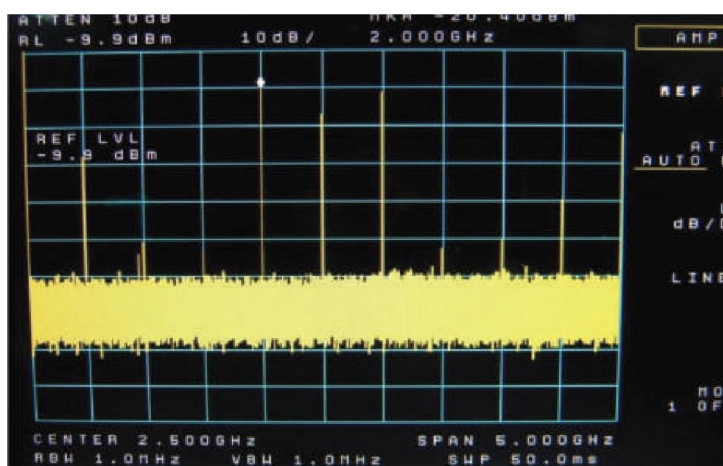
В пятом эксперименте наблюдался спектр комбинационных частот при $P_c = -10$ дБм, $f_c = 2,5$ ГГц, $P_z = 10$ дБм, $f_z = 4,5$ ГГц, который показан на рисунке 4.36.

В шестом эксперименте спектр комбинационных частот измерялся при $P_c = -10$ дБм, $f_c = 2,75$ ГГц, $P_z = 10$ дБм, $f_z = 4,5$ ГГц, который можно видеть на рисунке 4.37.

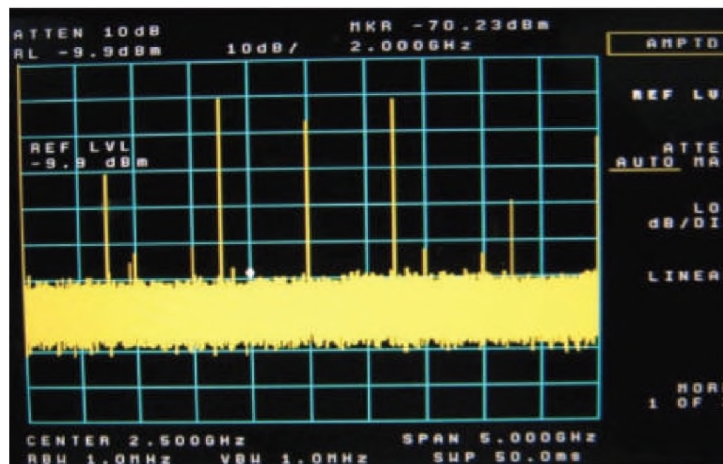
В седьмом эксперименте спектр комбинационных частот изучался при $P_c = -10$ дБм, $f_c = 3$ ГГц, $P_z = 10$ дБм, $f_z = 4,5$ ГГц. Рисунок 4.38 отображает этот спектр.



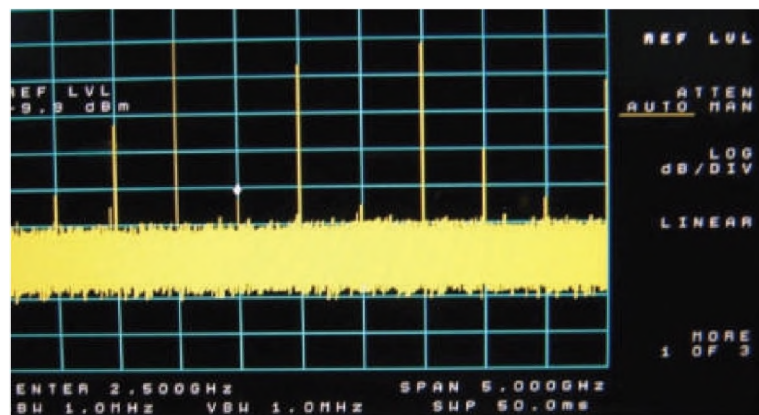
4.32 Спектр сигналов на выходе смесителя при $P_c = -10$ дБм, $f_c = 0,9$ ГГц, $P_z = 10$ дБм, $f_z = 2,5$ ГГц



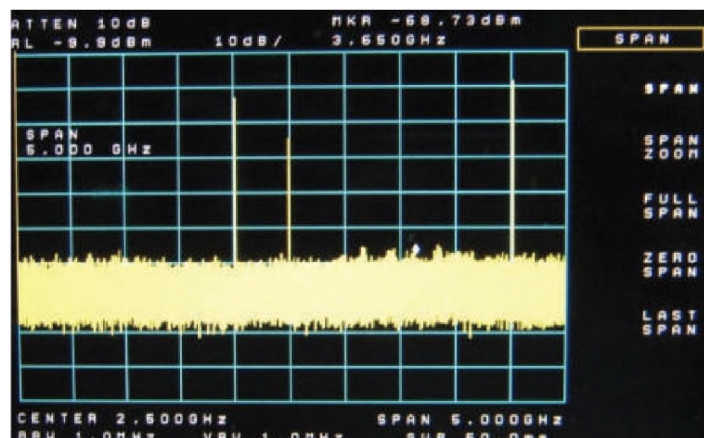
4.33 Спектр сигналов на выходе смесителя при $P_c = -10$ дБм, $f_c = 0,5$ ГГц, $P_z = 10$ дБм, $f_z = 2,5$ ГГц



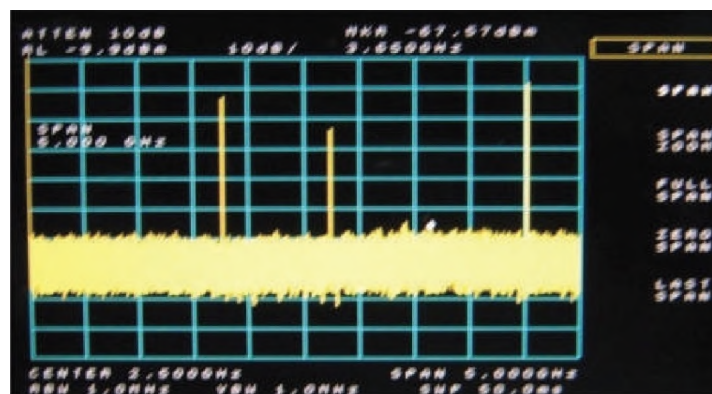
4.34 Спектр сигналов на выходе смесителя при $P_c = -10$ дБм, $f_c = 0,75$ ГГц, $P_z = 10$ дБм, $f_z = 2,5$ ГГц



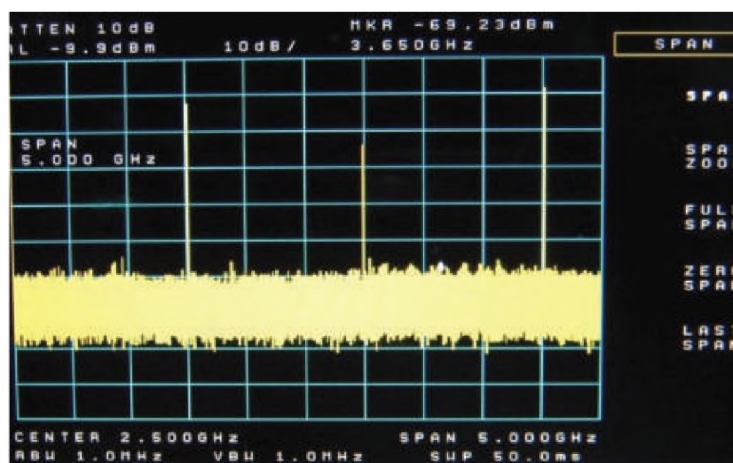
4.35 Спектр сигналов на выходе смесителя при $P_c = -10$ дБм, $f_c = 1$ ГГц, $P_z = 10$ дБм, $f_z = 2,5$ ГГц



4.36 Спектр сигналов на выходе смесителя при $P_c = -10$ дБм, $f_c = 2,5$ ГГц, $P_z = 10$ дБм, $f_z = 4,5$ ГГц



4.37 Спектр сигналов на выходе смесителя при $P_c = -10$ дБм, $f_c = 2,75$ ГГц, $P_z = 10$ дБм, $f_z = 4,5$ ГГц



4.38 Спектр сигналов на выходе смесителя при $P_c = -10$ дБм, $f_c = 3$ ГГц, $P_z = 10$ дБм, $f_z = 4,5$ ГГц

Рисунки 4.32-4.38 позволяют сформулировать количественно подавление комбинационных частот в полосе промежуточных частот 1,5-2,0 ГГц. Результаты измерений отражены в таблице 4.4.

Таблица 4.4. Результаты испытаний смесителя

№	f_c , ГГц	P_c , дБм	f_z , ГГц	P_z , дБм	f_{nc} , ГГц	Динамический диапазон, дБ	Гетеродин	Номер рисунка
1	0,9	-10	2,5	10	1,6	>40	РЧ6-01	4.26
2	0,5	-10	2,5	10	2	>45	РЧ6-01	4.27
3	0,75	-10	2,5	10	1,75	>45	РЧ6-01	4.28
4	1	-10	2,5	10	1,5	>40	РЧ6-01	4.29
5	2,5	-10	4,5	10	2	>45	РЧ6-02	4.30
6	2,75	-10	4,5	10	1,75	>45	РЧ6-02	4.31
7	3	-10	4,5	10	1,5	>40	РЧ6-02	4.32

Экспериментальное исследование смесителя на микросхеме LTC5553 [97]

Было проведено экспериментальное исследование смесителя на микросхеме LTC5553. В ходе работы были проведены следующие исследования:

- измерены потери преобразования в диапазоне входных частот 4-18 ГГц при преобразовании «вниз», а также потери преобразования в диапазоне выходных частот 4-18 ГГц при преобразовании «вверх». Они не превышают 13,3 дБ при преобразовании «вниз», и 16,3 дБ при преобразовании «вверх».

- снята амплитудная характеристика смесителя, из которой видно, что она линейна для входных сигналов от минус 70 дБм до +10 дБм. Развязка между портами LO-IF составляет величину порядка 24 дБ, а между портами LO-RF 33 дБ. Спектр комбинационных частот на выходе смесителя не содержит паразитных продуктов преобразования выше минус 60 дБ по отношению к полезному сигналу в полосе 500 МГц. Смеситель LTC5553 рекомендуется использовать в приемо-передающей аппаратуре связи, радиолокации, радионавигации, радиоуправления и радиоэлектронной борьбы. Благодаря высоким электрическим параметрам он может найти применение в измерительной аппаратуре - измерительных приемниках и анализаторах спектра. Сравнение с другими моделями смесителей показывает явное преимущество LTC5553 по диапазону рабочих частот, малой потребляемой мощности гетеродина, высокой развязке между портами LO-RF. Малый ток потребления около 130 мА, низкое напряжение питания 3,3 В также являются аргументами в пользу выбора LTC5553.

Объектом исследования в данном параграфе является смеситель на микросхеме LTC5553 [178], расположенной на тестовой плате фирмы Linear Technologies [179]. Схема смесителя приведена на рисунке 4.39.

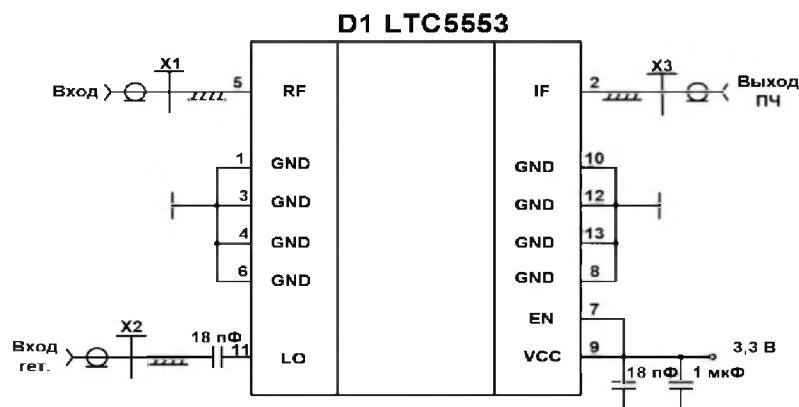


Рисунок 4.39 Принципиальная схема смесителя для случая преобразования «вниз»

Исследование такого смесителя представляет интерес по ряду причин, в том числе:

- микросхема является новой и еще не нашла широкого применения в отечественной радиоэлектронике;
- несмотря на обширный справочный листок [178], в нем указано не все, что интересует потребителя;
- методики измерений параметров смесителя за рубежом и в отечественной практике могут различаться.

Целью работы является экспериментальное исследование основных характеристик смесителя: потерь преобразования при преобразовании частоты «вниз» и «вверх», развязки между портами «гетеродин-ПЧ» и «гетеродин-RF вход», амплитудной характеристики и др.

Эксперименты проводились на установке, структурная схема которой приведена на рисунке 4.40. В качестве источников сигнала и гетеродинной мощности использованы два генератора фирмы Agilent типа E8257D. В качестве индикатора спектра, измерителя мощности и частоты выходных сигналов применен анализатор спектра типа PXA фирмы Agilent Technologies. Источником питания служит прибор GPD-72303S.

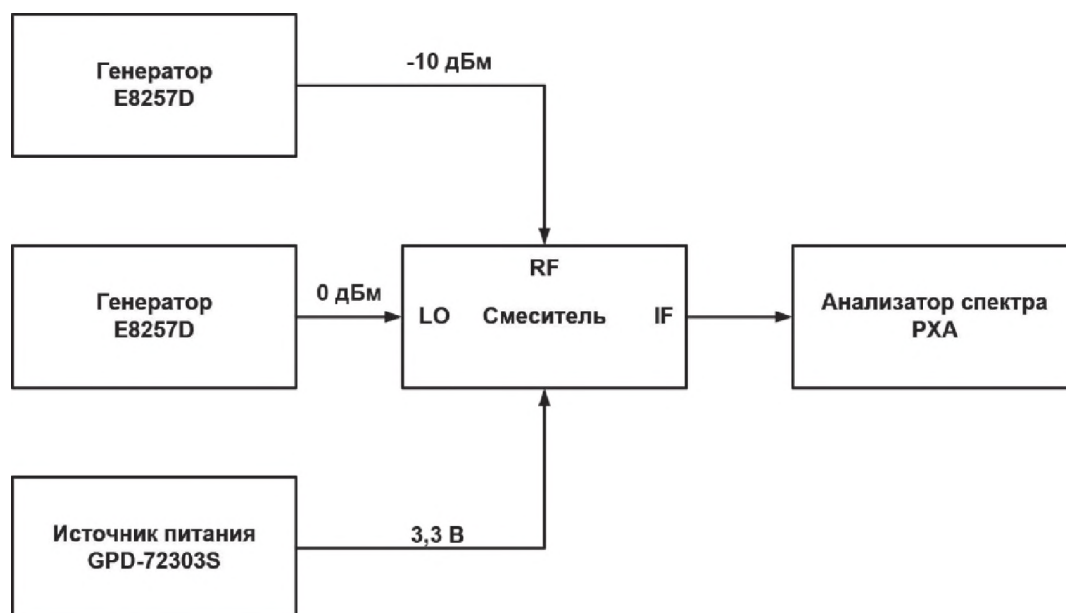


Рисунок 4.40 Структурная схема измерительной установки для случая преобразования «вниз»

В первом эксперименте измерены потери преобразования частоты «вниз» в диапазоне входных частот от 4 до 18 ГГц, при изменении частот гетеродина от 5,25 до 18,75 ГГц и промежуточной частоте от 750 до 1250 МГц.

Результаты измерений занесены в таблицу 4.5. По данным таблицы 4.5 построен график на рисунке 4.41. Из этого рисунка видно, что потери смесителя в диапазоне частот меняются от 9 до 13,3 дБ.

Таблица 4.5 Потери преобразования смесителя LTC5553 при преобразовании «вниз», частотах ПЧ от 750 до 1250 МГц, мощности гетеродина 0 дБм и мощности сигнала минус 10 дБм

f_c , ГГц	f_s , ГГц	$P_{\text{вых}}$, дБм	Потери, дБ
4,25	5,25	-19,18	9,18
4,75	5,75	-19,03	9,03
5,25	6,25	-19,00	9,00
5,75	6,75	-19,05	9,05
6,25	7,25	-19,27	9,27
6,75	7,75	-19,00	9,00
7,25	8,25	-19,47	9,47
7,75	8,75	-19,56	9,56
8,25	9,25	-20,70	10,70

8,75	9,75	-19,80	9,80
9,25	10,25	-19,98	9,98
9,75	10,75	-20,15	10,15
10,25	11,25	-20,36	10,36
10,75	11,75	-20,73	10,73
11,25	12,25	-20,03	10,03
11,75	12,75	-21,30	11,30
12,25	13,25	-21,96	11,96
12,75	13,75	-22,18	12,18
13,25	14,25	-22,91	12,91
13,75	14,75	-22,77	12,77
14,25	15,25	-23,50	13,50
14,75	15,75	-23,02	13,02
15,25	16,25	-22,90	12,90
15,75	16,75	-22,87	12,87
16,25	17,25	-23,17	13,17
16,75	17,75	-23,17	13,17
17,25	18,25	-23,07	13,07
17,75	18,75	-23,31	13,31

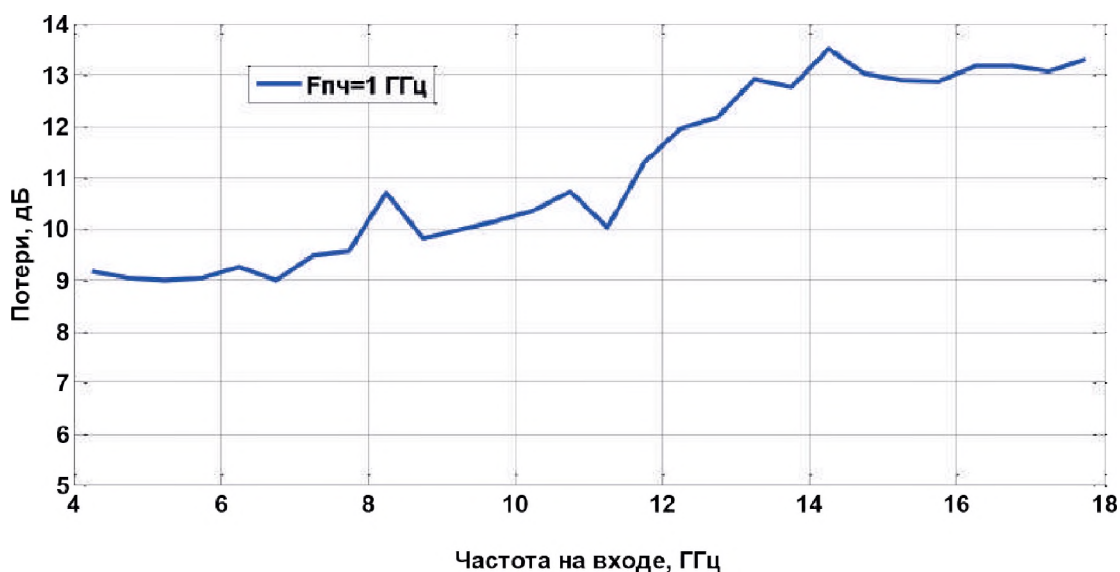


Рисунок 4.41 Потери преобразования частоты «вниз»

Во втором эксперименте измерены потери преобразования частоты «вверх» в диапазоне выходных частот от 4 до 18 ГГц, при изменении частот гетеродина от 5,25 до 18,75 ГГц и входной частоте $1 \pm 0,25$ ГГц. Для проведения этого эксперимента в структурной схеме на рисунке 4.40 поменяли местами порты RF и IF. Результаты измерений помещены в таблицу 4.6

По данным таблицы 4.6 построен график на рисунке 4.42. Из этого рисунка видно, что потери смесителя в диапазоне частот составляют от 9,16 до 16,32 дБ.

Таблица 4.6. Потери преобразования смесителя LTC5553 при преобразовании «вверх», мощности гетеродина 0 дБм и мощности сигнала минус 10 дБм. Ток потребления 129 мА

f_c , ГГц	f_c , ГГц	$f_{вых}$, ГГц	$P_{вых}$, дБм	Потери, дБ
1	5,25	4,25	-19,26	9,26
1	5,75	4,75	-19,16	9,16
1	6,25	5,25	-19,35	9,35
1	6,75	5,75	-19,47	9,47
1	7,25	6,25	-19,76	9,76
1	7,75	6,75	-20,20	10,20
1	8,25	7,25	-20,41	10,41
1	8,75	7,75	-20,53	10,53
1	9,25	8,25	-20,76	10,76
1	9,75	8,75	-21,25	11,25
1	10,25	9,25	-21,36	11,36
1	10,75	9,75	-21,78	11,78
1	11,25	10,25	-22,16	12,16
1	11,75	10,75	-22,19	12,19
1	12,25	11,25	-22,62	12,62
1	12,75	11,75	-23,46	13,46
1	13,25	12,25	-24,42	14,42
1	13,75	12,75	-24,97	14,97
1	14,25	13,25	-24,88	14,88
1	14,75	13,75	-23,63	13,63
1	15,25	14,25	-23,47	13,47
1	15,75	14,75	-23,76	13,76
1	16,25	15,25	-24,38	14,38
1	16,75	15,75	-24,12	14,12
1	17,25	16,25	-24,36	14,36
1	17,75	16,75	-24,20	14,20
1	18,25	17,25	-25,13	15,13
1	18,75	17,75	-26,32	16,32

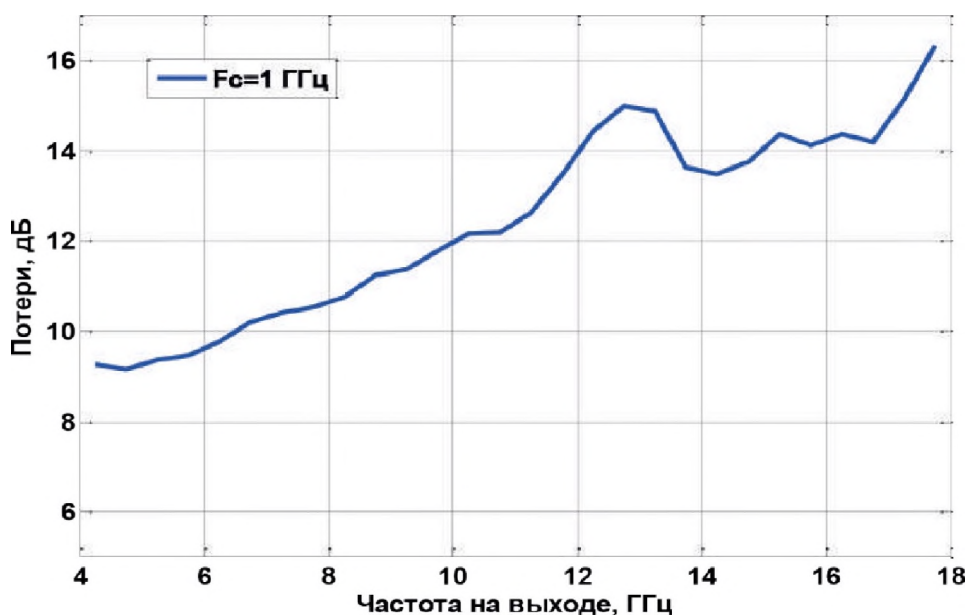


Рисунок 4.42 Потери преобразования «вверх»

В третьем эксперименте была снята амплитудная характеристика смесителя при преобразовании частоты «вверх», $f_c = 1$ ГГц, $f_z = 5,25$ ГГц, $f_{вых} = 4,25$ ГГц, мощности гетеродина 0 дБм. Мощность входного сигнала менялась от минус 70 дБм до +20 дБм. Результаты измерения выходной мощности заносились в таблицу 4.6. По данным таблицы 4.7 построен график на рисунке 4.43.

Таблица 4.7 Амплитудная характеристика смесителя

$P_{вх}$, дБм	$P_{вых}$, дБм	Потери, дБ
-70	-80	10
-60	-69,54	5,54
-50	-59,59	5,59
-40	-49,57	5,57
-30	-39,57	9,57
-20	-29,57	9,57
-10	-19,57	9,57
-5	-14,58	9,58
0	-9,61	9,61
+5	-4,48	9,48
+10	0,39	9,61
+15	4,73	11,27
+20	7,16	12,84

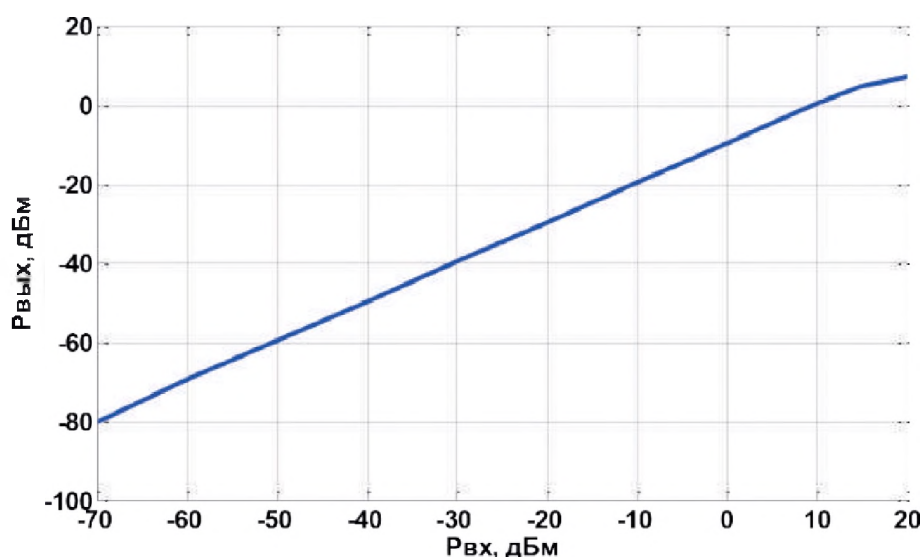


Рисунок 4.43 Амплитудная характеристика смесителя при преобразовании «вверх»

Амплитудная характеристика смесителя, приведенная на рисунке 4.43 линейна в диапазоне входных мощностей от минус 70 дБм до +10 дБм. Сравнение исследованного смесителя с другими [102,171,175,176,180-182] известными смесителями, приведенное в таблице 4.8, позволяет выявить его достоинства и недостатки.

Таблица 4.8 Сравнение моделей смесителей по основным параметрам [175, 183]

Тип смесителя	Диапазон частот сигнала, ГГц	Диапазон частот гетеродина, ГГц	Диапазон частот ПЧ, ГГц	Коэффициент передачи, дБ	Точка перехвата IP3	Развязка LO/RF, дБ	Развязка LO/IF, дБ	Коэфф. шума, дБ	Точка компрессии	Мощность гетеродина, дБм	Тип корпуса
HMC773A	6-26	6-26	0-8	-9	19	37	37	9	10	13	3x3 LFCSP
LTC5553	3-20	1-20	0,5-9	-11,5	21,5	32	20	12,1	14,8	0	3x2 QFN
LTC5552	3-20	1-20	0-6	-10,8	18,5	24	19	11,7	14,8	0	3x2 QFN
HMC1048A	2-18	2-18	0-4	-10	22	37	25	10	12	13	3x3 LFCSP
1324ПC8	6-18	6-18	0,01-10	-8	-	-	-	-	-	-	-
MM1-0424S	4,5-24	4,5-24	0-4	-8	25	49	25-29	-	14	17	-
MM1-0626Q	6-26	6-26	0-9	-8	21	-	30	-	9	12	-
MD616	5-26	5-26	0-2	-	-	-	35	-	-	-	-

Исследованные смесители частоты могут найти применение при разработке синтезаторов частоты, гетеродинов, генераторов опорных частот.

4.6 Анализ работы микросхемы смесителя LTC5553 в режиме умножения частоты [73, 100]

Многие микросхемы, в том числе и микросхемы смесителей, обладают широкими функциональными возможностями, которые не всегда декларируются производителем. Цель экспериментального исследования состоит в доказательстве возможности реализации умножителя частоты на основе микросхемы смесителя LTC5553. Было проведено экспериментальное исследование микросхемы LTC5553 в режиме умножения частоты в 2, 4 и 6 раз. В ходе исследования были получены следующие результаты:

- коэффициент передачи второй гармоники составляет не менее минус 17,25 дБ,
- коэффициент передачи четвёртой гармоники не менее минус 35 дБ,
- коэффициент передачи шестой гармоники – не менее минус 42,67 дБ.

Коэффициент передачи по мощности мало зависит от входной мощности. Даны рекомендации по режимам использования смесителя в качестве умножителя частоты.

Умножители частоты являются важнейшими узлами устройств формирования сигналов и радиопередающих станций (наравне с усилителями мощности и задающими генераторами). Они позволяют

- повысить стабильность частот за счёт понижения частот задающего генератора;
- существенно расширить диапазон перестройки радиопередатчиков при меньшем диапазоне перестройки задающего генератора;
- повысить устойчивость работы радиопередающего устройства за счёт ослабления обратной связи (в умножителе частоты входные и выходные цепи настроены на разные частоты);

– увеличить абсолютную девиацию частоты при частотной или фазы при фазовой модуляции.

Наконец, умножители частоты позволяют получить гармонические колебания в тех диапазонах частот, где их прямая генерация по каким-либо причинам затруднена или невозможна.

Благодаря описанным свойствам умножители частоты применяются в синтезаторах частоты, гетеродинах, генераторах опорных частот.

Принципы, лежащие в основе умножения частоты, подробно изложены в монографиях [188-192] и статьях, например, в [193]. Однако появление новой элементной базы стимулирует дальнейшее исследование умножителей частоты. В первую очередь это относится к микросхемам смесителей разных фирм. Действительно, микросхемы смесителей, как правило, могут выполнять ряд других функций, не декларированных производителем. Экспериментально доказано, что микросхемы смесителей могут выполнять такие функции, как умножение частоты [194,195], амплитудная и фазовая модуляция, демодуляция, синхронное детектирование.

В 2017 году появилась новая микросхема смесителя LTC5553 фирмы Linear Technologies [178,179]. Производитель в [178,179] подробно описывает только особенности функционирования микросхемы в качестве смесителя в частотном диапазоне 3...20 ГГц. Это определяет актуальность экспериментальных исследований для доказательства возможности реализации на основе микросхемы LTC5553 умножения частоты.

Принципиальная схема смесителя на микросхеме LTC5553 для случая преобразования с повышением радиочастоты приведена на рисунке 4.44.

Микросхема LTC5553 представляет собой пассивный двойной балансный смеситель с диапазоном входных частот от 3 до 20 ГГц и диапазоном промежуточных частот от 0,5 до 9 ГГц.

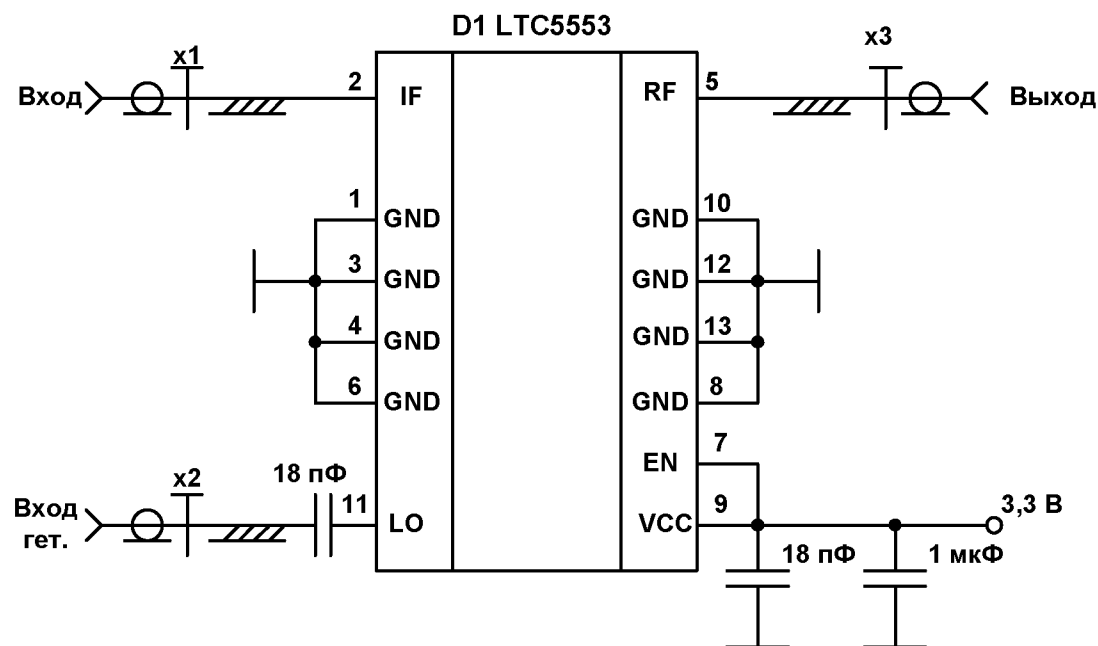


Рисунок 4.44 – Принципиальная схема смесителя на микросхеме LTC5553

Точка перехвата IP3 для него составляет 23,9 дБм на частоте 14 ГГц. Микросхема содержит буферный усилитель в гетеродинном тракте, что позволяет эксплуатировать смеситель при мощности гетеродина 0 дБм. Смеситель включает симметрирующие трансформаторы, благодаря чему все порты согласованы с сопротивлением 50 Ом. Микросхема имеет корпус размером 2x3 мм, питается напряжением 3,3 В и потребляет ток 132 мА. Она имеет вход включения/выключения (EN) с быстродействием 200 нс.

Фотография печатной платы с микросхемой LTC5553 показана на рисунке 4.45. Печатная плата имеет размеры 23 x 28 x 1,7 мм. На плате используется основной тип линии – копланар. В качестве соединителей используются гнезда типа SMA. Соединитель J1 используется как выход умножителя частоты. Соединители J2 и J3 используются как входы от делителя мощности.

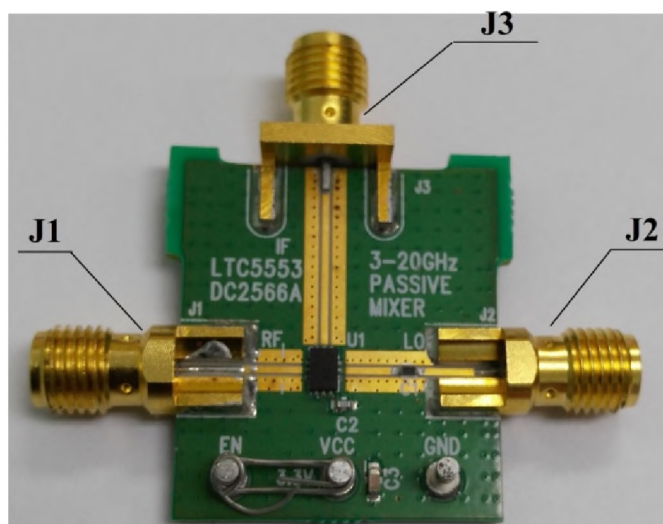


Рисунок 4.45 – Фотография печатной платы с микросхемой LTC5553

Экспериментальное исследование умножителя частоты на микросхеме LTC5553 проведено на установке, структурная схема которой приведена на рисунке 4.46.

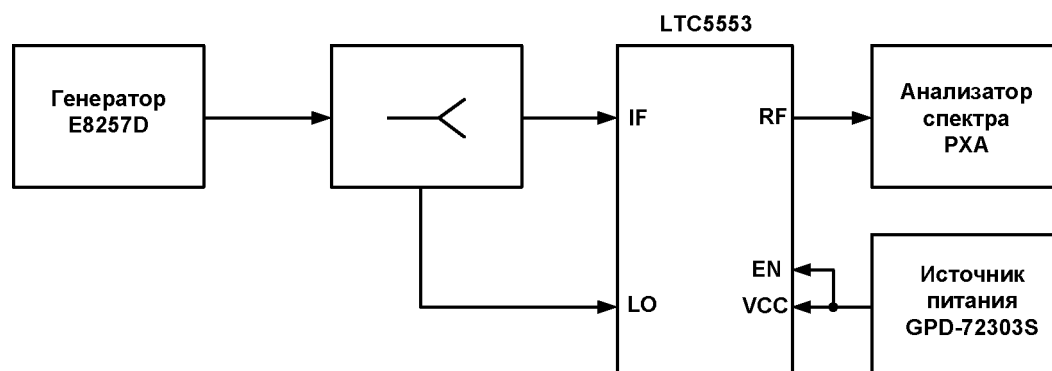


Рисунок 4.46 – Структурная схема измерительной установки с равноплечим делителем мощности

Источником входного сигнала служил генератор типа E8257D фирмы Agilent Technologies. Погрешность установки уровня мощности не превышала $\pm 0,8$ дБ [97]. В качестве измерителя частоты, мощности и спектра служил анализатор спектра той же фирмы типа РХА. Погрешность измерения уровня составляла $\pm 0,19$ дБ [196]. Для уменьшения шумовой составляющей погрешности устанавливалась полоса пропускания анализатора спектра $BW=10$ кГц. На выходе микросхемы отсутствовала постоянная составляющая. Это позволяло непосредственно подключать микросхему к входу анализатора спектра РХА. Источником питания служил

прибор типа GPD-72303S. Делителем мощности служил прибор IDVB фирмы "Тесла" с потерями в 3...3,5 дБ.

Общее представление о спектре выходного сигнала дают фотографии с экрана анализатора спектра на рисунках 4.47 и 4.48. При этом на вход делителя мощности подавался сигнал 10 дБм для рисунка 4.47 и 0 дБм для рисунка 4.48. Сравнение рисунков 4.47 и 4.48 позволяет сделать предварительный вывод о линейной зависимости выходной мощности от входной.

Наглядно видно, что чётные гармоники имеют существенно большую мощность, чем нечётные гармоники. Поэтому в последующем экспериментально исследовались амплитудные характеристики только чётных гармоник.

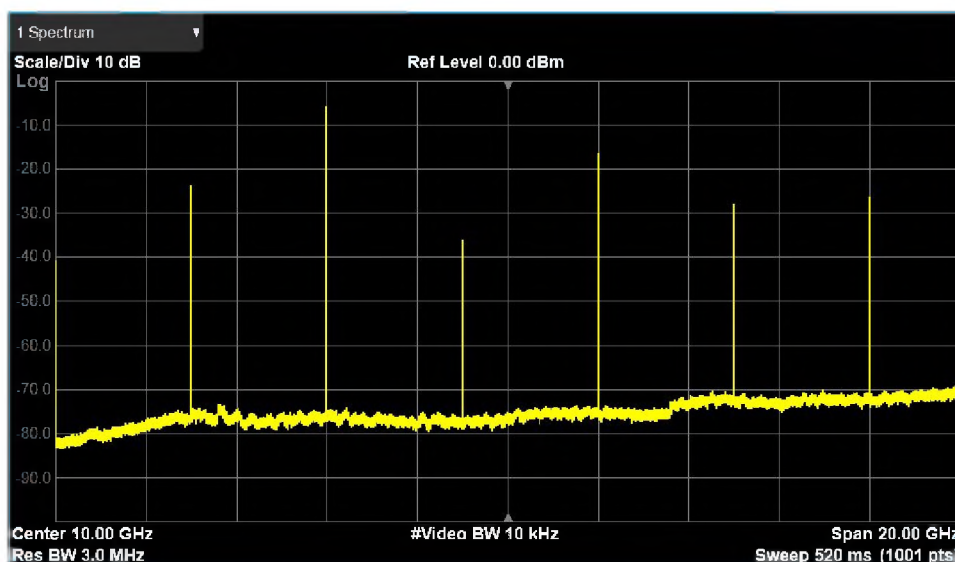


Рисунок 4.47 – Спектр сигнала на выходе умножителя частоты на микросхеме LTC 5553 с делителем мощности при $P_{ex}=10$ дБм и $f_{ex}=3$ ГГц.

В ходе эксперимента на вход делителя мощности подавался сигнал с частотой 3 ГГц и мощностью от минус 10 дБм до плюс 10 дБм с шагом 2 дБ. Результаты измерений мощности второй гармоники представлены во втором столбце таблицы 4.9. Аналогичные результаты для четвертой гармоники отражены в третьем столбце, а для шестой гармоники – в четвертом столбце таблицы 4.9.

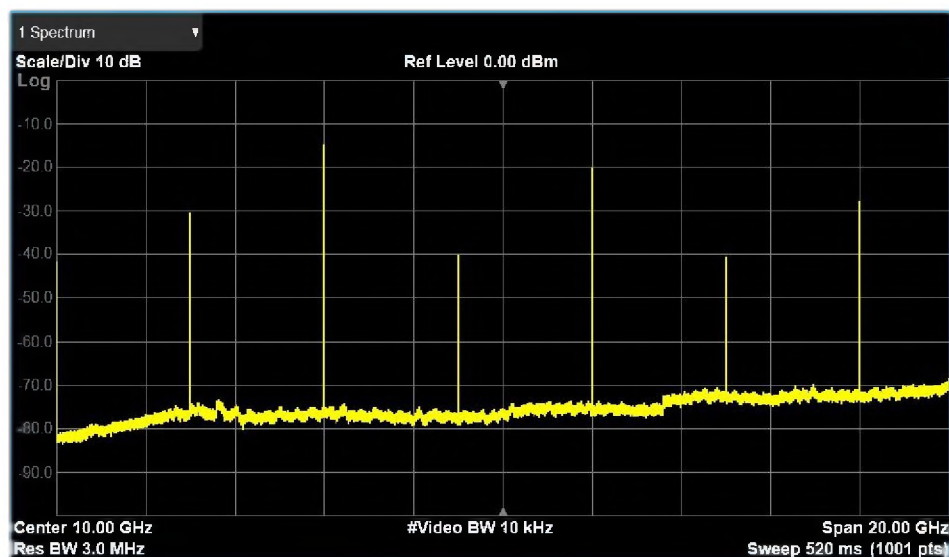


Рисунок 4.48 - Спектр сигнала на выходе умножителя частоты на микросхеме LTC5553 с делителем мощности при $P_{ex}=0$ дБм и $f_{ex}=3$ ГГц.

По данным таблицы 4.9 построены графики на рисунке 4.49. Из них видно, что зависимость выходной мощности почти линейно зависит от входной мощности. Это можно объяснить ограничением сигнала в гетеродинном тракте микросхемы LTC5553. При этом коэффициент передачи умножителя почти постоянный в диапазоне исследованных мощностей.

Таблица 4.9. Результаты испытаний микросхемы LTC5553 в режиме умножения частоты. Делитель мощности равноплечий

Мощность на входе, дБм	Мощность второй гармоники, дБм	Мощность четвертой гармоники, дБм	Мощность шестой гармоники, дБм
-10	-26,9	-43,74	-51,23
-8	-25,11	-42,07	-50,29
-6	-23,16	-39,75	-49,27
-4	-21,17	-37,15	-47,49
-2	-19,2	-34,51	-45,19
0	-17,25	-32,09	-42,67
2	-15,32	-29,85	-40,35
4	-13,31	-27,6	-38,07
6	-11,39	-25,44	-35,92
8	-9,3	-23,25	-33,76
10	-7,35	-20,87	-31,43

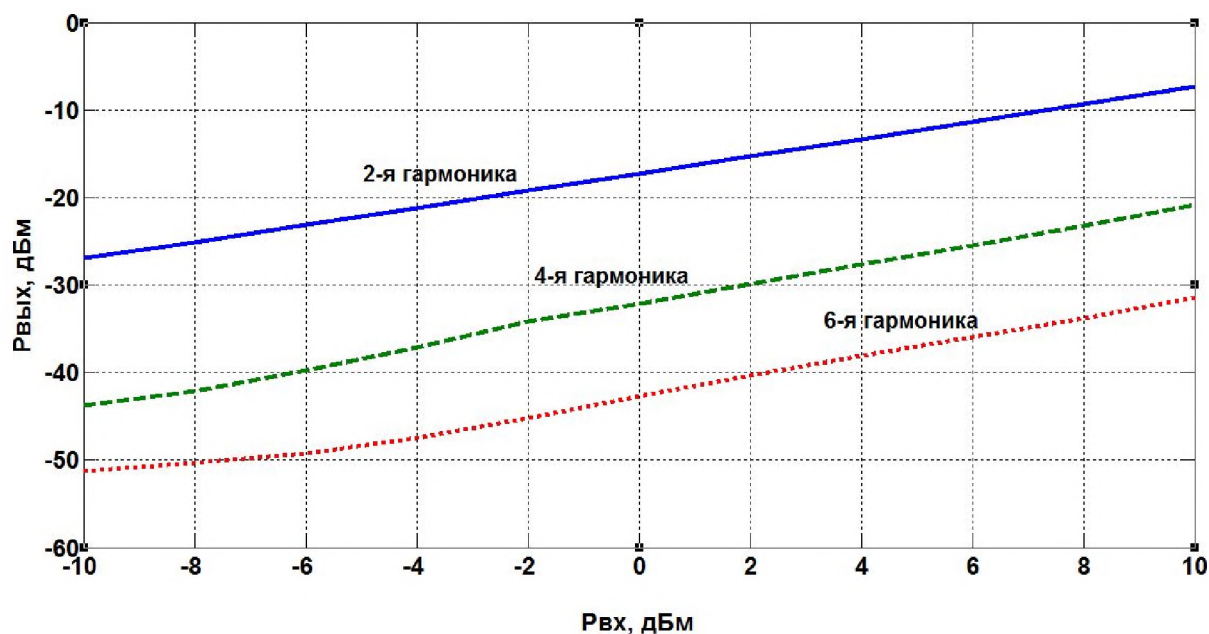


Рисунок 4.49 - Амплитудные характеристики в режиме умножения частоты для трех четных гармоник. Делитель мощности равноплечий.

Из рисунка 4.49 видно, что коэффициент передачи для второй гармоники составляет не менее минус 17,25 дБ, для четвертой гармоники не менее минус 35 дБ, для шестой гармоники не менее минус 42,67 дБ.

Подавление неиспользуемых гармоник входной частоты должно осуществляться полосовыми фильтрами высокого порядка с широкой полосой заграждения (например, гребенчатыми фильтрами).

Коэффициент передачи по мощности мало зависит от входной мощности, что обусловлено наличием усилителя-ограничителя в гетеродинном тракте микросхемы LTC5553.

В таблице 4.10 приведено сравнение исследованного умножителя частоты с умножителями частоты известных фирм-изготовителей [197-202].

Таблица 4.10. Сравнение исследованного умножителя частоты с умножителями частоты известных зарубежных фирм

Фирма	Analog Devices (Hittite)		Mini Circuits		M/A COM		Linear Technologies
Тип	HMC189 [197]	HMC188 [198]	КВА-40 [199]	КС-2-50 [200]	FD93 [201]	FDC2310 [202]	LTC5553 в режиме умножителя на 2
$f_{вх}, ГГц$	2-4	1,25-3	2,7-4,8	3,5-5	2-9	1,5-8	1,5-9
$f_{вых}, ГГц$	4-8	2,5-6	5,4-9,6	7-10	4-18	3-16	3-18
Потери, дБ	13-17	16-19	12,3-19	12,5-16	10-12	11-14,5	13
Подавление гармоник, дБ	33	35-50	8-18	8-20	16-25	19-35	10
$P_{вх}$, дБм	15	20	10...16	7...12	12	10	10

Из таблицы 4.10 видно, что исследуемый умножитель имеет параметры, сопоставимые с параметрами умножителей частоты известных фирм-изготовителей [197-202]. Функциональные возможности исследованного умножителя частоты шире, так как он позволяет выделить четвертую и шестую гармоники входного сигнала. Проведенные исследования показали, что рассмотренная микросхема LTC5553 может успешно применяться не только как смеситель, но и как умножитель.

4.7 Выводы по главе

Результаты исследований, отображенных в главе, могут быть использованы при разработке радиоприемных устройств извлечения информации. Использование современной элементной базы позволяет значительно степени снизить массогабаритные параметры и удешевить разрабатываемые приемники. Проведенные исследования повышают эффективность разработки приемников обнаружения и могут служить основой для дальнейших исследований в этом направлении.

1. Исследован детектор СВЧ сигналов, который нашел широкое применение в радиоприемной и измерительной технике благодаря своей широкополосности и универсальности;

- диапазон рабочих частот детектора простирается от 100 МГц до 18 ГГц (с диодами 2A131A-3);

- тангенциальная чувствительность детектора при полосе пропускания видеоусилителя 1 МГц и смещении 50 мкА составляет не менее минус 72...75 дБВт. Лучшие экземпляры детекторов обеспечивают $P_{\tau} = -75 \dots -80$ дБВт;

- динамический диапазон сигналов по входу при линейном видеоусилителе составляет 35 ± 5 дБ;

- уточнено выражение для расчета секторного резистора;

- произведен обзор промышленно выпускаемых детекторов для оценки возможности их применения в приемниках радиотехнических систем различного назначения.

Результаты проведенных исследований могут найти применение в качестве справочной информации при проектировании малогабаритных детекторов приемников СВЧ. Представленные для сравнения изображения детекторов на рисунках 4.5 и 4.10, показывают преимущество исследованного детектора перед аналогами по габаритным размерам в 1,5-2,3 раза.

2. Разработан, изготовлен и испытан делитель частоты на 32, с верхней рабочей частотой 18 ГГц;

- делитель имеет хорошие ограничительные свойства, и это нужно и можно использовать в частотноизмерительной аппаратуре;

Наличие или отсутствие фильтра нижних частот существенно влияет на уровень побочных составляющих в спектре выходного сигнала делителя частоты. Например, при частоте входного сигнала 8 ГГц пятая гармоника на выходе подавляется в ФНЧ более чем на 60 дБ [39].

3. Исследован синтезатор частот, который имеет следующие характеристики:

- диапазон рабочих частот 137-4400 МГц;
- шаг сетки частот 100 кГц;
- подавление паразитных продуктов в спектре выходного сигнала не менее 70 дБ;
- паразитные дискретные составляющие в спектре не наблюдаются;
- ширина спектральной линии менее 10 Гц на уровне минус 30 дБ от максимума;
- погрешность установки частоты не превышает 1 кГц;
- выбег частоты составляет не более 200 Гц за 13 минут после включения на частоте 1215 МГц;
- Дополнительным преимуществом данного синтезатора является его относительно низкая стоимость (150-200 долларов США) на рынке России, в то время как отечественные аналоги, с худшими параметрами, предлагаются по цене более 1000 долларов США.

4. Проведено экспериментальное исследование смесителей СВЧ диапазона:

- Проведено исследование динамического диапазона смесителя по комбинационным составляющим на основе микросхемы ADE42MH;
- Экспериментальное исследование смесителя на микросхеме LTC5553, при этом были получены следующие результаты:
 - Потери смесителя при преобразовании частоты «вниз» на 1 ГГц составляют от 9 до 13,3 дБ;
 - Потери смесителя при преобразовании частоты «вверх» и $f_c = 1$ ГГц составляют от 9,16 до 16,32 дБ;
 - Амплитудная характеристика смесителя линейна в диапазоне входных мощностей от минус 70 дБм до +10 дБм;

- Спектр выходных частот не содержит комбинационных частот в полосе 500 МГц и динамическом диапазоне выше минус 50 ... минус 60 дБ по отношению к полезному продукту при $P_{c\text{ вх}} = -10$ дБм;

- Развязка между портами LO-IF составляет величину порядка 24 дБ, а между портами LO-RF 33 дБ.

- Проведен анализ работы микросхемы LTC5553 в режиме умножения частоты при этом были получены следующие результаты:

- В ряде случаев допустимо использовать микросхему смесителя LTC5553 в режиме умножения частоты. Предпочтительно использовать четные гармоники входной частоты

- Коэффициент передачи по мощности для второй гармоники входной частоты 3 ГГц и входной мощности 0 дБм составляет не менее - 17,25 дБ;

- Коэффициент передачи по мощности для четвертой гармоники входной частоты 3 ГГц и входной мощности 0 дБм составляет не менее -32 дБ;

- Коэффициент передачи по мощности для шестой гармоники входной частоты 3 ГГц и входной мощности 0 дБм составляет не менее - 42,67 дБ;

- Подавление неиспользуемых гармоник входной частоты должно осуществляться полосовыми фильтрами высокого порядка с широкой полосой заграждения (например, гребенчатыми фильтрами);

- Коэффициент передачи по мощности мало зависит от входной мощности, что обусловлено наличием усилителя-ограничителя в гетеродинном тракте микросхемы LTC5553.

В таблице 4.11 приведено сравнение реальных приемных устройств, разработанных с использованием результатов исследований, проводившихся в научной работе и описанных в третьей и четвертой главах (п.1, п.2) и их аналоги (п.3-п.5).

Таблица 4.11 Справочные данные приемников-измерителей частоты

N п/п	Тип приемника	Массогабаритные характеристики, мм, (кг)	Общая трудо- емкость ч/ч	Примечание
1	На основе частотного дискриминатора (диапазон 8-12 ГГц)	261x170x30 (0,510)	396	Серийный
2	Цифровой приемник на делителях частоты (ячейка ПРМ + ячейка ЦОС) (диапазон 8-12 ГГц)	228x261x60 (1,5) 250x128x40 (1,1)	751	Серийный
3	На фазовых детекторах с линией задержки	58x210x469 (3,5)	1612	Серийный
4	Многоканальный приемник (Модуль усиления +Модуль ПРМ)	50x178x240 (0,7) 50x178x240 (0,89)	753	Серийный
5	Цифровой приемник на делителях частоты	30x262x190 (0,8)	473	Эскизный

На основе анализа данных, представленных в таблице 4.11 можно сделать вывод, что приемные устройства, разработанные с использованием результатов исследований, по массогабаритным параметрам сопоставимы с существующими аналогами, а в некоторых случаях превосходят их (п.1).

Результаты исследований, изложенные в четвертой главе, опубликованы в изданиях, рекомендованных ВАК, для публикации результатов диссертационных исследований [93-98,147], а также реферируемых изданиях в базе данных «Scopus» [73, 100].

Результаты исследований, изложенные в главе, апробированы на международной научно-практической конференции «Актуальные научные исследования в современном мире», Переяслав-Хмельницкий, Украина, 2015 [102].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе содержится решение актуальной научной задачи, связанной с разработкой алгоритмов обнаружения радиоимпульсов и измерения несущей частоты, а также миниатюризацией приемников обнаружения радиоимпульсов.

В работе получены следующие научные и практические результаты:

1. Разработан ранговый алгоритм, основанный на сумме рангов, предложена структура обнаружителя одиночных радиоимпульсов. Применение рангового обнаружителя, разработанного на основе предложенного рангового алгоритма обнаружения, позволяет существенно сократить требуемый объем шумовой выборки по сравнению с перемешанным алгоритмом Манна-Уитни. Проведено экспериментальное исследование качества стабилизации ложных тревог. Показано, что при изменении среднеквадратического отклонения шума в 33 раза от 30 мВ до 1000 мВ вероятность ложной тревоги возрастает всего в 10,8 раз. Предложенный ранговый обнаружитель одиночных радиоимпульсов может быть использован в одноканальных и многоканальных приемных устройствах для стабилизации частоты ложных тревог, а уменьшение объема шумовой выборки, ведущее к уменьшению количества линий задержки, позволяет значительно уменьшить массогабаритные показатели разрабатываемой аппаратуры обнаружения.

Проведен анализ характеристик обнаружения в гауссовом приближении. Проведено сравнение с равномерно наиболее мощным алгоритмом обнаружения (тестом Стьюдента). Показана плата непараметрического алгоритма за универсальность применения по сравнению с алгоритмом Стьюдента, которая по пороговому сигналу равна 1 дБ при объемах опорной и анализируемой выборок равном 4, вероятности правильного обнаружения $P_0=0,9$ и вероятности ложной тревоги $P_{лт}=8 \cdot 10^{-3}$. Экспериментальное исследование обнаружителя, реализующего предложенный ранговый алгоритм, показывают, что разница в пороговом

сигнале между результатами расчета и эксперимента составляет менее 0,33 дБ, что подтверждает правильность методики расчета характеристик обнаружения.

2. Предложены алгоритм обнаружения и структура обнаружителя, в котором для формирования опорной выборки помехи используется как временное, так и частотное разделение процессов. При использовании предложенного алгоритма обнаружения вероятность ложной тревоги зависит только от размера опорной выборки и относительных коэффициентов усиления опорных каналов, но не зависит от априорно неизвестной дисперсии помехи. Предложенный обнаружитель при объеме выборки помехи ($N > 1$) целесообразно использовать, когда необходимо получить более низкие значения вероятности ложной тревоги по сравнению с вероятностью ложной тревоги, получаемой при использовании обнаружителя частотного контраста ($N = 1$). Также получены аналитические выражения для расчётов вероятностных характеристик обнаружителя на основе метода частотно-временного контраста, которые позволяют сформулировать требования к идентичности опорных и анализируемого каналов.

3. Предложен алгоритм оценки несущей частоты импульсных радиосигналов при частотной дискриминации. Предложена аппроксимация амплитудно-частотных характеристик. Получены экспериментальные данные, позволяющие выбрать микросхемы для аналогово-цифрового преобразования и цифровой обработки сигналов на выходе частотного дискриминатора. Применение алгоритма для построения измерителя частоты позволяет упростить структуру приемника и уменьшить массогабаритные показатели, при этом обеспечить среднеквадратическую ошибку (СКО) измерения частоты не более 0,66% от значения истинной частоты сигнала на частоте 12 ГГц.

4. Проведено исследование цифровых измерителей несущей частоты на основе БПФ. В результате исследования предложен алгоритм цифрового анализа, основанный на быстром преобразовании Фурье с последующей

интерполяцией и схема построения цифрового измерителя частоты, основанная на квадратурном преобразовании сигнала с переносом спектра на промежуточную частоту. Предложенный алгоритм цифрового анализа обеспечивает СКО измерения частоты не более 0,06% от значения истинной частоты сигнала в диапазоне 12-18 ГГц.

Результаты проведенных исследований особенностей применения современной СВЧ элементной базы могут быть использованы в качестве рекомендаций и справочной информации при проектировании приемников радиоимпульсов. Использование современной элементной базы позволяет в значительной степени снизить массогабаритные параметры приемников их отдельных узлов, а также снизить стоимость и трудозатраты разрабатываемых устройств. В качестве примеров можно указать:

- исследованный детектор, который имеет преимущество перед аналогами по габаритным размерам в 1,5-2,3 раза;

- приемник, разработанный на основе частотного дискриминатора, рассмотренного в третьей главе, в котором применен исследованный в четвертой главе детектор, в бескорпусном исполнении, имеет преимущества по массогабаритным параметрам (по массе в 1,5 раза) и по трудозатратам (таблица 4.11).

Результаты проведенных исследований могут найти применение при разработке радиоприёмных устройств для систем различного назначения: радиоконтроля, мгновенного обнаружения сигнала в широкой полосе частот, экспресс-анализа радиообстановки, установления связи между разнесёнными корреспондентами.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Мамонтов К.А. Радиомониторинг слабых широкополосных частотно-модулированных сигналов. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Специальность 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения. Таганрог, 2005. – 129 с.

2. Корниенко В.Т. Способы повышения точности оценки частоты, разрешающей способности по частоте и помехоустойчивости приемников измерения мгновенной частоты, построенных на основе АЧД, в условиях многосигнальной помеховой обстановки. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Специальность 05.12.17 – . Таганрог, 1996. – 199 с.

3. Плаксиенко С.В. Исследование и разработка моделей приема сигналов с существенной неопределенностью параметров. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Специальность 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения. Таганрог, 1995. – 139 с.

4. Кульбикаян Б.Х. Радиомониторинг электромагнитной обстановки на основе экспресс-анализа с использованием методов спектральной и корреляционной обработки информации Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Специальность 01.04.03 – Радиофизика. Ростов-на-Дону, 2000. – 163 с.

5. Вартанесян В.А. Радиоэлектронная разведка. – М.: Воениздат, 1991. – 255 с.

6. Помехоустойчивость радиосистем со сложными сигналами / Г.И. Тузов, В.А. Сивов, В.И. Прытков и др; Под ред. Г.И. Тузова. М.: Радио и связь, 1995. – 264 с.

7. Теория обнаружения сигналов / Под ред. П.А. Бакута. М.: Радио и связь, 1984. – 440 с.

8. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. Радио, 1982. – 624 с.

9. Дятлов А.П. Обнаружители и измерители параметров радиосигналов в радиоконтроле : Учебное пособие. ТРТИ, Таганрог, 1993. – 85 с.
10. Кантор Л.Я., Дорофеев В.М. Помехоустойчивость приема ЧМ сигналов. М.: Связь, 1977. – 335 с.
11. Tsui J.B. Digital Techniques For Wideband Receivers. SciTech Publishing Inc. Raleigh, NC, 2004. – 630 p.
12. Tsui J.B. Microwave Receivers With Electronic Warfare Application. John Wiley & Sons, New York, 1987. – 460 p.
13. Дятлов А.П., Корниенко В.Т. Метод повышения точности оценки центральной частоты ЧМ–сигнала при заданном типе помеховой обстановки. – Всесоюзная научно-техническая конференция «Радиоизмерения-91» / Тезисы докладов. – Севастополь, 1991. – 43 с.
14. Корниенко В.Т. Повышение помехоустойчивости ПИМЧ при оценке частот компонент многочастотного сигнала. / Сборник научных трудов молодых ученых: Таганрог. ТРТУ, 1995. – С. 107-108.
15. Tsui J. B., Shaw R. at all. Instantaneous Simultaneous Signal Detecting. – Microwave Journal. Dec. 1982, №25. – P. 118–122.
16. Бакулев П.А. и др. Обработка сигналов с постоянным уровнем ложных тревог. – Изв. вузов РСФСР, Радиоэлектроника. – 1989. – т. 32. – № 4. – С. 4-15.
17. Волков В.Ю., Оводенко А.А. Алгоритмы обнаружения локационных сигналов на фоне помехи с неизвестными параметрами. – Зарубежная радиоэлектроника. – 1981.– №5. – С. 24-40.
18. Помехоустойчивость типового тракта обнаружения сигналов./ Гаткин Н.Г., Геранин В.А. и др., - Киев: Техніка, 1971. – 202 с.
19. Белецкий Ю.С., Скребнев Г.К. Алгоритм обнаружения флуктуирующих сигналов в шумах с энергетическим спектром неизвестной мощности. – Радиотехника и электроника. –1976. – т.21. – №1. – С. 172-175.

20. Погребнов В.Н. Реализация одного алгоритма обнаружения сигнала в шумах неизвестной мощности. Труды МЭИ. – 1981. – №516. – С. 49-54.
21. Диллард Г.М., Энтоньяк С.Е. Инвариантная, относительно распределения входного сигнала процедура обнаружения для РЛС. Зарубежная радиоэлектроника. – 1971. – №8. – С. 3-15.
22. Finn H.M. and Johnson R.S. Adaptive Detection Mode with Threshold Control as a Function of Spatially Sampled Clutter-level Estimates. RCA Rev., vol. 29. 1968.
23. Swerling P. Probability Detection for Fluctuating Targets. IRE Trans. Information Theory, vol. IT– 6. 1960.
24. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
25. Зорин Р.Л. Анализ систематической погрешности усилителя-формирователя длительности импульсов. // Тезисы доклада, представленного на НТК студентов и аспирантов МЭИ. Москва, март 1998. – С. 1.
26. Зорин Р.Л. Систематическая погрешность измерения длительности экспоненциально-степенных импульсов. Вопросы специальной радиоэлектроники, серия. Общие вопросы радиоэлектроники. 1997.
27. Адаптивная компенсация помех в каналах связи. Под ред. Ю. И. Лосева. М, Радио и Связь, 1988. – 208 с.
28. Авдеев В.В., Садомский И.Ю., Филимонов Б.И. Устройство для подавления мощных радиоимпульсных помех. Межвуз. сб. научных трудов. Обработка сложных сигналов с применением цифровых устройств и функциональной электроники. РГРТА, Рязань, 1996 г. – С. 90-92.
29. Богданов Г.Б. Частотно-избирательные системы на ферритах и применение их в технике СВЧ. – М.: Сов. Радио, 1973. – 352 с.
30. Бичурин М.И., Татаренко А.С. Магнито-электрический перестраиваемый полосно-пропускающий СВЧ фильтр. МНТК «Крымико-2007». С. 448-449.

31. Бровченко С.П., Галустов Г.Г. Прием и обработка сверхвысокочастотных сигналов. ТТИ ЮФУ, Таганрог, 2011. – 629 с.
32. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. радиомониторинг – задачи, методы, средства. / Под ред А.М. Рембовского. 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Горячая линия-Телеком, 2010. – 624 с.
33. Рембовский А.М. Задачи и структура средств автоматизированного радиоконтроля // Специальная техника. Спец, выпуск. 2003. – С. 2-7.
34. Рембовский А.М. Повышение эффективности поисковых средств автоматизированного радиомониторинга // Специальная техника. 2003. – № 4.
35. Беляков А.Л., Гладких А.В. Источники питания аппаратуры радиоконтроля // Специальная техника 2002. – № 3. – С. 51-57.
36. Подстригаев А. С. Широкополосный матрично-параллельный приемник средств радиотехнической разведки с пониженной неоднозначностью определения частоты радиолокационных сигналов Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Специальность 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения. Брянск, 2016. – 168 с.
37. Куприянов, А. И. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы: Учеб, пособие / А. И. Куприянов, А. В. Сахаров. - М.: Вузовская книга, 2007. – 356 с.
38. Вакин С. А. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки / С. А. Вакин, Л. Н. Шустов. – М.: Советское радио, 1968. – 448 с.
39. Шлезингер Р. Дж. Радиоэлектронная война / Р. Дж. Шлезингер. – М.: Воениздат, 1963. – 320 с.
40. Wiegand R. J. Radar Electronic Countermeasures System Design / R. J. Wiegand. - Norwood: Artech House, 1991. – 288 p.
41. Смирнов Ю. А. Радиотехническая разведка / Ю. А. Смирнов. – М.: Воениздат, 2001. – 456 с.

42. Радзиевский В. Г. Информационное обеспечение радиоэлектронных средств в условиях конфликта / В. Г. Радзиевский, А. А. Сирота. - М.: ИПРЖР, 2001. – 456 с.
43. Печерей Г. Н. Опыт создания сверхширокополосных приемников определения частотно-временных параметров сигналов с использованием техники сжатия / Г. Н. Печерей, В. В. Поелуев // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем: материалы V юбилейной общерос. НТК. - Омск: Изд-во ОмГТУ, 2014. – С. 196 – 202.
44. Радзиевский В. Г. Теоретические основы радиоэлектронной разведки / В. Г. Радзиевский А. А. Сирота. - М.: Радиотехника, 2004. – 432 с.
45. Перунов Ю. М. Зарубежные радиоэлектронные средства. В 4-х книгах. Кн. 2: Системы радиоэлектронной борьбы / Ю. М. Перунов В. В. Мацукевич А. А. Васильев; под ред. Ю. М. Перунова. – М.: Радиотехника, 2010. – 352 с.
46. Пат. CN 202334539 U Китай, МПК7 H04B 17/00. Transient frequency domain measuring system for digital channelized receiver. - № CN 201120455919; заявка. 17.11.2011. – Опубликовано 11.07.2012. – 5 с.
47. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах: Пер. с англ. / Д. Морган. - М.: Радио и связь, 1990. – 416 с.
48. Малорацкий Л. Г. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях / Л. Г. Малорацкий Л. Р. Явич.-М.: Сов. радио, 1972. – 232 с.
49. Куприянов А. И. Радиоэлектронные системы в информационном конфликте / А. И. Куприянов, А. В. Сахаров. - М.: Вузовская книга, 2003. – 528 с.
50. Грачев С. В. Гомодинный акустооптический анализатор спектра с пространственным и временным интегрированием / С. В. Грачев, А. Н. Рогов, В. Н. Ушаков // Радиотехника. - М.: Радиотехника, 2003. – Вып. 4. – С. 23 – 28.

51. Аронов Л. А. Гомодинный акустооптический спектроанализатор с непрерывным бинарным фазоманипулированным радиосигналом в качестве опорного сигнала / Л. А. Аронов, В. Н. Ушаков // Изв. вузов России. Радиоэлектроника, 2014. – Вып. 6. – С. 13 – 16.
52. Аронов Л. А. Гомодинный акустооптический спектроанализатор с ЛЧМ-импульсом в качестве опорного сигнала / Л. А. Аронов, В. Н. Ушаков // Изв. вузов России. Радиоэлектроника, 2013. – Вып. 5. – С. 59 – 65.
53. Белецкий Ю.С. Методы и алгоритмы контрастного обнаружения сигналов на фоне помех с априори неизвестными характеристиками. –М.: Радиотехника, 2011. – 436 с.
54. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга третья. – М.: Сов. Радио, 1976. – 288 с.
55. Федосов В.П. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебное пособие. ЮФУ, Ростов-на-Дону, 2017. – 282 с.
56. Богданович В.А., Вострецов А.Г. Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов. – М.: Физматлит, 2004. – 316 с.
57. Обнаружение радиосигналов. Под. ред. А.А. Колосова. – М.: Радио и связь, 1989. – 288 с.
58. Алдиярова А. Миниатюризация устройств СВЧ. Известия КГТУ им. И. Раззакова. 31/2014. – С. 107-109.
59. Федосов В.П. Средства радиоэлектронного наблюдения. Текст лекций. Часть 1. Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2007. – 88 с.
60. Семенихина Д.В., Юханов Ю.В., Привалова Т.Ю. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы. Радиоэлектронная разведка и радиоэлектронное противодействие: учебное пособие. Изд-во ЮФУ, 2015. – 252 с.
61. Баландин В. С. и др. Перспективы развития приемных устройств систем РЭБ. // Зарубежная радиоэлектроника, 1987, №12.

62. Пат. 2390946 РФ, МПК H04K 3/00. Широкополосная станция радиотехнической разведки с высокой чувствительностью / Вернигора В.Н., Лопатько Н.П., Перунов Ю.Е., Ступин В.Е., Стуров А.Г.; заявитель и патентообладатель ФГУП «Всероссийский научно-исследовательский институт «Градиент». - № 2008115818/09; заявка. 21.04.2008. – Опубликовано 27.10.2009, Бюл. №15. – 12 с.

63. Пат. 2313911 РФ, МПК H04K 1/10, G01S 13/34. Станция радиотехнической разведки / Заренков В.А., Заренков Д.В., Дикарев В.И., Стельмах И.В.; заявитель и патентообладатель Заренков В.А., Заренков Д.В., Дикарев В.И., Стельмах И.В. - № 2006127503/09; заявка. 20.07.2006. – Опубликовано 27.12.2007, Бюл. №36. – 15 с.

64. Пат. 2521200 G01R 23 Способ измерения частоты радиосигнала в акустооптическом приемнике-частотомере / Помазанов А.В., Шибаев С.С., Вольфовский Б.Н.; патентообладатель ФГАОУ ЮФУ. – № 2012131030/28; заявл. 19.07.2012; опубл. 27.06.2014, Бюл. №18. – 9с.

65. Пат. 159589 РФ, МПК G01S 3/00. Обнаружитель сигнала /А. И. Беззуб, А. С. Подстригаев, В. П. Лихачев; заявитель и патентообладатель АО «БЭМЗ». – № 2015138477/08; заявл. 09.09.2015; опубл. 10.02.2016, Бюл. № 4. –7с

66. Пат. 2422845 РФ, МПК G 01 S 7/285. Матричный приемник / Анохин В. Д., Анохин Е. В., Кильдюшевская В. Г., Симохаммед Фаузи; патентообладатель ФГОУ ВПО «ВАИУ» (г. Воронеж) МО РФ. – № 2009131254/09; заявл.17.08.2009; опубл. 27.02.2011, Бюл. № 18. – 11 с.

67. Пат. 2003115 РФ, МПК G 01 R 23/00. Многоканальный приемник с мгновенным измерением частоты / ДатловА. П., Корниенко В. Т., Макаров А. М.,; патентообладатель ТРТИ (г. Таганрог). – № 04845234/21; заявл.29.05.1990; опубл. 15.11.1993, Бюл. № 41-42. – 7 с.

68. Пат. 2724138 РФ, МПК G01R 23/00. Цифровой приемник оперативного измерения частоты с устройствами выборки хранения и

амплитудными корректорами / Аткишкин С.Ф.; патентообладатель Аткишкин С.Ф. - № 2020100059; заявл. 09.01.2020; опубл. 22.06.2020, Бюл. №18. – 10с.

69. Пат. 809016 СССР, МПК H04B 1/10. Ранговый обнаружитель / Калюжный А.Я., Красный Л.Г., Хавило В.И. - №2756592/18-09; заявл. 24.04.1979; опубл. 28.02.1981, Бюл. №8. – 2с.

70. Пат. США, № 3755696, кл. 307-296, (H03K 17/00), публ. 26.08.73, т. 913, №5.

71. Пат. США, № 3983422, кл. 307-322, (H03K 1/12), публ. 28.09.76, т. 950, №5.

72. Бабунько С.А. Комплексная миниатюризация компонентов и устройств приемо-передающих модулей СВЧ диапазона. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Специальность 05.12.07 – Антенны, СВЧ устройства и их технологии. Нижний Новгород, 2006. – 230 с.

73. Zikiy, A. Wideband centimetre range detector / A. Zikiy, P. Zlaman, K. Rumyantsev // E3S Web of Conferences, Moscow, 25–27 ноября 2020 года. – Moscow, 2020. – P. 01034. – DOI 10.1051/e3sconf/202022401034.

74. Зламан, П. Н. Экспериментальное исследование микросхемы LTC5553 в режиме умножения частоты с направленным ответвителем / П. Н. Зламан, А. В. Андрианов, А. Н. Зикий // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2020. – Т. 16. – № 1. – С. 106-111. – DOI 10.17122/1999-5458-2020-16-1-106-111.

75. Румянцев К.Е., Прокофьев В.Н. Инвариантные алгоритмы обнаружения сигналов при априорной неопределенности помеховой обстановки. Учебное пособие. Таганрог, ТРТИ, 1990. – 45 с.

76. Ломакин Д.В. Устройство для стабилизации вероятности ложной тревоги. Авторское свидетельство СССР №373672, G01 S' 7/30. – Опубликовано 14.06.73.

77. Оводенко А.А. Робастные локационные устройства. Издательство Ленинградского университета, 1981. – 184 с.
78. Адаптивные системы и их приложения. Сборник статей. Под ред. А.В. Медведева. Новосибирск, «Наука», 1978. – 191 с.
79. Зикий А.Н. Обнаружение одиночных импульсов методом контраста. Известия ВУЗов СССР, сер. «Радиоэлектроника», 1980, том XXIII, №7. – С. 80-81.
80. Бирюков М.Н. Разработка и исследование непараметрических обнаружителей сигналов, помехоустойчивых в условиях воздействия шума и потока помех. Автореферат диссертации на соискание ученой степени д.т.н. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. – 33 с.
81. Вострецов А.Г. Методы устойчивого обнаружения и оценивания сигналов в системах технического контроля и оптимизации их структуры. Автореферат диссертации на соискание ученой степени д.т.н. Новосибирск, НГТУ, 1997. – 32 с.
82. Сосулин Ю.Г., Шлыков Д.В. Непараметрические к – этапные процедуры обнаружения. Радиотехника и электроника, 2004, том 49, №5. – С. 587-594.
83. Лапий В.Ю., Калюжный А.Я., Красный Л.Г. Устройства ранговой обработки информации. Киев, Техника, 1986. – 120 с.
84. Gibson J.D., Melsa J.L. Introduction to Nonparametric Detection With Application. N.Y., Academic Press, 1975. – 240 p.
85. Диллард Дж.М., Энтоньяк Ч.Е. Способ обнаружения сигналов на фоне шума с любым распределением. Пат. США №3.775.770, кл. 343-100 CL (H04 в 1/10). – Опубликовано 27.10.73, т. 916, №16.
86. Хансен, Ользен. Непараметрическое обнаружение сигналов с использованием обобщенного знакового критерия. Зарубежная радиоэлектроника, 1972, №9. – С. 28-41
87. Уилкс С. Математическая статистика. – М.: Наука, 1967. – 632 с.

88. Баев Е.Ф., Бурылин Е.И. Миниатюрные электрические линии задержки. – М.: Сов. Радио, 1978. – 248 с.
89. Булычев А.Л., Галкин В.И., Прохоренко В.А. Аналоговые интегральные схемы. Справочник. 2-е издание. Минск, «Беларусь», 1994. – 386 с.
90. Зикий, А. Н. Многоканальный частотный дискриминатор трехсантиметрового диапазона / А. Н. Зикий, П. Н. Зламан // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2016. – Т. 12. – № 1. – С. 107-116.
91. Зикий, А. Н. Разрешающая способность рангового обнаружителя / А. Н. Зикий, П. Н. Зламан // Инженерный вестник Дона. – 2017. – № 3(46). – С. 32. – Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/ru/magazine/archive/N3y2017/4357> (дата обращения 05.08.2022).
92. Зикий, А. Н. Ранговый обнаружитель одиночных импульсов / А. Н. Зикий, П. Н. Зламан // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2016. – № 9(182). – С. 113-121. – DOI 10.18522/2311-3103-2016-9-113121.
93. Делитель частоты на 32 / А. В. Андрианов, А. Н. Зикий, П. Н. Зламан [и др.] // Инженерный вестник Дона. – 2017. – № 2(45). – С. 23. – Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/ru/magazine/archive/N2y2017/4204> (дата обращения 05.08.2022).
94. Детекторы фирмы АЭРОФЛЕКС / Д. Е. Губарев, А. Н. Зикий, П. Н. Зламан, С. О. Мамченко // Инженерный вестник Дона. – 2017. – № 4(47). – С. 52. – Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/ru/magazine/archive/N4y2017/4409> (дата обращения 05.08.2022).
95. Серийные детекторы СВЧ (обзор) / В. П. Бутков, Д. Е. Губарев, А. Н. Зикий, П. Н. Зламан // Инженерный вестник Дона. – 2017. – № 1(44). – С. 13. – Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/ru/magazine/archive/N1y2017/4032> (дата обращения 05.08.2022).

96. Бутков, В. П. Сверхширокополосный детектор / В. П. Бутков, А. Н. Зикий, П. Н. Зламан // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2014. – Т. 10. – № 2. – С. 111-116.
97. Андрианов, А. В. Экспериментальное исследование смесителя на микросхеме LTC5553 / А. В. Андрианов, А. Н. Зикий, П. Н. Зламан // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2018. – Т. 14. – № 1. – С. 68-74.
98. Зикий, А. Н. Исследование динамического диапазона смесителя по комбинационным составляющим / А. Н. Зикий, А. В. Андрианов, П. Н. Зламан // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2017. – Т. 13. – № 2. – С. 74-78.
99. Rumyantsev, K. Detection of Signals by the Frequency-Time Contrast Method / K. Rumyantsev, A. Zikiy, P. Zlaman // Communications in Computer and Information Science (см. в книгах). – 2019. – Vol. 958. – P. 85-94. – DOI 10.1007/978-981-13-3804-5_7.
100. Experimental investigation of the LTC5553 microcircuit in the frequency multiplication mode / K. Y. Rumyantsev, A. N. Zikiy, P. N. Zlaman, S. O. Mamchenko // International Journal of Engineering and Technology(UAE). – 2018. – Vol. 7. – No 3.13 Special Issue 13. – P. 41-43.
101. Зикий А.Н., Зламан П.Н., Матвиенко Р.Н. Двухканальный приемник обнаружения сигналов. III Международная научно-практическая конференция «Современные тенденции развития науки и производства». г., Кемерово. – 2016. – том 3 – С. 106-111.
102. Зикий А.Н., Зламан П.Н., Матвиенко Р.Н, Сивокос Е.В. «Экспериментальное исследование монолитного смесителя». Международная научно-практическая интернет-конференция «Актуальные научные исследования в современном мире», выпуск 1, часть 2 , Переяслав-Хмельницкий, Украина. – 2015. – выпуск 1, часть 2 – С. 6-73.
103. Пустовалов А.И. Двухканальное приемное устройство СВЧ диапазона. Инженерный вестник Дона. – 2010. – №2.– / [Электронный

ресурс] – Режим доступа :<http://www.ivdon.ru/ru/magazine / archive / n2y2010 /195> (дата обращения 05.08.2022).

104. Шурховецкий А.Н. Многоканальная частотно-избирательная система СВЧ диапазона на основе направленных фильтров бегущей волны. Инженерный вестник Дона, 2010, №4. – / [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/ru/magazine/archive/n4y2010/292> (дата обращения 05.08.2022).

105. Нестерук В.Ф., Порфирьева И.Н. Контрастный прием импульсного сигнала со случайной фазой на фоне коррелированных помех // Радиотехника. – 1965. – Т. 20, №5. – С. 53-59.

106. Picardi G, Ragonese P. Su un circuito anti-interferenza per sistemi radar realizzato linee di ritardo // Alta frequenza. – 1968. – №12. – Р. 1147-1160.

107. Вопросы статистической теории радиолокации. Под ред. Г.П. Тартаковского. Т.1. – М.: Сов. радио, 1963. – 424 с.

108. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. – М.: Наука, 1971. – 1108 с.

109. Двайт Г.Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы. – М.: Наука, 1983. – 176 с.

110. Денисов О.Н., Прокофьев В.Н., Румянцев К.Е. Инвариантные и непараметрические алгоритмы квантования в бинарных обнаружителях сигналов. – Таганрог, ТРТИ, 1983. – 53 с.

111. Денисов О.Н., Прокофьев В.Н., Румянцев К.Е. Инвариантные алгоритмы обнаружения сигналов в шумах неизвестной мощности. – Таганрог, ТРТИ, 1984. – 48 с.

112. Мазор Ю.Л. и др. Помехоустойчивость обнаружения шумового сигнала, работающего по методу двустороннего пространственного контраста. Известия ВУЗов СССР, серия Радиоэлектроника, 1978, №9. – С. 110-113.

113. Василенко В.Э., Дикарев Б.Д., Зикий А.Н., Сальный И.А. Экспериментальное исследование ПМИЧ. Известия ЮФУ Серия Технические Науки, 2008, №3. С. 168-171.
114. Плаксиенко В.С., Плаксиенко Н.Е. Основы приема и обработки сигналов. Учебное пособие, в четырех частях. Таганрог, 2016.
115. Карлов А.Ф., Мушников В.В. Проектирование многоканальных полосковых мультиплексоров. Вопросы специальной радиоэлектроники, серия. Общие вопросы радиоэлектроники, 2007, №1. – С. 152-153.
116. Клименков А.С., Крикотин С.В., Пивоваров И.И., Шурховецкий А.Н. Измеритель мгновенной частоты миллиметрового диапазона. Вопросы специальной радиоэлектроники, серия. Общие вопросы радиоэлектроники, 2010, №1. – С. 15-22.
117. Зикий А.Н., Помазанов А.В. ПМИЧ. Учебное пособие. Таганрог, ИТА ЮФУ, 2016. – 57 с.
118. Зикий А.Н., Сальный И.А., Виноградова А.В. Варианты построения приемника-измерителя несущей частоты. Вопросы специальной радиоэлектроники, серия. Общие вопросы радиоэлектроники, 2007, №2.
119. Дикарев Б.Д., Василенко В.Э. Результаты экспериментальных исследований цифрового анализатора сигналов. Вопросы специальной радиоэлектроники, серия. Общие вопросы радиоэлектроники, 2012, №1. – С. 12-18.
120. Василенко В.Э., Дикарев Б.Д., Семенченко В.А. Разработка и исследование программного обеспечения широкополосного анализатора сигналов. Вопросы специальной радиоэлектроники, серия. Общие вопросы радиоэлектроники, №1, 2014. – С. 9-15.
121. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2007. – 751 с. (2-е издание)
122. Литюк В.Л., Литюк Л.В. Методы цифровой многопроцессорной обработки ансамблей радиосигналов. – М.: Солон-Пресс, 2007. – 592 с.

123. Щербачев В.А. Беспойсковая оценка частоты заполнения радиоимпульса. Радиотехника, 2014, №1. – С. 4-8.
124. Антипов С.А., Гнездилов Д.С., Козьмин В.А., Стопкин В.М. Цифровые интерполяционные алгоритмы оценки частоты гармонического сигнала. Сравнительный анализ. Радиотехника, 2014, №3. – С. 42-45.
125. Плаксиенко В.С., Плаксиенко Н.Е., Сиденков А.С. Исследование системы ФАПЧ с фазовым дискриминатором с обратными связями. Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. 2014, №4 (57). – С. 109-118.
126. Кравченко Д.А., Плаксиенко В.С., Сучков П.В. Дискриминаторы с управляемой характеристикой в системах частотной автоподстройки частоты. Электротехнические и информационные комплексы и системы. 2010. Т.6. №2. – С. 34-36.
127. Kay S. M. A fast and accurate single frequency estimator.// IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing 1989, v 37, №12. P. 1987-1990.
128. Каюков И.В., Манелис В.Б. Сравнительный анализ различных методов оценки частоты сигнала. // Известия вузов, Серия Радиоэлектроника, 2006, т. 49, №7. – С. 42-56.
129. Гнездилов Д.С., Матвеев Б.В. Сравнительный анализ цифровых интерполяционных алгоритмов оценки частоты радиосигнала.// Вестник ВГТУ, 2013, т.9, №2. – С. 37-39.
130. Чекрыгин Э.В., Байлов В.В., Зикий А.Н., Медведев А.А. Предельная точность поисковых панорамных частотомеров с учетом аномальных ошибок. Известия вузов, Радиоэлектроника, 2002, №4. – С. 64-67.
131. Кораблин Н.В., Крикотин С.В., Зикий А.Н., Зламан П.Н., Сальный И.А. Погрешность измерения несущей частоты импульсных радиосигналов. Вопросы специальной радиоэлектроники, серия. Общие вопросы радиоэлектроники, №1, 2015.

132. Reisenfeld S., Aboutanios E. A new algorithm for the estimation of the frequency of a complex exponential in additive Gaussian noise //Communications Letters, IEEE. – 2003. – Т. 7. – №. 11. – P. 549-551.
133. Техника СВЧ. Каталог НПП «Салют». Н.Новгород, 1997. – 152 с.
134. Коаксиальные, волноводные и оптические устройства. Каталог ННИПИ «Кварц». Н. Новгород, 2002. – 81 с.
135. Кристаллические детекторы. Том 1. Перевод с англ. Под ред. Е.Я. Пумпера. – М.: Сов. Радио, 1950. – 331 с.
136. Кристаллические детекторы. Том 2. Перевод с англ. Под ред. Е.Я. Пумпера. – М.: Сов. Радио, 1950. – 332 с.
137. Приемники радиолокационных станций. Перевод с англ. Под ред. А.П. Сиверса. – М.: Сов. Радио, 1949. – 320 с.
138. Силаев М.А., Комов А.Н. Измерительные полупроводниковые СВЧ преобразователи. – М.: Радио и связь, 1984, – 152 с.
139. Бутков В.П., Пивоваров И.И. Широкополосные высокочувствительные СВЧ детекторы в микрополосковом исполнении. В сб. «Радиотехнические и телевизионные средства сбора и обработки информации». Таганрог, ТРТУ, 1998. – С. 43-51.
140. Беляев Д.В., Зикий А.Н., Румянцев К.Е. Детектор СВЧ в режиме приема балансномодулированных сигналов. В сб.: «Проблемы современной радиоэлектроники». Ростов - на -Дону, ЮРГУЭС, 2006.
141. Беляев Д.В., Зикий А.Н., Пономаренко А.А. Динамический диапазон детекторного приемника с логарифмическим видеоусилителем. Материалы МНТК «Физика и технические приложения волновых процессов». Волгоград, 2004, 6-12 сентября.
142. Конструирование экранов и СВЧ устройств. Под ред. А.М. Чернушенко. – М: Радио и связь, 1990, – 352 с.
143. Полупроводниковые приборы . СВЧ диоды. Справочник. Под. Ред. Б.А. Наливайко. Томск, МГП «Раско», 1992. – 224 с.

144. ГОСТ 19656.13-76. Диоды полупроводниковые СВЧ детекторные. Метод измерения тангенциальной чувствительности.
145. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств. С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н. Либ и др.; Под ред. В.И. Вольмана. М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.
146. Аренков А.Б. Печатные и плёночные элементы РЭА. – Л.: Энергия, 1971. – 320 с.
147. Зикий, А. Н. Пятиоктавный синтезатор частот / А. Н. Зикий, П. Н. Зламан, Д. В. Власенко // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2013. – Т. 9. – № 4. – С. 31-36.
148. Беляев Д.В., Бурлаченко А.А., Зикий А.Н., Румянцев К.Е. Логарифмические детекторы (обзор). В электронном журнале “Информационное противодействие угрозам терроризма”, 2008, №12, часть 2. – С. 241-249.
149. Реклама НИИ полупроводниковых приборов, Томск. URL: niipp.ru/catalog/detail/php?ID=251.
150. Высокочувствительные детекторы миллиметрового диапазона серии 100. Реклама МНИПИ, Минск, 1990. С. 1-2.
151. Контрольно-измерительная аппаратура и элементы СВЧ тракта. Каталог ЗАО НПФ “Микран”, 2014. – 100с.
152. Дьяконов В.П. СВЧ-аксессуары фирмы Ageilent Technologies. Компоненты и технологии, 2011, №9. – С. 164-170.
153. Загородний А.С. Измерители мощности сигналов СВЧ и КВЧ диапазонов на основе диодных детекторов. Диссертация на соискание ученой степени к.т.н. Томск, ТУСУР, 2014. – 120 с.
154. Receiving Products: Amplitude and frequency measurement. Elisra Microelectronics. –77 p.
155. Егоров Н. ВЧ/СВЧ-изделия компании Linwave Technology. Компоненты и технологии, 2014, N 2. – С. 126-130.

156. Каталог продукции АО ЦНИИА, г. Саратов <http://www.cime.ru/catalogue/ais/means/microwave> (дата обращения 05.08.2022).
157. Гончарова Т.О., Зикий А.Н., Калиушко В.В. Делители частоты для синтезаторов СВЧ. Сборник статей международной научной конференции “Приоритетные научные исследования и разработки”. Саратов, МЦИИ “Омега Сайнс”, 13 февраля 2016. – С. 37-41.
158. Зикий А.Н., Пустовит А.А., Сальный И.А. Делитель частоты сантиметрового диапазона // Инженерный вестник Дона, 2016, №3. – / [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/rumagazine/archive/n3y2016/3691> (дата обращения 05.08.2022).
159. Белов Л.А. Устройства формирования СВЧ сигналов и их компоненты. М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – 320 с.
160. Додаев С.Э., Зикий А.Н., Помазанов А.В., Румянцев К.Е. Имитатор ЧМ сигналов со встроенным дивизиомером. Авиакосмическое приборостроение. 2005, №6. – С. 16-19.
161. Зикий А.Н., Помазанов А.В., Шипулин М.В. Делитель частоты на 20. В сб. «Информационное противодействие угрозам терроризма», 2011 №17. – С. 122-125.
162. Джуринский К.Б. Миниатюрные коаксиальные радиокомпоненты для микроэлектроники СВЧ М.: Техносфера, 2006. – 216 с.
163. Skolnic. Radar Handbook. N.Y. McGraw-Hill Companies. 2008. 1351 p.
164. Wideband Synthesizer with Integrated VCO ADF4350. www.analog.com.
165. Evaluation Board for Fractional – N/Integer - PLL Frequency Synthesizer ADF4350EB1Z. UG-109. www.analog.com.
166. Широкополосный синтезатор частот с ФАПЧ и встроенным ГУН. Мир электронных компонентов, 2009, №1. – С. 6.

167. Никитин Ю., Дмитриев С. Полный радиочастотный синтезатор с дробным коэффициентом деления ADF4350. Компоненты и технологии, 2010, №3. – С. 32-38.
168. Evaluation Board User Guide UG-110 ADF4350EB2Z. Analog Devices. – 12 p.
169. Шибаев С.С., Помазанов А.В., Раздобудько В.В. Акустооптические измерители параметров радиосигналов. Ростов-на-Дону, Изд-во Южного федерального университета, 2014. – 233 с.
170. Шибаев С.С., Помазанов А.В., Вольфовский Б.Н. Акустооптические процессоры. Алгоритмы и погрешности измерения: монография. Ростов-на-Дону: Изд-во Южного федерального университета, 2015. –212 с.
171. Maas S.A. Microwave Mixers. 2nd ed. Artech House, 1992.
172. Лисицын А.А., Родионов А.Д. Широкополосные смесители СВЧ диапазона. Обзоры по электронной технике. М.: ЦНИИ «Электроника», 1988. Вып. 20 (1413). – 37 с.
173. Радиоизмерительная аппаратура СВЧ и КВЧ. Узловая и элементная базы / Под ред. А.М. Кудрявцева. М.: Радиотехника, 2006. – 208 с.
174. Микроэлектронные устройства СВЧ. Киев: Техника, 1984. – 184 с.
175. Зикий А.Н., Зламан П.Н., Булгакова О.И., Пленкин А.П. Смеситель с большим динамическим диапазоном // Вопросы специальной радиоэлектроники. Сер. Общие вопросы радиоэлектроники. 2013. № 2. С. 118-124.
176. Зикий А.Н., Пленкин А.П. Смеситель дециметрового диапазона на комбинации линии передачи // Инженерный вестник Дона. 2016. № 3. – / [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/rumagazine/archive/n3y2016/3701> (дата обращения 05.08.2022).
177. Frequency mixer ADE42MH. Mini-Circuits/ DataSheet/ Minicircuits.com.

178. Microwave Mixer LTC5553. Linear Technology. Data Sheet. – 16 p.
179. Demo Manual DC2566A. Passive Bidirectional Mixer. Linear Technology. – 6 p.
180. Дроздов А.В., Дроботун Н.Б., Гошин Г.Г., Хорошилов Е.В. МИС ДБС диапазона частот 5-26 ГГц // Доклады ТУСУРа. 2017. Т. 20, № 1. – С. 23-25.
181. Зикий А.Н., Додаев С.Э., Курилкин Н.В., Шакунов С.А. Экспериментальное исследование смесителя на микросхеме K174ПС4 // Вопросы специальной радиоэлектроники. Серия «Общие вопросы радиоэлектроники». 2004. № 1. – С. 14-17.
182. Зикий А.Н., Додаев С.Э., Курилкин Н.В., Шакунов С.А. Экспериментальное исследование смесителя на микросхеме IAM81008 // Вопросы специальной радиоэлектроники. Серия «Общие вопросы радиоэлектроники». 2004. № 1. – С. 74-77.
183. RF, Microwave and Millimeter Wave IC. Selection Guide 2017. Analog Devices. – 56 p.
184. Красноголовый Б.Н., Плавский Л.Г. Варакторные умножители частоты. Минск, БГУ, 1979. – 288 с.
185. Касаткин Л.В., Чайка В.Е. Полупроводниковые устройства диапазона миллиметровых волн. Севастополь, "Вебер", 2006. – 319 с.
186. Ризкин И.Х. Умножители и делители частоты. – М.: Связь, 1976. – 328 с.
187. Бруевич А.Н., Евтянов С.И. Аппроксимация нелинейных характеристик и спектры при гармоническом воздействии. – М.: Сов. радио, 1965. – 344 с.
188. Грибов Э.Б. Нелинейные явления в приемо-передающем тракте аппаратуры связи на транзисторах. – М.: Связь, 1971. – 243 с.
189. Жаботинский М.Е., Свердлов Ю.Л. Основы теории и техники умножения частоты. – М.: Сов. радио, 1964. – 327 с.

190. Кищинский А.А. и др. Умножители частоты на полевых транзисторах с барьером Шотки. Обзоры по электронной технике. Серия 1. Электроника СВЧ. Вып. 10(1558) – М.: ЦНИИ "Электроника", 1990. – 32 с.
191. Савельев В.С. Умножители частоты СВЧ диапазона на транзисторах. Обзоры по электронной технике. Серия 1. Электроника СВЧ. Вып. 17(1220) – М.: ЦНИИ "Электроника", 1986. – 27 с.
192. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. Под ред. Р.А. Валитова и И.А. Попова. – М.: Сов. радио, 1973. – 464 с.
193. Зикий А.Н., Зламан П.Н., Власенко Д.В., Шипулин М.В.. Умножитель частоты миллиметрового диапазона. Информационное противодействие угрозам терроризма, 2011, №17. – С. 140-144.
194. Зикий А.Н., Зламан П.Н., Мухин Н.А., Пленкин А.П. Моделирование и экспериментальное исследование субгармонического смесителя. Информационное противодействие угрозам терроризма, 2011, №17. – С. 134-135.
195. Червяков Г.Г., Осадчий Е.Н. Анализ эффективности СВЧ смесителей частоты на резонансно-тунельных диодах. В сборнике: Наука и образование на рубеже тысячелетий, сборник научно-исследовательских работ. Кисловодский гуманитарно-технический институт, Южный федеральный университет. Кисловодск, 2017. – С. 130-138.
196. KeySight Technologies. Контрольно-измерительные решения. Каталог 2015. – 476 с.
197. HMC189AMS8/189AMS8E GaAs MMIC SMT Passive frequency Doubler, 2-4 GHz input. Analog Devices (Hittite), v.03.0714.
198. HMC188MS8/188MS8E GaAs MMIC SMT Passive frequency Doubler, 1.25-3.0 GHz input. Analog Devices (Hittite), v.04.0709.
199. Frequency Multiplier KBA-40+/KBA-40. Mini-Circuits. Rev.E.
200. Frequency Multiplier KC2-50+. Mini-Circuits. Rev.C.
201. Frequency Doubler FD93/FD93C. M/A COM. Rev. v2.

202. Open Carrier Frequency Doubler For Microvawe Telecommunications. M/A COM. Rev. v1.
203. HMC494LP3/494LP3E SMT GaAs HBT MMIC Divide-by-8, DC-18 GHz. Analog Devices (Hittite), v.05.1211.
204. Дингес С.И., Кочемасов В.Н. Устройства преобразования частот/ Под общей редакцией В.Н. Кочемасова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2020. – 432 с.
205. Wiley R.G. Electronic Intelligence. The Interception of Radar Signals. R.G. Wiley Dedham, MA: Artech House, 1985. – 284 p.
206. Беляев Д.В., Зикий А.Н., Румянцев К.Е. Экспериментальное исследование транзисторного детектора СВЧ. Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2006. №2. – С. 54-57.
207. Бушминский И.П., Морозов Г.В. Технология гибридных интегральных схем СВЧ. Учебное пособие. – М.: Высшая школа, 1980. – 285 с.
208. Красов В.Г., Петраускас Г.Б., Чернозубов Ю.С. Толсто пленочная технология в СВЧ микроэлектронике. – М.: Радио и связь, 1985. – 168 с.
209. Справочник по элементам полосковой техники. Под ред. А.Л. Фельдштейна. – М.: Связь, 1979. – 336 с
210. Грачев А.А., Мельник А.А., Панов Л.И. Конструирование электронной аппаратуры на основе поверхностного монтажа. – М.: НТ-Пресс, 2006. – 384 с.
211. Зламан, П. Н. Цифровой измеритель несущей частоты на основе БПФ / П. Н. Зламан // Дискуссии в области гуманитарных, естественно-научных аспектов современности : материалы XXXV Всероссийской научно-практической конференции, Симферополь, 15 февраля 2022 года. – Ростов-на-Дону: Профпресслит, 2022. – С. 286-291.

ПРИЛОЖЕНИЕ. АКТЫ ВНЕДРЕНИЯ



УТВЕРЖДАЮ

Заместитель начальника НИИЦ (г. Курск)
ЦНИИ» МО РФ по НР

М.Быканов

2019 г.

АКТ

научно-технической комиссии о реализации научных положений и выводов
диссертационной работы Зламана П.Н.

Комиссия в составе: председателя комиссии заместителя начальника 11 отдела Глазунова А.А., членов комиссии: ведущего научного сотрудника 1 научно-исследовательского управления Пихлапа С.В., младшего научного сотрудника 11 отдела Запорожца А.С. рассмотрела вопрос о реализации в работах НИИЦ (г. Курск) ФГУП «18 ЦНИИ» МО РФ результатов диссертационных исследований Зламана П.Н. посвященных разработке цифрового измерителя несущей частоты.

Комиссия установила, что результаты диссертационных исследований реализованы в ОКР по теме НИИЦ (г. Курск) в части схемы построения цифрового измерителя несущей частоты из состава беспоискового октавного приемника-обнаружителя и алгоритма цифрового анализа, позволившего повысить точность мгновенного измерения несущей частоты в широком диапазоне входных частот.

Реализация результатов диссертационных исследований Зламана П.Н. при выполнении ОКР способствовала достижению требуемых ТТХ конечного изделия.

Председатель комиссии:

Заместитель начальника 11 отдела

Глазунов А.А.

Члены комиссии:

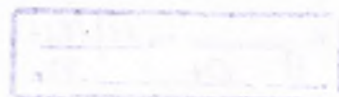
Ведущий научный сотрудник

1 научно-исследовательского управления

Пихлап С.В.

Младший научный сотрудник 11 отдела

Запорожец А.С.





«УТВЕРЖДАЮ»

Директор НКБ «МИУС» ЮФУ

О.Б. Спиридонов

«10» 07 2019 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы
Зламана Павла Николаевича
на соискание ученой степени кандидата технических наук
в НКБ Моделирующих и управляющих систем ЮФУ

Комиссия в составе:

председатель главный конструктор, к.т.н. Сурженко И.Ф.,

члены комиссии:

начальник отдела 30, к.т.н. Черкасов В.И.

начальник сектора отдела 14, к.т.н. Золотых В.П.

составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы
использованы в производстве, а именно:

1. Описанный в диссертации частотный дискриминатор диапазона 8-12 ГГц, является составной частью приемника мгновенного измерения частоты, входящего в изделие «АСОР-11356РО» (КЕЮЦ.464333.008-01) разработанного предприятием. Данное изделие поставлено и эксплуатируется на трех военных кораблях, входящих в состав ВМФ Индии. Применение дискриминатора позволило повысить помехоустойчивость приемника мгновенного измерения частоты, а также снизить его массу и габариты по сравнению с аналогами.

2. Предложенная аппроксимация амплитудно-частотных характеристик позволила упростить расчет характеристик приемника и снизить время разработки.

3. Разработанный алгоритм измерения несущей частоты позволил снизить погрешность изменения частоты по сравнению с предыдущей моделью.

Председатель комиссии:
Главный конструктор, к.т.н.

Сурженко И.Ф.

Члены комиссии:
Начальник отдела 30, к.т.н.

Черкасов В.И.

Начальник сектора отдела 14, к.т.н.

Золотых В.П.