

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
АЭРОКОСМИЧЕСКОГО ПРИБОРОСТРОЕНИЯ»

На правах рукописи



ТАРАСЕНКОВ Андрей Александрович

ОЦЕНКА ВЫСОТЫ ВОЗДУШНОГО СУДНА МЕТОДОМ ФАЗОВОЙ
АВТОПОДСТРОЙКИ ОПОРНОГО СИГНАЛА В РАДИОВЫСОТОМЕРЕ
НЕПРЕРЫВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Специальность **2.2.16** – Радиолокация и радионавигация

Диссертация на соискание ученой степени кандидата
технических наук

Научный руководитель
д.т.н., профессор Монаков А. А.

Санкт-Петербург

2024

ОГЛАВЛЕНИЕ

Оглавление.....	2
Введение.....	5
Актуальность темы исследования	5
Степень разработанности темы	8
Объект и предмет исследования	9
Цель и задачи диссертационной работы	9
Научная новизна.....	10
Теоретическая и практическая значимость	10
Методология и методы исследования	11
Положения, выносимые на защиту	11
Степень достоверности и апробация результатов	12
Публикации.....	12
Личный вклад автора	13
Структура и объем работы	13
Глава 1. Обзор радиовысотомеров непрерывного излучения	15
1.1 Развитие радиовысотомеров непрерывного излучения	15
1.2 Современные радиовысотомеры непрерывного излучения	18
1.2.1 Авиационные радиовысотомеры малых высот для гражданской авиации	18
1.2.2 Малогобаритные радиовысотомеры непрерывного излучения.....	21
1.2.3 Миниатюрные РВ непрерывного излучения.....	22
1.2.4 Радиочастотные сенсоры.....	24
1.2.5 Однокристалльные радары непрерывного излучения.....	26
1.3 Классификация РВ непрерывного излучения по используемому принципу обработки СБ27	
1.3.1 РВ непрерывного излучения с прямым измерением частоты СБ	27
1.3.2 РВ непрерывного излучения с обработкой методом синхронного приема.....	28

1.3.3	РВ непрерывного излучения со следящим измерителем частоты	29
1.3.4	РВ непрерывного излучения с автоподстройкой периода модуляции	31
1.3.5	РВ непрерывного излучения с обработкой на основе спектрального анализа ...	32
1.3.6	РВ непрерывного излучения с нейросетевой обработкой СБ	33
1.3.7	РВ непрерывного излучения с фазовой автоподстройкой опорного сигнала.....	34
1.4	Выводы по первой главе.....	36
Глава 2.	Математические модели следящих радиовысотомеров.....	37
2.1	Радиовысотомер со следящим измерителем частоты	37
2.2	Следящий радиовысотомер с автоподстройкой периода модуляции.....	43
2.3	Следящий РВ с измерительным контуром ФАПЧ.....	46
2.3.1	Математическая модель измерительного контура ФАПЧ.....	46
2.3.2	Реализация математической модели измерительного контура ФАПЧ.....	52
2.3.3	Контур автоподстройки по частоте.....	54
2.3.4	Фазовый фильтр наименьших квадратов.....	58
2.4	Исследование флуктуационных ошибок	61
2.5	Выводы по второй главе.....	64
Глава 3.	Измерение высоты над шероховатой поверхностью.....	65
3.1	Цилиндрическая случайная отражающая поверхность.....	66
3.2	Двухмерная случайная шероховатая поверхность	72
3.3	Выбор модели отражающей поверхности	80
3.4	Точность оценки высоты при отражении сигнала РВ от протяженной шероховатой поверхностию	81
3.5	Оценка доплеровского расширения спектра	83
3.6	Выводы по третьей главе	85
Глава 4.	Оптимизация измерительного контура ФАПЧ	86
4.1	Выбор закона частотной модуляции.....	86
4.1.1	Влияние типа частотной модуляции на флуктуационную составляющую ошибки оценки высоты	89

4.1.2	Влияние типа частотной модуляции на точность оценки высоты над шероховатой поверхностью	103
4.2	Выбор петлевого сглаживающего фильтра для измерительного контура ФАПЧ	105
4.2.1	Стационарные линейные фильтры	105
4.2.2	Фильтр Калмана в качестве ПСФ	107
4.2.3	Моделирование измерительного контура ФАПЧ с разными типами ПСФ	109
4.2.4	Качество работы измерительного контура ФАПЧ с разными типами ПСФ ...	110
4.3	Выводы по четвертой главе	113
Глава 5.	Экспериментальное исследование РВ с измерительным контуром ФАПЧ	115
5.1	Полунатурное моделирование	117
5.1.1	Практическая часть полунатурного моделирования	117
5.1.2	Обработка записи СБ измерительным контуром ФАПЧ	120
5.1.3	Точность оценки.....	121
5.2	Натурные испытания радиовысотомера с измерительным контуром ФАПЧ.....	123
5.3	Выводы по пятой главе.....	127
Заключение	129
Принятые сокращения и обозначения.....		133
Список литературы		137
ПРИЛОЖЕНИЕ А		148
ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....		150

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования

На борту воздушного судна (ВС) традиционно используется несколько измерителей высоты. В их числе барометрические высотомеры, входящие в группу аэрометрических приборов, а также радиовысотомеры (РВ), входящие в состав бортового радионавигационного оборудования.

Аэрометрические измерители исторически являются одними из первых приборов, которые появились на борту летательного аппарата (ЛА), и с момента своего появления технически уже достаточно хорошо проработаны. Радиотехнические измерители в силу более сложных физических принципов, лежащих в основе их работы, а также интенсивного развития радиоэлектроники и вычислительной техники сохраняют широкий простор для исследований до настоящего времени.

Использование бортовых РВ обеспечивает решение целого ряда задач управления полетом ЛА: полет с огибанием рельефа местности, посадка на гладкую водную поверхность, посадка ЛА в условиях недостаточной видимости, автоматическая посадка. Здесь бортовые РВ являются незаменимым средством обеспечения системы управления ЛА пилотажной информацией. Кроме того, в настоящее время бортовые РВ позволяют определить компоненты вектора путевой скорости, а в составе инерциально-корреляционной системы – текущие пространственные координаты ЛА. Важность бортовых РВ в современной авиации сложно переоценить, поэтому данные измерители взяты в фокус исследований настоящей диссертационной работы.

РВ давно и прочно заняли свое место в комплексе бортового радиооборудования большинства современных ЛА и часто применяются совместно с другими системами измерения высоты полета на ЛА самолетного типа, вертолетах, в ракетах и космических аппаратах.

В радиовысотометрии принято выделять две группы приборов: РВ малых высот, работающих в диапазоне высот от 0 до 1500 метров, и РВ больших высот, которые измеряют высоты более 1500 метров. Такое деление носит условный характер и связано оно с различием в принципах построения РВ.

В РВ больших высот используется традиционный для радиолокации импульсный метод измерения дальности. Именно поэтому для этой группы характерна минимальная высота измерений, существование которой связано с запирающим приемника на время излучения радиоимпульса передатчиком.

Радиовысотомеры малых высот используют непрерывное частотно-модулированное (ЧМ) излучение с линейным законом изменения частоты (ЛЧМ) и частотный метод измерения дальности. Существование максимальной высоты измерений для этой группы связано с тем, что с

ростом высоты ЛА пропорционально увеличивается площадь области на подстилающей поверхности, которая участвует в формировании отраженного сигнала. Это увеличение приводит к появлению т. н. шума дальности – одного из явлений, составляющих предмет исследования радиолокации протяженных целей [1]. Негативным проявлением шума дальности в радиовысотомерах является увеличение ошибок оценивания с увеличением высоты.

Частотный метод измерения дальности [2, 3] в РВ малых высот основан на формировании сигнала биений (СБ), который образуется на выходе смесителя приемника, на входы которого подаются принятый антенной и усиленный в приемнике сигнал, отраженный от земной поверхности, и ослабленный в направленном ответвителе излучаемый сигнал. Средняя частота СБ вне зависимости от закона частотной модуляции излучаемого сигнала прямо пропорциональна высоте полета. Коэффициент пропорциональности является постоянной величиной, которая зависит от средней скорости изменения частоты излучаемого сигнала. Для измерения высоты в РВ осуществляется оценка средней частоты СБ. Эта оценка может быть реализована разными способами. В простейших РВ происходит обычный подсчет числа пересечений сигналом нулевого уровня [3 – 6] за период модуляции. В более совершенных приборах такая оценка выполняется методами спектрального анализа [7]. Существуют также РВ следящего типа, в которых измерение высоты осуществляется путем изменения периода частотной модуляции или девиации частоты излучаемого сигнала. Сам же период модуляции или девиация изменяются от периода к периоду модуляции таким образом, чтобы частота СБ оставалась примерно постоянной [8 – 11]. Постоянство частоты СБ поддерживается специальным контуром автоматического слежения. Управляющий сигнал на выходе этого контура пропорционален измеряемой высоте.

Частотный метод дальности нашел свое применение не только в радиовысотометрии, он широко распространен в ультразвуковой измерительной технике [12 – 14], в системах контроля трафика дорожного движения [15], применяется в медицинских исследованиях [16, 17], в промышленности [18, 19], охранных системах контроля периметра [20].

От точности алгоритмов оценки частоты СБ зависит качество работы измерителей, используемых во многих отраслях науки и техники. На сегодняшний день наибольшее распространение получили измерители частоты СБ, использующие алгоритмы спектрального анализа, и следящие измерители. Общим недостатком данных методов является то, что они оценивают частоту, которая соответствует центру тяжести спектра СБ. В общем случае это приводит к появлению специфических ошибок измерения - шума дальности. Кроме этого, каждому из методов обработки присущи свои недостатки. Например, алгоритмы спектрального анализа потенциально могут иметь достаточно высокую точность оценки средней частоты СБ, но достигается эта точность за счет значительного роста вычислительной нагрузки и кратного

повышения скорости аналого-цифрового преобразования. Измерители следящего типа также имеют высокие точностные показатели, однако их реализация требует сложных схемотехнических решений.

В настоящей работе предлагается новый метод обработки, основанный на автоподстройке контура слежения за фазой СБ. Из теории радиолокации известно, что наиболее точными являются фазовые методы оценивания параметров радиосигналов. Поэтому, формируя опорный сигнал в виде модели ожидаемого СБ и используя его для оценки изменений фазы СБ, возможно создать такой измерительный контур ФАПЧ, который по качеству оценивания частоты будет близок к оптимальному как при оценке высоты ЛА при полете над гладкой поверхностью, так и в условиях влияния шероховатости отражающей поверхности. Реализация данного принципа в радиовысотомере малых высот позволяет осуществить эффективную оценку высоты без существенных вычислительных затрат. При этом сам РВ может быть значительно упрощен схемотехнически в сравнении с классическими следящими радиовысотомерами.

Традиционно системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) используются в технике для синтеза сетки стабильных частот в радиоаппаратуре, в системах измерения частоты и автоподстройки генераторов колебаний, точной синхронизации генераторов переменного тока в энергетике, стабилизации скорости вращения двигателей, и во многих других технических приложениях.

В основу принципа работы ФАПЧ положена автоматическая подстройка фазы колебаний управляемого генератора к фазе высокостабильного опорного генератора [21, 22]. ФАПЧ по структуре представляет собой замкнутую систему автоматического регулирования, в которой точность выдерживания равенства фаз опорного сигнала и сигнала управляемого генератора очень высока. Следовательно, будет естественно предположить, что ФАПЧ может быть эффективно использован для оценки параметров сигналов, и примеры такого использования можно найти в работах [23 – 28].

Такой подход может быть распространен и для оценки частоты СБ в радиовысотомере непрерывного излучения, однако, ввиду специфики природы СБ, ФАПЧ необходимо определенным образом модифицировать [29 – 31]. Трудно преодолимым препятствием являются «перевороты» фазы СБ, которые возникают в моменты перехода мгновенного значения частоты СБ через нулевой уровень. Если не предпринимать никаких дополнительных мер, в эти моменты в контуре ФАПЧ каждый раз будет возникать переходный процесс, что негативно скажется на точности измерений. Настоящая диссертация посвящена синтезу и исследованию измерительного контура ФАПЧ, который позволяет осуществить слежение за фазой СБ в РВ непрерывного излучения и может быть использован для оценки высоты ЛА.

Степень разработанности темы

Теоретическую основу выполненных в настоящей диссертации исследований составили фундаментальные положения по теории радиовысотометрии советских ученых Жуковского А. П., Оноприенко Е. И., Чижова В. И., [8]; работы в области радиолокации протяженных целей Островитянова Р. В. и Басалова Ф. А. [1]; прикладные научные разработки в области методов математического моделирования отражения радиолокационных сигналов от протяженной шероховатой поверхности Монакова А. А. и Нестерова М. Ю. [32, 33]. Большое влияние на осмысление автором современных проблем области радиовысотометрии оказали работы радиолобителя из Словении Матиаса Видмара (*Matjaz Vidmar*) [6]. В область научного поиска диссертации попали также труды ряда современных зарубежных научных коллективов, среди которых можно выделить группу авторов *S. Reshma, P. R. Midhunkrishna, S. Joy, S. Sreelal, M. Vanidevi* индийского центра космических исследований VSSC [7]; ученых *J. Choi, J. Jang, J. Roh* корейского центра оборонных исследований [10]; работу коллектива исследователей *Nilang Trivedi; Dheeraj Kore; Sanjit Sasidhar; A.Venkat Reddy* [11] из университета Нирма, Ахмедабад, Индия.

На сегодняшний день в нашей стране главным научным и производственным центром области радиовысотометрии является уральское предприятие УПКБ «Деталь», г. Каменск-Уральский. Ряд задач в области синтеза алгоритмов обработки сигналов для радиовысотомеров была решена в Санкт-Петербургском Государственном университете аэрокосмического приборостроения на кафедре радиотехнических систем в лаборатории радиовысотометрии под руководством профессора Л. Е. Овчинникова. Известны также работы АО «ПКК Миландр» по проекту «Высотомер-1», имеющему широкий спектр применений от малоразмерных ЛА до горного оборудования и карьерой техники [34].

Бортовые радиовысотомеры изобретены более 80-ти лет назад и теоретически проработаны очень глубоко, однако авиационная техника непрерывно развивается, поэтому и сегодня остается значительное поле для исследований в этой области. В частности, основным вызовом настоящего времени является интенсивное развитие малоразмерных летательных аппаратов (МЛА) различных типов. Такие аппараты сами по себе являясь очень дешевыми в сравнении с пилотируемыми ЛА, требуют дешевого, технологичного и при этом эффективного бортового оборудования. Ввиду того, что традиционно радиовысотомеры создавались для пилотируемой авиации и ракетной техники, вопрос их экономической эффективности, если и рассматривался, то далеко не в первую очередь. Сегодня для вооружения большого количества МЛА радиовысотомерным оборудованием требуется разработать методы улучшения основных технических характеристик РВ и

технологичности производства, при этом значительно упростив конструкцию для максимального снижения себестоимости.

Сложность решаемой задачи связана с рядом объективных факторов:

- 1) повышение технологичности подразумевает минимизацию количества компонентов устройства, упрощение схемотехники, что влечет за собой целый ряд ограничений;
- 2) сохранение высоких точностных характеристик в рамках заданных ограничений требует простых и эффективных алгоритмов обработки сигналов, не требующих значительных вычислительных ресурсов;
- 3) создание простого в реализации и настройке приёмопередающего тракта, который бы обеспечивал устойчивое формирование необходимых радиосигналов в широком диапазоне высот и температур.

В связи с этим актуальной становится задача по исследованию радиовысотомера непрерывного излучения следящего типа с измерительным контуром ФАПЧ.

Объект и предмет исследования

Объектом исследования работы являются алгоритмы и методы обработки сигналов в радиовысотомерах непрерывного излучения.

Предмет исследования - контур фазовой автоподстройки опорного сигнала в системе обработки сигнала биений радиовысотомера непрерывного излучения.

Цель и задачи диссертационной работы

Цель диссертационной работы - повышение качества измерений высоты воздушного судна радиовысотомером непрерывного излучения путем разработки алгоритма оценки, основанного на слежении за фазой сигнала биений контуром автоматической подстройки опорного сигнала.

В работе поставлены и решаются следующие основные задачи.

- 1) Аналитический обзор современного уровня и тенденций развития РВ непрерывного излучения, а также методов обработки сигнала биений.
- 2) Разработка алгоритмов обработки сигнала биений и структурной схемы РВ с измерительным контуром фазовой автоподстройки опорного сигнала.
- 3) Сравнительный анализ точности оценок высоты в РВ разных типов в условиях воздействия шумов измерителя и расширения спектра сигнала биений, вызванного шероховатостью отражающей поверхности и эффектом Доплера.
- 4) Экспериментальные исследования предлагаемого измерителя.

Научная новизна

Научная новизна настоящей работы заключается в следующем.

- 1) Для обработки СБ и оценки высоты в РВ непрерывного излучения предложен алгоритм, основанный на использовании контура фазовой автоподстройки специального опорного сигнала.
- 2) Предложен способ повышения точности РВ с измерительным контуром ФАПЧ за счет применения специального фазового фильтра, работающего на основании метода наименьших квадратов.
- 3) Предложен способ увеличения быстродействия измерительного контура ФАПЧ за счет применения фильтра Калмана в качестве петлевого сглаживающего фильтра.
- 4) Теоретически обоснованы и экспериментально подтверждены результаты по выбору типа ЧМ для РВ с контуром ФАПЧ.

Теоретическая и практическая значимость

Теоретическая значимость результатов проведенных исследований заключается в том, что предложен оригинальный метод обработки СБ в РВ непрерывного излучения с использованием контура ФАПЧ.

Показано, что оценки высоты, формируемые таким измерителем, стремятся к оптимальным по критерию максимума правдоподобия.

Полученные границы Крамера-Рао для дисперсии оценки высоты при использовании разных типов ЧМ показывают, что гармонический закон ЧМ в РВ непрерывного излучения обеспечивает более высокую точность по сравнению с линейными законами ЧМ.

Практическая значимость полученных результатов исследования определяется следующим.

- 1) Построены математические модели РВ непрерывного излучения следящего типа, в том числе РВ с измерительным контуром ФАПЧ, обеспечивающие необходимый инструментарий для исследований и отладки алгоритмов обработки СБ.
- 2) Разработаны алгоритмы позволяющие повысить точность РВ с измерительным контуром ФАПЧ.
- 3) Разработан петлевой сглаживающий фильтр для измерительного контура ФАПЧ на основе фильтра Калмана, позволяющий повысить быстродействие измерительной системы.

- 4) Определен закон частотной модуляции излучаемого сигнала РВ, обеспечивающий увеличение точности оценки высоты.
- 5) Исследовано влияние эффекта расширения спектра СБ, вызванного шероховатостью отражающей поверхности и эффектом Доплера, на точность РВ непрерывного излучения.
- 6) Разработан и построен макет приемопередающего устройства РВ непрерывного излучения для лабораторных и натурных испытаний.
- 7) Проведены сравнительные экспериментальные исследования точности РВ в условиях отражения зондирующего сигнала от шероховатой поверхности.

Методология и методы исследования

Планирование и общая организация работ диссертационного исследования выполнены с использованием методологии системного анализа.

Решения поставленных задач в диссертационной работе выполнено методом математического моделирования процессов и систем, имитационного моделирования и методом полунатурного и натурального эксперимента.

Математические модели синтезированы с использованием методов теории автоматического регулирования, методов теории оценивания, теории цифровой обработки сигналов, математической статистики, а также методов теории радиолокации и теории распространения радиоволн.

Положения, выносимые на защиту

На защиту выносятся следующие положения.

- 1) Использование в следящем радиовысотомере непрерывного излучения контура фазовой автоподстройки, в состав которого входят генератор опорного сигнала, измеритель среднего значения разности фаз сигнала биений и опорного сигнала и фазовый фильтр наименьших квадратов, позволяет оптимально по критерию максимума функции правдоподобия оценивать высоту воздушного судна.
- 2) Математические и натурные эксперименты показывают, что радиовысотомер с контуром фазовой автоматической подстройки опорного сигнала менее чувствителен к расширению спектра СБ, возникающего вследствие шероховатости отражающей поверхности, и позволяет повысить точность измерения высоты над шероховатой поверхностью на 50% по сравнению с известными следящими радиовысотомерами.

3) Предлагаемая методика повышения качества оценок высоты радиовысотометром непрерывного излучения, основанная на выборе типа частотной модуляции зондирующего сигнала и применения фильтра Калмана в измерительном контуре ФАПЧ, позволяет увеличить точность на 20% и быстродействие измерителя в два раза.

Степень достоверности и апробация результатов

Достоверность результатов диссертационного исследования подтверждается тем, что:

- исследования опираются на фундаментальные положения математической статистики, радиолокации и теории распространения радиоволн;
- использованы современные методы компьютерного моделирования;
- основные модели реализованы разными способами и осуществлено объективное сопоставление полученных результатов;
- на каждом этапе моделирования рабочие алгоритмы проходили верификацию на строгое соответствие теории;
- результаты компьютерного моделирования подтверждены данными полунатурных и натуральных экспериментов.

Апробация результатов работы. Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на многих научно-технических конференциях, в числе которых Научная сессия ГУАП, посвященная дню космонавтики, Санкт-Петербург, 2020 г.; XXVII международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2021 г.; XXIX международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2023 г.; Шестая всероссийская научно-техническая конференция «Радиовысотометрия - 2021», АО «Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь», г. Каменск-Уральский, 2021 г.; XXV международная научная конференция «Волновая электроника и информационные системы», Санкт-Петербург, 2022 г.; XXVI международная научная конференция «Волновая электроника и информационные системы», Санкт-Петербург, 2023 г.

Публикации

Содержание диссертации изложено в 18 работах, в числе которых: 5 статей в рецензируемых научных журналах, включенных в перечень ВАК; 1 патент на полезную модель; 2 работы опубликованы в изданиях РИНЦ; 1 работа в материалах конференции, индексируемой базой данных Scopus; 9 работ опубликованы в материалах конференций, индексируемых РИНЦ.

Личный вклад автора

В процессе работы над диссертацией автором лично и при его непосредственном участии:

- разработаны основные теоретические положения, использованные при создании РВ с контуром ФАПЧ;
- разработаны и реализованы в среде моделирования процессов и систем Matlab/Simulink математические модели РВ непрерывного излучения, использующие различные принципы обработки СБ;
- получены уравнения для вычисления границы Крамера-Рао для дисперсии оценок высоты РВ при непрерывном излучении с различными типами ЧМ;
- выполнено имитационное моделирование и проведены сравнительные исследования точности оценок, полученных в РВ с различными способами обработки СБ;
- построен макетный образец РВ непрерывного излучения с контуром ФАПЧ и предложена методика проведения лабораторных и натурных испытаний;
- проведены экспериментальные исследования РВ с контуром ФАПЧ в лабораторных условиях и в условиях натурных испытаний.

Структура и объем работы

Диссертационная работа состоит из введения, пяти глав, заключения, списка сокращений и обозначений и списка использованной литературы.

Первая глава посвящена обзору существующих и перспективных РВ непрерывного излучения. В главе приведена классификация алгоритмов обработки радиолокационной информации в современных РВ.

Вторая глава работы посвящена синтезу математических моделей и анализу флуктуационных ошибок РВ непрерывного излучения слеящего типа, в том числе математической модели РВ с измерительным контуром ФАПЧ, являющегося предметом диссертационного исследования.

Третья глава посвящена сравнительному анализу точности РВ непрерывного излучения с измерительным контуром ФАПЧ с точностью слеящих РВ других типов в условиях отражения зондирующего сигнала от протяженной шероховатой поверхности.

В четвертой главе представлен поиск параметров зондирующего сигнала, обеспечивающего наилучшую потенциальную точность, а также выбор оптимального петлевого фильтра для измерительного контура ФАПЧ.

В пятой главе представлены результаты полунатурного и натурного эксперимента по оценке точности РВ непрерывного излучения с измерительным контуром ФАПЧ.

Работа содержит 71 рисунок, 5 таблиц. Список использованной литературы включает 134 наименования. Объем работы составляет 151 страницу.

ГЛАВА 1. ОБЗОР РАДИОВЫСОТОМЕРОВ НЕПРЕРЫВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

1.1 Развитие радиовысотометров непрерывного излучения

Идея использования частотно-модулированных колебаний для определения расстояний была впервые высказана канадским изобретателем Р. А. Фессенденом (*Reginald Aubrey Fessenden*) в 1918 г. применительно к технике обнаружения кораблей при помощи ультразвука. В 1924 г. ученые Эдвард Виктор Эппелтон (*Sir Edward Victor Appleton*) и Майлз Барнетт (*Miles Barnett*) использовали в своих опытах интерференцию прямого и отраженного радиосигналов непрерывного излучения при определении в атмосфере толщины слоя Кеннели-Хевисайда. Позднее, в аналогичных опытах идея была усовершенствована за счет применения быстрого периодического изменения частоты. Метод варьирования частоты был использован также в интерференционных радиодальномерах Мандельштама-Папалекси [35].

История развития самолетных радиовысотометров непрерывного излучения начинается во второй половине 20-х годов XX века. Система индикации высоты самолета на основе синхронного приема частотно модулированных высокочастотных колебаний была впервые предложена Джетсоном О. Бентли (*Jetson O. Bently*) из *General Electric Company*, [36]. В дальнейшем эта идея получила развитие, когда американский инженер Расселл Ньюхаус (*Russell C. Newhouse*) из лаборатории *Bell Telephone Laboratories* и профессор Уильям Литтелл Эверитт (*William Littell Everitt*) разработали прибор для измерения высоты на борту ЛА, использующий радиолокационный частотный принцип измерения дальности [37].

В последующие годы такие бортовые устройства получили название радиовысотометры и нашли широкое применение не только в США. В нашей стране работы по данному направлению были поручены вновь сформированному ОКБ-379 в 1949 году. Впоследствии это ОКБ реорганизовано в Уральское Проектное Конструкторское Бюро (УПКБ) «Деталь», г. Каменск-Уральский [38].

Радиовысотометры первого поколения с непрерывным частотно-модулированным излучаемым сигналом представляли собой ламповые аналоговые устройства, в которых средняя частота полученного в приемнике СБ преобразовывалась с помощью частотного детектора в напряжение, а измеряемая высота отображалась на специально проградуированной в метрах шкале милливольтметра, измеряющего это напряжение [37], как например это было реализовано в РВ MARK-10X фирмы BONZER (США) [38], рисунок 1 а).

РВ следующего поколения отличались переходом на более высокую несущую частоту и внедрением полупроводниковых компонентов, по существу, оставаясь все теми же сугубо аналоговыми приборами. Измерения осуществлялись простым подсчетом количества пересечений

СБ нулевого уровня за единицу времени с последующим преобразованием результата в дальность до поверхности. В качестве примера такого измерителя можно назвать высотомер РВ-5 производства УПКБ «Деталь», г. Каменск-Уральский (СССР) [38], рисунок 1 б).

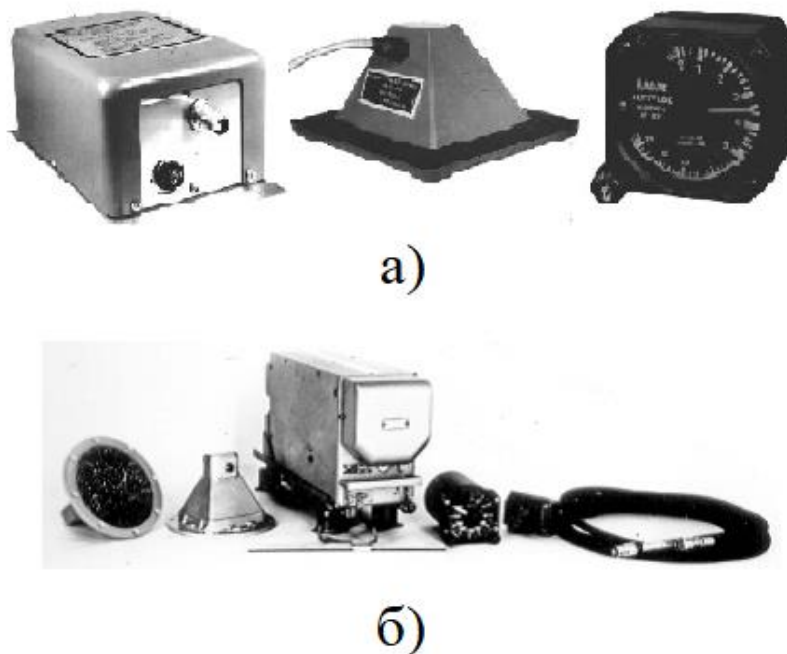
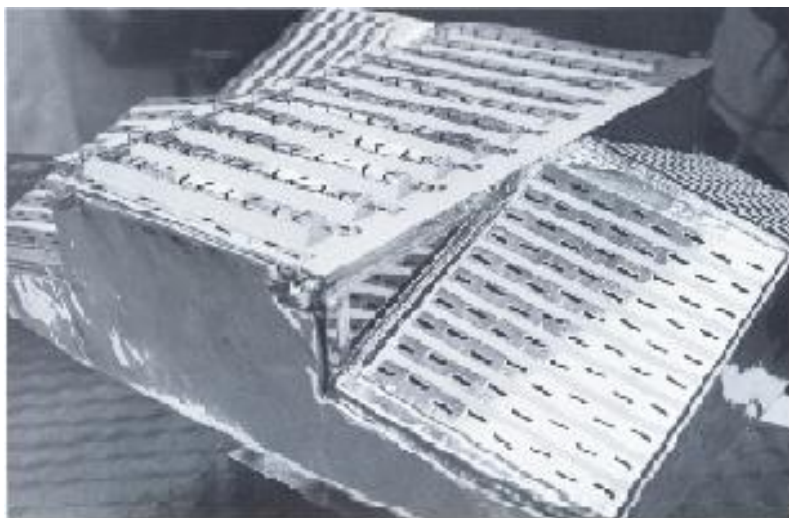


Рисунок 1 – Радиовысотомеры: а) BONZER MARK-10X, б) РВ-5 УПКБ «Деталь»

С развитием полупроводниковой микроэлектроники и цифровых систем появилось новое поколение радиовысотомеров непрерывного излучения. Их характерной особенностью стала миниатюризация элементной базы и переход на более сложные методы оценки по максимуму получаемого спектра биений. К таким приборам можно отнести радиовысотомеры обеспечения мягкой посадки космических аппаратов лунной программы: *Ryan Aerospace Apollo11 Landing Radar* и бортовую радиолокационную станцию «Планета» аппарата «Луна-16», рисунок 2 а), б) [38], [40, 41].

Следом появились РВ нового – следящего типа [8 – 11]. Оставаясь все теми же цифро-аналоговыми устройствами, эти приборы использовали совершенно другой принцип работы. Частота биений в них не измерялась непосредственно, а поддерживалась равной определенному значению за счет изменения крутизны закона частотной модуляции. Такое равенство в РВ обеспечивал специальный замкнутый следящий контур, который в зависимости от отклонения частоты СБ от заданного значения подстраивал период ЧМ так, чтобы частота биений начала изменяться в обратном направлении. Таким образом, период частотной модуляции оказывался

пропорционален времени запаздывания радиосигнала или дальности до поверхности. К этому классу РВ относятся изделия А-035 и А-037 [38].



а)

б)

Рисунок 2 – Радиовысотомеры лунной программы:

а) Ryan Aerospace Apollo11 Landing Radar; б) РВ мягкой посадки «Планета»

За рубежом в это время активно развивались радиовысотомеры непрерывного излучения, в которых частота СБ оценивалась с использованием спектральных методов анализа на основе быстрых алгоритмов дискретного преобразования Фурье. Этому во многом способствовали успехи в развитии зарубежной микроэлектроники и микропроцессорной техники.

Первым полностью цифровым отечественным РВ малых высот стал прибор А-041, разработанный в 1988 г. для самолетов Ту-204, Ил-96, Ил-114 и др. [38].

Сегодня частотный метод определения расстояний получил самое широкое распространение не только в авиации, но также в гидроакустике, медицине, в различных промышленных датчиках, в автотранспорте, в специальных сенсорах человеко-машинных интерфейсов и многих других областях науки и техники. Ниже представлен обзор некоторых современных радиовысотомеров и радиочастотных сенсоров, использующих частотный метод измерения расстояний.

1.2 Современные радиовысотомеры непрерывного излучения

На сегодняшний день радиовысотомеры непрерывного излучения представляют собой компактные устройства, объединяющие в своей конструкции все необходимые электронные узлы. Часто радиовысотомеры выполнены в виде моноблока, где приемопередающее устройство и антенны выполнены в едином корпусе. Схемотехника таких измерителей высокотехнологична и построена на электронных компонентах с высокой степенью интеграции.

Современные темпы развития электроники характеризуются увеличением степени микроминиатюризации, технологичности и надежности производимого оборудования. В связи с этим современные радиовысотомеры малых высот переходят на новый качественный уровень, от громоздких и сложных в настройке аналоговых устройств к компактным одноплатным и к микроминиатюрным радиолокационным системам на кристалле.

Вместе с этим существенно расширилось и разнообразие носителей такого оборудования. Сегодня радиовысотомеры непрерывного излучения используют как трансатлантические авиалайнеры, так и миниатюрные летательные аппараты. Очевидно, что столь непохожие друг на друга типы носителей предъявляют совершенно различные требования к своему бортовому оборудованию, в том числе и к радиовысотомерам.

Чтобы удовлетворить столь широкий спектр требований в мире производится большая номенклатура радиовысотомерного оборудования, отличающегося конструкцией, характеристиками, спецификой решаемых задач.

Для того, чтобы получить ясное представление о современном уровне развития данного направления, проведем обзор выпускаемых сегодня радиовысотомеров малых высот, сопоставим их технические характеристики и выполним их классификацию.

1.2.1 Авиационные радиовысотомеры малых высот для гражданской авиации

Такие приборы относятся к классу бортовых РВ непрерывного излучения, которые в основном производятся в США, Европе и России. Этот класс бортового авиационного оборудования имеет типовое конструктивное исполнение, рисунок 3, в состав которого входит приемопередатчик; антенный блок и комплект соединительных кабелей, кроме этого, изделие может комплектоваться специальным индикатором. Приемопередатчик монтируется внутри фюзеляжа в соответствии с требованиями электромагнитной совместимости с тем, чтобы обеспечить минимально возможную длину коаксиальных антенных кабелей, и паразитного просачивания сигнала между приемной и передающей антеннами. Часто это нижняя сторона в хвостовой части фюзеляжа. Полученные данные РВ передает в кабину пилота на специальный

пульт или в общую бортовую пилотажно-навигационную систему с использованием помехозащищенных цифровых интерфейсов. В некоторых изделиях используется передача аналогового сигнала.



Рисунок 3 – Основной блок и комплект антенн радиовысотомера Garmin GRA5500

В сводной таблице 1 приведены основные технические параметры современных авиационных РВ малых высот, представленные на рынке мировыми лидерами производства этих изделий. Данные таблицы взяты из открытых источников [38], [42 – 51].

Таблица 1 – Технические характеристики авиационных бортовых радиовысотомеров малых высот

	США				Европа		Россия
Производитель	Honeywell Bendix/King	Collins Aerospace	Garmin	FreeFlight Systems	Thales	LEONARDO	УПКБ «Деталь»
Модель	KRA 405	LRA-2100	GRA 5500	RA-7500	ERT-530	ANV-420	A-052
Частота излучения, МГц	4200 – 4400	4225 – 4375	4250 – 4350	4200 – 4400	4200 – 4400	4220 – 4380	4200 – 4400
Измеряемые высоты, м	0 – 762	- 6 – 1524	- 6 – 777	- 6 – 762	- 6 – 1524	0 – 1270	0 – 1500
Погрешность ($H = 30,5$ м), м	$\pm 0,91$	$\pm 0,46$	$\pm 0,46$	$\pm 0,91$	$\pm 0,46$	$\pm 0,51$	$\pm 0,70$
Излучаемая мощность, мВт	60	340	1000	100	70	1000	100 – 200
Потребление, Вт	23	н/д	13.75	11.2	< 20	< 23	17
Масса, кг	1,36	3,9	1,6	< 1	3,8	1,7	3,0

Из таблицы 1 следует, что современные авиационные радиовысотомеры непрерывного излучения основных мировых производителей работают в специально выделенном диапазоне частот от 4.2 до 4.4 ГГц и обладают точностью порядка $\pm 0.45... \pm 1$ м, которая в таблице 1 нормирована для высоты в 100 футов ($H = 30,5$ м).

С увеличением высоты точность РВ снижается. Ухудшение точности с ростом высоты связано с расширением спектра СБ ввиду увеличения площади участка поверхности, отражающей зондирующий сигнал. Современные радиовысотомеры непрерывного излучения в большинстве своем используют методы цифрового спектрального анализа получаемого СБ [52], поэтому расширение спектра этого сигнала и возникновение его многомодальности неизбежно приводит к ухудшению точности.

Излучаемая мощность у авиационных РВ непрерывного излучения, как правило, ограничена несколькими сотнями милливатт. Исключение составляют только изделия GRA 5500 от *Garmin* [45] и ANV-420 от итальянской компании LEONARDO [49], выходная мощность которых достигает 1 Вт.

Массогабаритные показатели и потребляемая мощность у всех приборов имеет примерно одинаковый порядок, что вкупе с остальными техническими параметрами дает представление о современном мировом уровне развития авиационных радиовысотомеров малых высот.

1.2.2 Малогабаритные радиовысотомеры непрерывного излучения

Данный вид РВ стоит отдельно выделить, так как они сконструированы специально для небольших аппаратов малой авиации.

Это современные приборы с цифровой обработкой сигналов, для которых характерны небольшие габариты и масса, невысокая стоимость. В качестве примера представим два изделия, производства УПКБ «Деталь», г. Каменск-Уральский [38]. Это опытный радиовысотомер РВ-ИМА, рисунок 4 а) и выпускаемый серийно радиовысотомер моноблочной конструкции А-065А, рисунок 4 б). Для полноты сравнения стоит также рассмотреть характеристики прибора CRA-501 турецкой компании Meteksan [50], продукция которой ориентирована на применение в МЛА.

Характеристики этих приборов представлены в таблице 2.



Рисунок 4 – Малогабаритные радиовысотомеры малых высот производства УПКБ «Деталь»: а) изделие РВ-ИМА; б) изделие А-065А

Таблица 2 – Технические характеристики малогабаритных РВ малых высот

Изделие	Диапазон рабочих частот, МГц	Диапазон измерения высоты Н, м	Погрешность, м	Габариты, ДхШхВ, мм	Масса, кг
А-065А	4200 – 4400	0,5 – 2000	$\pm (0,25 + 0,01Н)$	200x114x26	0.8
РВ-ИМА	4200 – 4400	0 – 1500	$\pm (0,45 + 0,02Н)$	100x100x70	< 1.0
СРА-501	4200 – 4400	2 – 1500	$\pm (0,5 + 0,02Н)$	171x111x18	< 0.85

Важно отметить, что изделие А-065А не является радиовысотомером непрерывного излучения. Это импульсный радиовысотомер, однако, он разработан специально для измерения малых высот, а его высокие точностные характеристики делают его по-своему уникальным.

1.2.3 Миниатюрные РВ непрерывного излучения

Такие приборы появились в последнее десятилетие ввиду бурного развития различных видов МЛА. Пример данной разновидности РВ показан на рисунке 5.

Характерными особенностями таких приборов являются:

- ультрамалые габариты и вес;
- моноблочная конструкция (антенны и приемопередатчик объединены в общем корпусе);
- ультрамалое энергопотребление;
- использование гражданского диапазона частот 24 ГГц;
- точность измерений на уровне нескольких сантиметров;
- измеряемые высоты до 50 метров.

Примерами данного типа радиовысотомеров являются: Радиовысотомер-1, производства АО ПКК «Миландр», Россия [34]; NRA24, производства *Hunan Nanoradar Science and Technology Co., Ltd.*, Китай, [54], и US-D1 производства компании *Ainstein*, США [55].

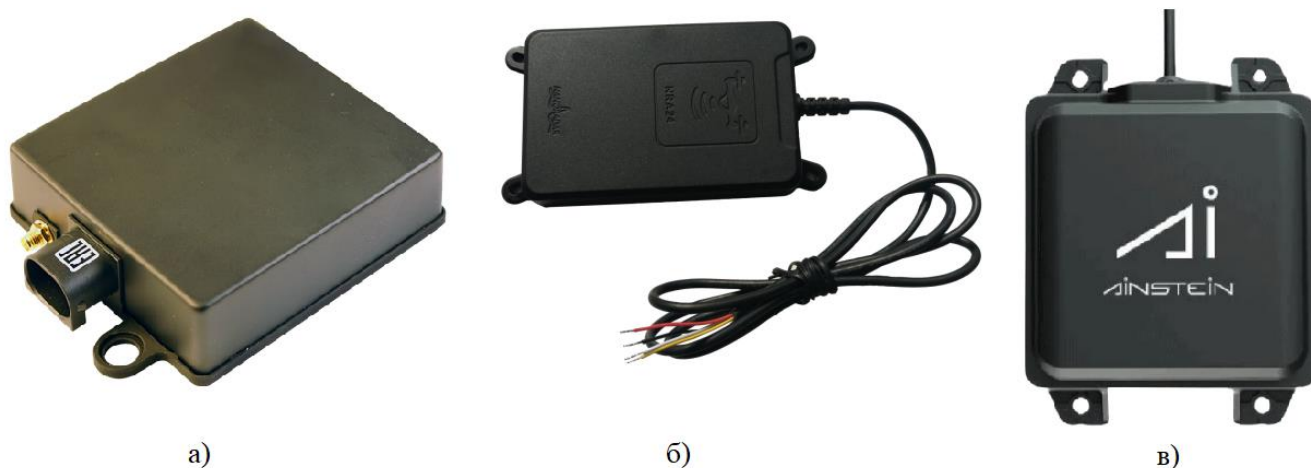


Рисунок 5 – Радиовысотомеры непрерывного излучения: а) Радиовысотомер-1, АО ПКК «Миландр»; б) NRA24, Hunan Nanoradar Science and Technology Co., Ltd.; в) US-D1, Ainstein

Технические характеристики этих устройств, таблица 3, вытекают из свойств самой области их применения. Частотный диапазон выбран таким образом, чтобы с одной стороны не

требовалось получить разрешение на использование таких устройств в главном радиочастотном центре (ФГУП «ГРЧЦ») и свободно использовать их в гражданском секторе, с другой стороны обеспечить миниатюризацию антенно-фидерного тракта, снижение габаритов и массы. Для приемопередатчиков диапазона 24 ГГц характерно конструктивное исполнение совместно с патч-антенной на общей печатной плате, рисунок 6.

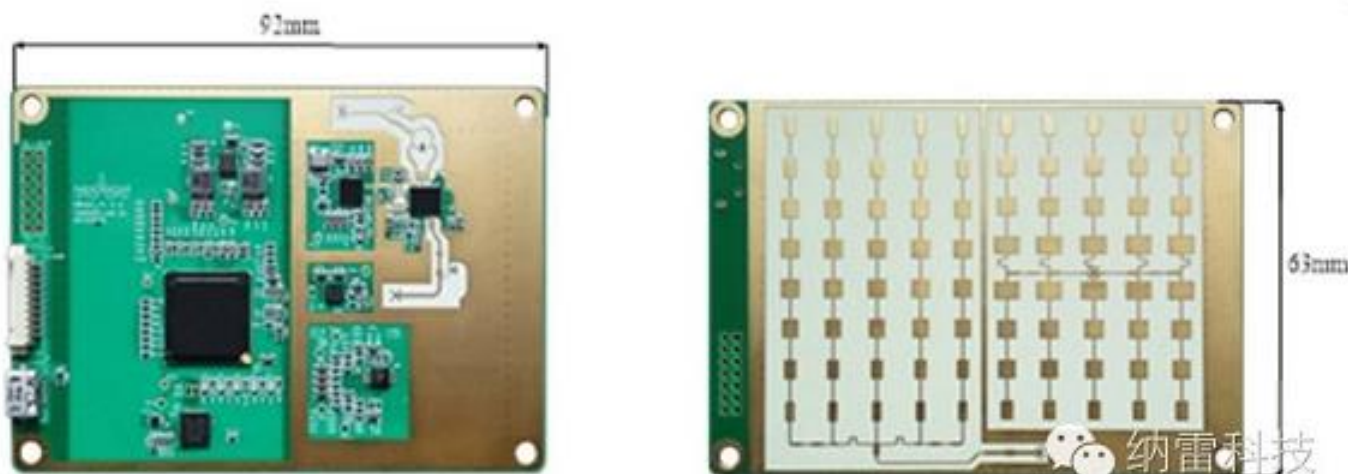


Рисунок 6 – Пример конструктивного исполнения миниатюрного радиовысотомера NRA24

Схема самого приемо-передающего устройства, как правило, имеет полностью интегральное исполнение, что обеспечивает очень высокую технологичность и низкую стоимость.

Частотный диапазон 24 ГГц позволяет получить высокую точность оценки высоты на уровне нескольких сантиметров благодаря возможности получать большие значения девиации ЛЧМ сигнала.

Основным недостатком применения этого частотного диапазона является существенная зависимость прохождения радиосигнала от свойств атмосферы. Вследствие сильного затухания радиоволн с $\lambda = 1.25$ см, диапазон измеряемых высот таких РВ ограничен величиной порядка 50 метров, таблица 3. При возникновении сильных осадков или пылевых бурь отношение сигнал/шум может уменьшиться настолько, что погрешности этих приборов станут неконтролируемо велики.

Приемопередатчики, работающие в этом диапазоне частот, обладают высокой чувствительностью к естественным колебаниям травы и крон деревьев, которые вызывают возникновение паразитных доплеровских частот и, как следствие, дополнительные погрешности.

Для малоразмерных летательных аппаратов указанные факторы не имеют решающего значения, так как МЛА работают в основном на малых высотах и в благоприятных метеоусловиях. В пилотируемой авиации, когда важнейшим фактором является обеспечение безопасности воздушного движения, применение таких РВ недопустимо.

Таблица 3 – Технические характеристики миниатюрных РВ малых высот

Изделие	Диапазон рабочих частот, ГГц	Диапазон измерения высоты, м	Погрешность, м	Габариты, ДхШхВ, мм	Масса, кг
Радиовысотомер-1	24,05 – 24,25	0,5 – 50,0	0,05	140x110x35	0,300
NRA24	24,00 – 24,20	0,1 – 50,0	0,02	130x70x14.5	0,095
US-D1	24,00 – 24,19	0,5 – 50,0	0,04	108x79x20	0,110

С точки зрения алгоритмического обеспечения обработки СБ, судя по открытой информации [53 – 55], эти приборы используют методы спектрального анализа, как уже сложившееся типовое решение. В этой связи, точность измерений для таких РВ в основном будет зависеть от конструктивных особенностей и выбранных параметров приема-передающего тракта конкретного образца.

1.2.4 Радиочастотные сенсоры

Принцип радиолокации непрерывного излучения с линейной частотной модуляцией нашел широкое применение во многих областях техники. В связи с этим ведущие мировые производители микроэлектроники активно развивают сегодня направление радиочастотных сенсоров в интегральном исполнении. С их помощью можно эффективно строить промышленные датчики различного назначения, например [54].

Подробный анализ номенклатуры таких интегральных решений не является целью настоящей работы, поэтому в качестве иллюстрации приведем данные о двух наиболее интересных образцах [57, 58], таблица 4.

Таблица 4 – Основные технические данные интегральных решений для радиолокационных датчиков непрерывного излучения

Наименование	Производитель	Диапазон рабочих частот, ГГц	Кол-во передатчиков	Количество приемников	Встроенная программируемая система ЦОС
BGT24MTR12	Infineon	24,00 – 24,25	1	2	нет
AWRL6432	Texas Instruments	57,00 – 64,00	2	3	есть

Компания Infineon предлагает многоканальный однокристалльный трансивер, выполненный по кремний-германиевой технологии [57]. Для построения законченной радиолокационной системы данный чип соединяется с внешним ФАПЧ, приемными и передающими антеннами и с АЦП устройства цифровой обработки сигналов, рисунок 7. Применение BGT24MTR12 для миниатюрного радара подробно описано в [59].

Второй образец (AWRL6432), таблица 4, от компании Texas Instruments обладает еще более высокой степенью интеграции, объединяя в одном чипе все необходимые функциональные узлы радиолокационной системы непрерывного излучения [58]. В его состав входят три радиоприемника, два радиопередатчика, синтезатор частот, высокоскоростные АЦП, генератор ЛЧМ сигнала, программируемый контроллер с ядром Cortex-M4F и все необходимые интерфейсы. Областью применения таких микросхем являются специальные радиочастотные сенсоры для систем контроля присутствия, охранных систем, специальных человеко-машинных интерфейсов, считывающих движения человека-оператора, автомобильных ассистентов парковки и проч.

Для создания полноценного ЛЧМ-радиолокатора с непрерывным излучением на основе данной микросхемы к ней требуется подключить антенны и подать питание. Все остальное определяется на программном уровне, что обеспечивает очень высокий уровень технологичности.

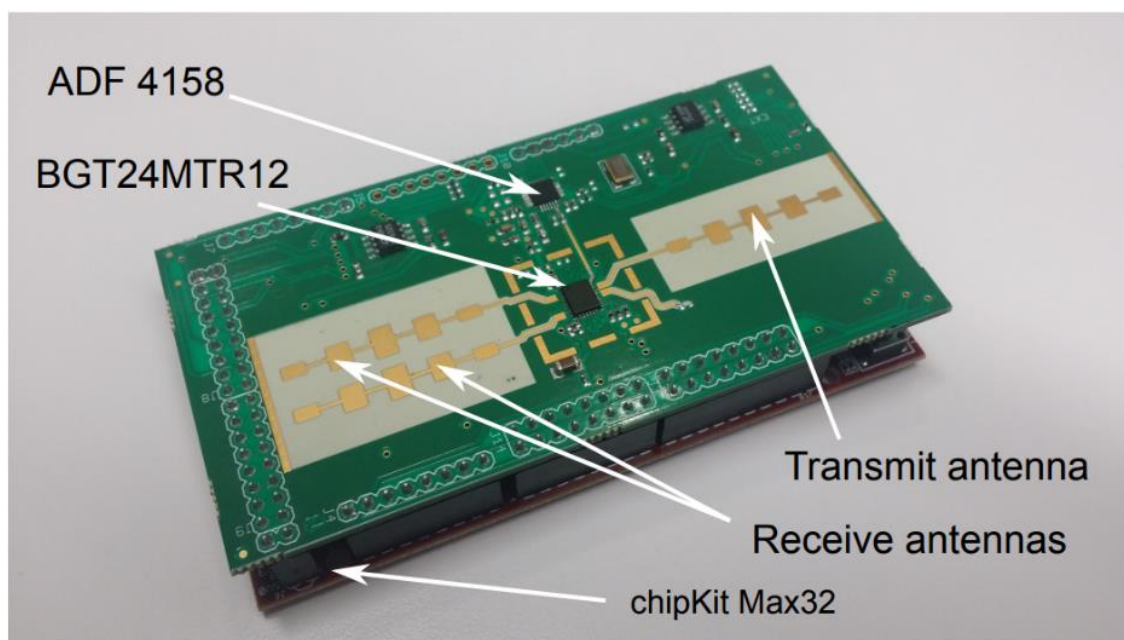


Рисунок 7 – Миниатюрный ЛЧМ радар для ближних дистанций

1.2.5 Однокристалльные радары непрерывного излучения

В рамках обзорной части настоящей диссертации нельзя не упомянуть уже прочно занявшее свое место в технике и технологии направление по созданию и применению однокристалльных радаров. Работы в этом направлении интенсивно ведутся на протяжении последнего десятилетия. Одна из первых разработок таких устройств с рабочей частотой 60 ГГц была выполнена коллективом ученых из Университета Флориды (США) в 2013 году [60]. Сегодня на рынке однокристалльных радаров представлена продукция таких компаний как Uhnder Inc., Imec researches, NXP Semiconductors [61 – 63].

Однокристалльные радары представляют собой разновидность радиолокаторов непрерывного излучения, все функциональные узлы которых, включая антенны, выполняются в едином технологическом процессе в виде законченной микросхемы. Пример такого прибора представлен на рисунке 8.

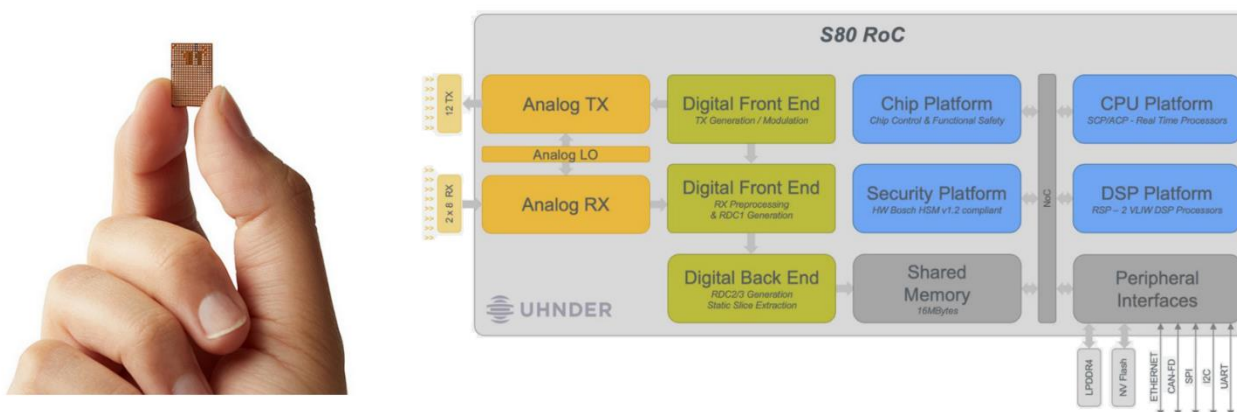


Рисунок 8 – Внешний вид и устройство однокристалльного радара S80, Uhnder Inc.

На сегодняшний день однокристалльные радары последних поколений широко используются в качестве сенсоров в автомобилестроении, системах контроля движения, в медицине и многих других направлениях.

1.3 Классификация РВ непрерывного излучения по используемому принципу обработки СБ

Среди всего многообразия ЛЧМ РВ непрерывного излучения всех поколений, радиочастотных датчиков с непрерывным ЧМ излучением, бортовых доплеровских измерителей, составляющих вектора скорости, а также большого количества ультразвуковых измерителей, использующих ЛЧМ сигналы, можно выделить несколько основных принципов обработки СБ. Рассмотрим их по порядку.

1.3.1 РВ непрерывного излучения с прямым измерением частоты СБ

Данный принцип обработки является первым и самым простым из предложенных для применения в РВ непрерывного излучения [35], [37], [64, 65]. Исходя из своего названия, он основан на непосредственном измерении частоты получаемого СБ. При этом СБ формируется в смесителе приемника (ПРМ), как результат перемножения принимаемого отраженного сигнала и полученной в направленном ответвителе (НО) части излучаемого сигнала передатчика (ПРД). Измерение частоты СБ может быть реализован двумя способами. В самом простом случае – при помощи аналогового частотного детектора, выходное напряжение которого пропорционально частоте входного сигнала, рисунок 9.

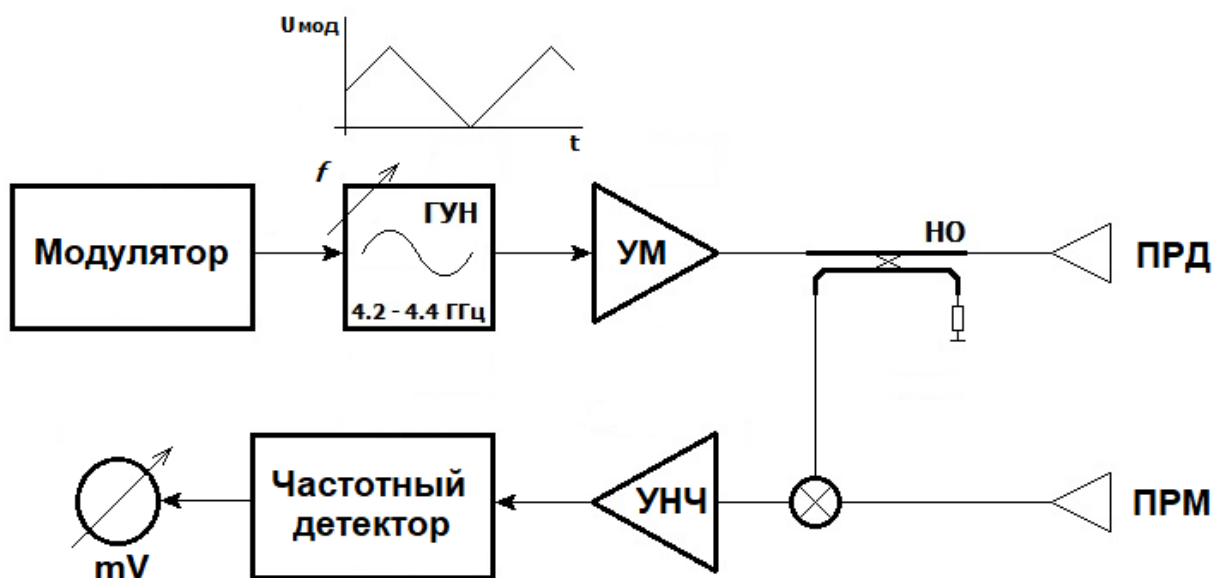


Рисунок 9 – Структурная схема простейшего РВ непрерывного излучения

В последующем своем развитии частотный детектор был заменен на цифровой счетчик количества пересечений СБ нулевого уровня (цифровой частотомер). Это решение повысило точность измерения высоты в таких приборах [66].

1.3.2 РВ непрерывного излучения с обработкой методом синхронного приема

Метод синхронного приема не является в строгом смысле методом обработки СБ, однако заслуживает рассмотрения в настоящей работе так как относится к радиолокации непрерывного излучения [67].

Формально, идея измерения высоты при помощи синхронного приёма ЛЧМ радиосигнала [36] появилась раньше РВ, работающего по принципу прямого измерения частоты СБ [37], однако эта идея не получила в свое время широкого распространения из-за сложности технической реализации системы автоматической настройки. В оригинальном патенте 1928 года [36] предполагалась ручная настройка прибора оператором на слух, для чего были предусмотрены головные телефоны, воспроизводящие биения.

Сегодня данный метод может быть технически реализован в виде автоматической измерительной системы, поэтому в рамках обзорной части диссертационного исследования рассмотрим его работу.

Структурная схема РВ непрерывного излучения, работающего по принципу синхронного приема представлена на рисунке 10.

Передатчик такого РВ излучает ЛЧМ сигнал, сформированный модулятором и ВЧ генератором управляемым напряжением (ГУН). Излучаемый сигнал, отражаясь от подстилающей поверхности, воспринимается приемной антенной и нормируется по уровню системой автоматической регулировки усиления (АРУ). С выхода АРУ принимаемый сигнал поступает на вход узкополосного перестраиваемого полосового фильтра (ПФ), центральная частота настройки которого управляется через линию задержки (ЛЗ) пилообразным напряжением модулятора. Таким образом ПФ перестраивается синхронно с изменением мгновенной частоты излучаемого ЛЧМ сигнала. Так как принимаемый сигнал появляется с запаздыванием, равным времени распространения τ , его мгновенная частота отличается от мгновенной частоты излучения. Синхронно перестраиваемый ПФ в каждый момент времени оказывается приблизительно настроен на частоту отраженного сигнала. При помощи цепи с переменной ЛЗ можно добиться на входе ПФ такой величины задержки, что он окажется точно настроен на частоту отраженного сигнала. Такую настройку можно выполнить автоматически при помощи цепи обратной связи с

интегратором и детектором рассогласования, формирующем сигнал пропорциональный величине расстройки синхронного перестраиваемого фильтра, рисунок 10.

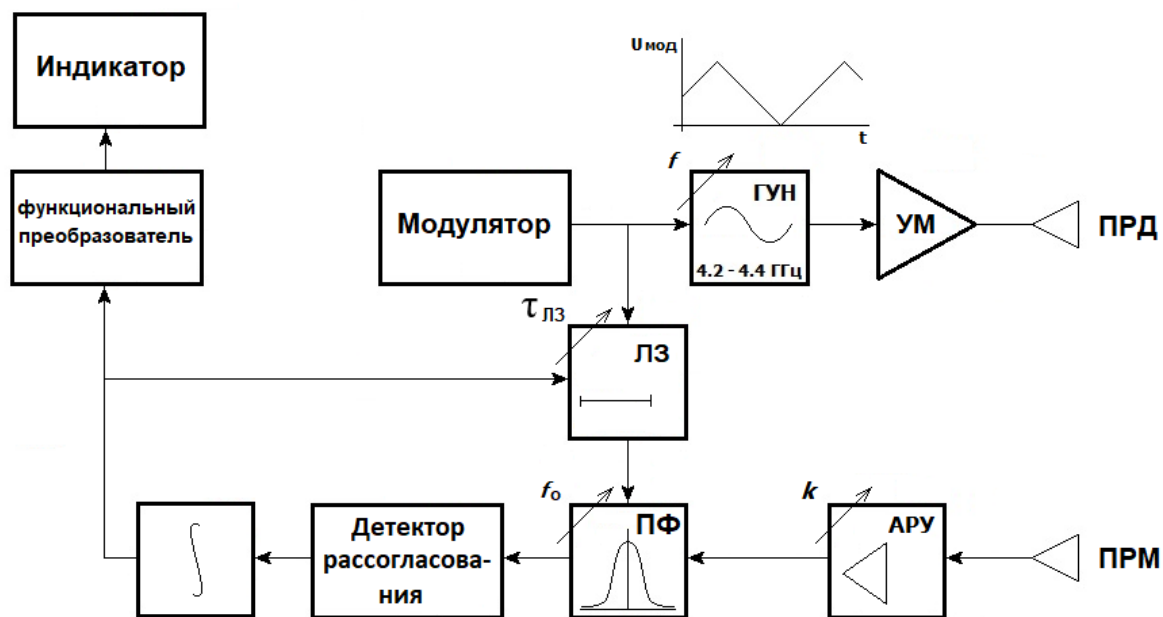


Рисунок 10 – Структурная схема РВ с синхронным следящим фильтром

В установившемся режиме, когда ПФ оказывается точно настроен на мгновенную частоту принимаемого колебания, запаздывание модулирующего напряжения в ЛЗ становится равным времени распространения зондирующего радиосигнала, $\tau_{ЛЗ} = \tau$, из чего несложным преобразованием можно получить величину измеряемой высоты.

В данной схеме при измерении расстояния до подстилающей поверхности неискаженное воспроизведение отраженного сигнала принципиально возможно при сколь угодно узкой полосе пропускания ПФ вне зависимости от ширины спектра сигнала передатчика [67].

Основным недостатком такого устройства является сложность технической реализации синхронного перестраиваемого ПФ, который бы обеспечивал высокую линейность во всем диапазоне перестройки своей частотной характеристики (ЧХ).

1.3.3 РВ непрерывного излучения со следящим измерителем частоты

Следящий измеритель частоты (СИЧ) по принципу действия близок к методу спектрального анализа и был описан в [66], а также в работах [68, 69]. Он нашел применение в радиолокаторе системы мягкой посадки корабля Аполлон 11, разработанном в 1969 году командией

Ryan Aerospace (США) [40, 41]. Структурная схема, поясняющая работу данного метода, представлена на рисунке 11.

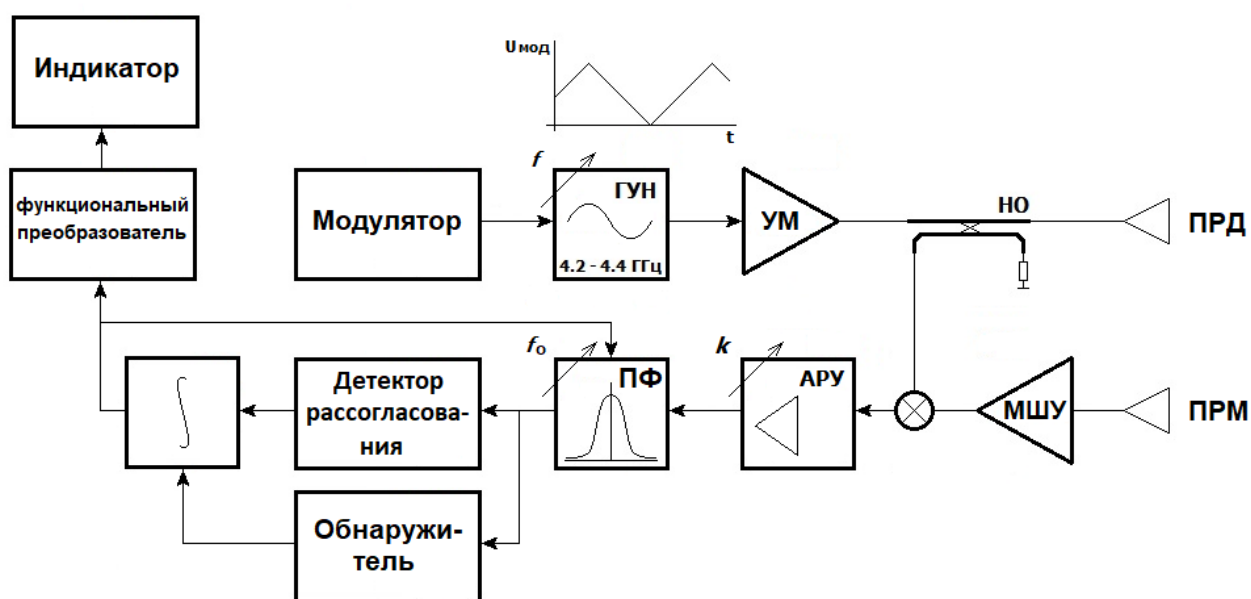


Рисунок 11 – Структурная схема РВ с СИЧ

Принцип работы СИЧ сводится к тому, что СБ с выхода балансного смесителя приемника после предварительного усиления обрабатывается специальным оптимальным перестраиваемым фильтром, АЧХ которого соответствует ожидаемому спектру принимаемого сигнала. Центральная частота в АЧХ такого фильтра может перестраиваться в диапазоне частот СБ, соответствующем диапазону изменения высоты. В режиме поиска осуществляется периодическая перестройка центральной частоты в частотной характеристике ПФ с периодом, который зависит от постоянной времени интегрирующего звена контура обратной связи. В радаре *Ryan Aerospace* этот период составлял 6 секунд. Как только в полосе пропускания ПФ появляется полезный сигнал, обнаружитель замыкает цепь обратной связи через детектор рассогласования и измеритель переходит в режим слежения, непрерывно оценивая таким образом положение центра тяжести спектра СБ.

Данный метод был использован в преддверии появления систем цифровой обработки сигналов, когда спектральный анализ СБ приходилось осуществлять с помощью аналоговой схемотехники. В связи с этим данному методу обработки присущ основной недостаток, характерный для всех аналоговых устройств: это временная и температурная нестабильность параметров. В процессе работы, под влиянием изменения температуры и других факторов, параметры аналоговых компонентов дрейфуют, что приводит к расстройке контуров фильтров,

изменению коэффициентов передачи различных звеньев и, как следствие, к появлению дополнительных инструментальных погрешностей.

1.3.4 РВ непрерывного излучения с автоподстройкой периода модуляции

Идею автоподстройки периода модуляции (АПМ) можно рассматривать как дальнейшее развитие принципа обработки СБ с помощью СИЧ. Данный метод нашел применение в радиовысотомерах следящего типа семейства А-03х (УПКБ «Деталь», г. Каменск-Уральский) [8], [65, 66], а также в РВ RA-01GA (WAVENET Sensors&Avionics, Испания) [50]. В этих измерителях частота СБ поддерживается равной некоторой постоянной величине при помощи специального замкнутого контура слежения за счет автоматической подстройки периода частотной модуляции.

Рассмотрим принцип действия следящего РВ непрерывного излучения с АПМ на структурной схеме, рисунок 12.

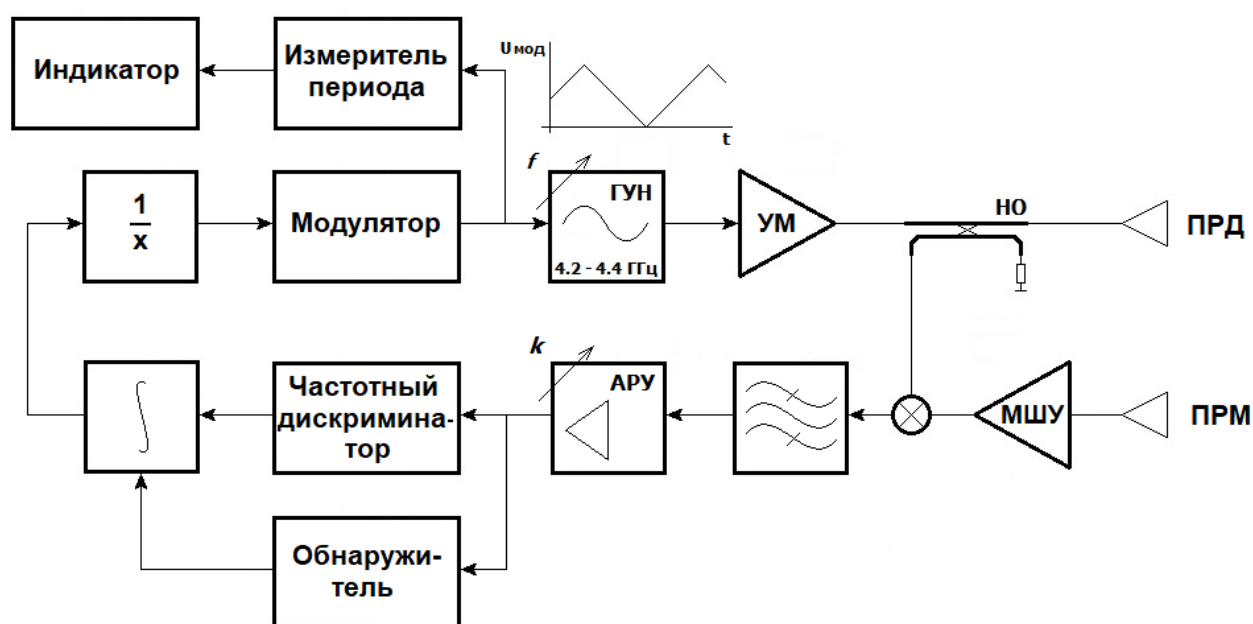


Рисунок 12 – Структурная схема следящего РВ с АПМ

СБ с выхода балансного смесителя проходит через узкополосный фильтр и систему АРУ и попадает в обнаружитель и частотный дискриминатор. В исходном состоянии РВ находится в режиме поиска, СБ отсутствует и обнаружитель управляет интегратором таким образом, чтобы период частотной модуляции непрерывно изменялся по линейному закону от минимального до максимального значения. РВ при этом находится в режиме поиска. Как только в полосе пропускания обнаружителя возникает СБ, обнаружитель замыкает контур слежения и интегратор переходит под управление частотным дискриминатором, который формирует напряжение

пропорциональное отклонению частоты СБ от некоторой постоянной частоты Ω_0 , которая обычно выбирается равной 30 кГц. Сигнал с выхода интегратора поступает в гиперболический преобразователь ($1/x$). Преобразователь вычисляет необходимую скорость изменения пилообразного модулирующего напряжения, которая должна быть обратно пропорциональной высоте. Напряжение с выхода гиперболического преобразователя управляет модулятором, который формирует требуемый закон ЛЧМ излучаемого сигнала таким образом, чтобы частота СБ стремилась к заданной частоте Ω_0 , тем самым замыкая следящий контур.

Период модулирующего сигнала в этом контуре становится пропорциональным измеряемой высоте, что и отображается на индикаторе.

Преимуществом такого следящего измерителя является то, что приемный канал СБ всегда настроен на одну и ту же частоту Ω_0 . Это позволяет получить существенный выигрыш в отношении сигнал/шум за счет оптимизации ЧХ входного полосового фильтра. В режиме слежения частотный дискриминатор работает в области малых отклонений относительно заданной постоянной частоты, что минимизирует зависимость инструментальной погрешности контура от дрейфа его параметров.

1.3.5 РВ непрерывного излучения с обработкой на основе спектрального анализа

Цифровой спектральный анализ СБ в РВ непрерывного излучения получил в настоящее время наибольшее распространение благодаря развитию методов цифровой обработки сигналов (ЦОС) [7, 52, 70]. Появление специализированных цифровых сигнальных процессоров позволяет реализовывать алгоритмы быстрого преобразования Фурье с высоким разрешением по частоте, сложные алгоритмы цифровой фильтрации, обнаружения и т.п.

Типовая структурная схема цифрового РВ непрерывного излучения представлена на рисунке 13. Приемник в данном РВ имеет квадратурный смеситель, который выделяет квадратурные компоненты I и Q векторного СБ. Пройдя ступени предварительной фильтрации и усиления, квадратурные I и Q компоненты СБ подвергаются оцифровке и передаются в сигнальный процессор в виде потоков данных. Сигнальный процессор буферизирует эти данные и производит над ними операцию быстрого преобразования Фурье (БПФ), получая, таким образом, мгновенный спектр СБ. В процессе оценки высоты сигнальный процессор накапливает такие мгновенные спектры и производит их статистическую обработку. В результате этих операций происходит оценка параметров СБ и вычисление измеряемой высоты.

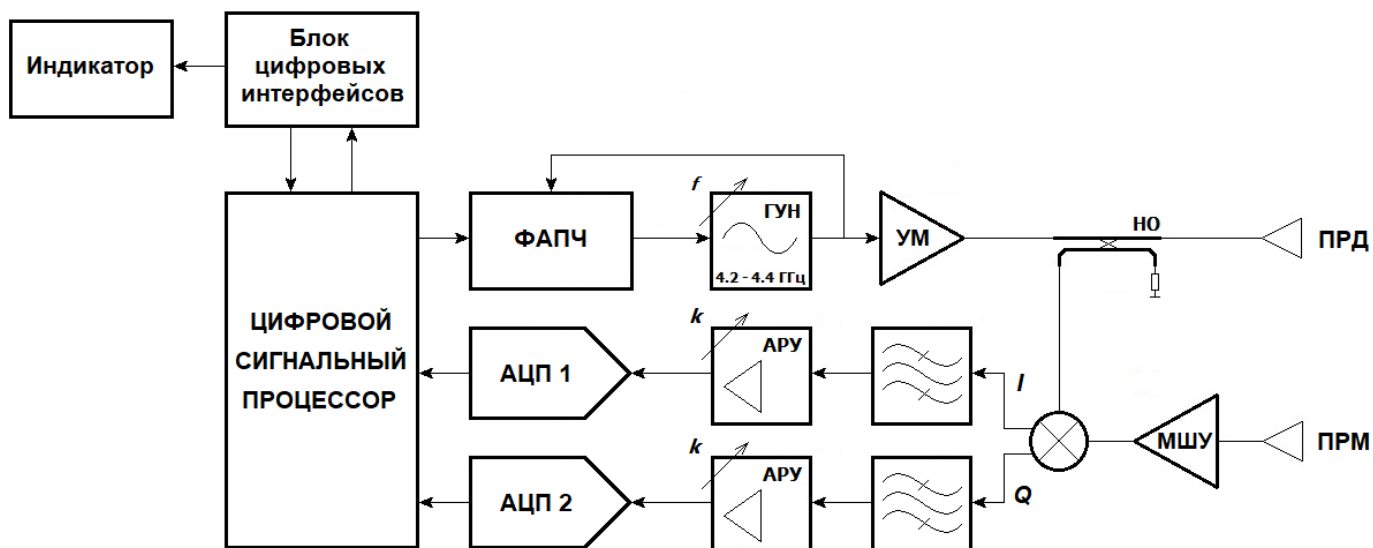


Рисунок 13 – Обобщенная структурная схема цифрового РВ непрерывного излучения

Такой измеритель лишен недостатков, присущих аналоговым устройствам, не требует сложных настроек и всегда обладает устойчиво повторяющимися метрологическими характеристиками. Высокая технологичность систем ЦОС делает их сегодня практически незаменимыми в РВ.

Стоит отметить, что совершенствование этих приборов и повышение точности их работы сопряжено с усложнением алгоритмов обработки, что влечет за собой все более высокие требования к вычислительным ресурсам сигнальных процессоров, объемам памяти, скорости работы АЦП. Это приводит к усложнению системы в целом, снижению ее надежности и росту стоимости конечного изделия.

1.3.6 РВ непрерывного излучения с нейросетевой обработкой СБ

Данный метод предложен авторами в [71]. Структурная схема РВ, реализующего нейросетевую обработку СБ, аналогична схеме, представленной на рисунке 13. Принципиальное отличие состоит в алгоритмическом обеспечении цифрового вычислителя.

Отсчеты СБ после АЦП поступают на вход первого слоя нейронной сети классифицирующего типа. Каждый нейрон первого слоя сети вычисляет значение нейрофункции с учетом своих весовых коэффициентов, полученных в результате обучения. Второй слой сети решает задачу сопоставления значениям нейрофункции конкретного расстояния, полученного в ходе обучения.

Нейросетевые алгоритмы обработки информации интенсивно развиваются и обладают высоким потенциалом в решении самого разного круга задач и вполне возможно данный метод

обработки СБ найдёт в будущем широкое практическое применение. Однако на текущий момент нет данных об опыте использовании на практике нейросетевых алгоритмов в радиовысотомерах непрерывного излучения.

Авторы [70] в своем исследовании рассмотрели только предельный случай, когда сигнал РВ отражается от абсолютно гладкой поверхности, а носитель неподвижен. Появление в спектре СБ доплеровских компонент и учет более сложной структуры отраженного от шероховатой поверхности сигнала повлечет за собой значительное усложнение нейросетевого аппроксиматора, а вычислительные мощности, необходимые для его работы, окажутся за пределами возможностей обычного процессора ЦОС.

Кроме того, авторы обошли стороной вопрос практической реализации процесса обучения нейросети. Такое обучение потребует загрузки в нейросетевой вычислитель выборки СБ полученных при всех возможных значениях высоты в заявленном диапазоне, измеренных при всех возможных режимах полета и типах подстилающей поверхности, что безусловно представляет собой колоссальный объем данных, получение которого на практике выглядит затруднительным.

Тем не менее, в рамках обзорной части диссертационного исследования, включить данный подход в общий перечень методов обработки СБ представляется целесообразным.

1.3.7 РВ непрерывного излучения с фазовой автоподстройкой опорного сигнала

Данный метод обработки СБ основан на построении специального измерительного контура ФАПЧ, который был предложен в [28] и в усовершенствованном виде авторами [29 – 32]. Такой подход к обработке СБ, позволяет получить оценки высоты близкие к оптимальным при не высоких требованиях алгоритма к аппаратным ресурсам. Оценка СБ измерительным контуром ФАПЧ близка по своему принципу к работе описанного выше СИЧ, однако лишена недостатков, характерных для аналоговых устройств. Данный измеритель показывает высокое качество измерений при обработке биений, полученных в результате отражения зондирующего сигнала от протяженной шероховатой поверхности, что для современных РВ является основным источником погрешности.

Рассмотрим более подробно работу РВ с измерительным контуром ФАПЧ на упрощенной структурной схеме, рисунок 14.

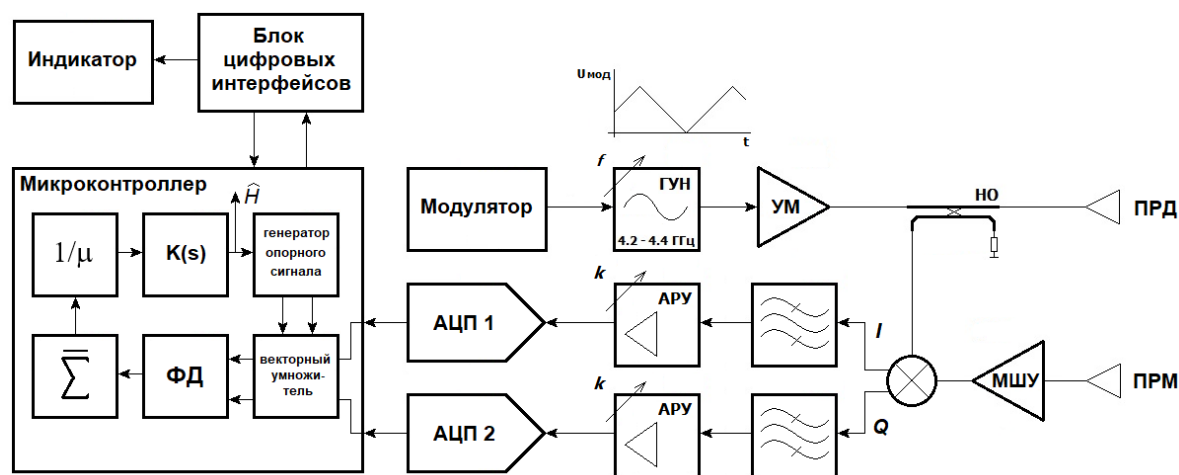


Рисунок 14 – Структурная схема РВ непрерывного излучения с измерительным контуром ФАПЧ

I и Q компоненты векторного СБ, проходят предварительную фильтрацию и усиление, так же как и в цифровом РВ, описанном ранее. После оцифровки компоненты СБ в виде потока числовых данных перемножаются с I и Q компонентами опорного сигнала. Результатом этого перемножения становятся компоненты вектора, аргумент которого равен разности фаз получаемого СБ и опорного сигнала. Фазовый детектор (ФД) вырабатывает сигнал фазового рассогласования для каждого периода модуляции. Этот сигнал подается на усредняющий сумматор, который формирует оценку среднего фазового рассогласования. Эта оценка через масштабирующее звено $1/\mu$ поступает на интегрирующий петлевой фильтр $K(s)$. Сигнал с петлевого фильтра является выходным сигналом измерителя и одновременно управляет генератором опорного сигнала (ГОС), подстраивая его таким образом, чтобы разность фаз на выходе ФД равнялась нулю. В итоге измеритель представляет собой замкнутый контур фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) опорного сигнала. В процессе автоподстройки контур непрерывно оценивает СБ, вырабатывая сигнал, соответствующий измеряемой высоте \hat{H} . Представленный контур ФАПЧ реализуется в виде программного алгоритма, который может выполняться микроконтроллером средней производительности. Это обстоятельство является несомненным преимуществом перед обычными цифровыми радиовысотомерами, так как позволяет упростить устройство обработки сигналов.

Таков общий принцип работы РВ непрерывного излучения на основе нового метода оценки фазы СБ измерительным контуром ФАПЧ.

Синтез такого алгоритма требует глубоких знаний природы обрабатываемого сигнала, и методов цифровой обработки. Оптимальный выбор параметров с учетом особенностей фазовой структуры СБ требует обширных исследований на основании компьютерного моделирования и теоретических расчетов. Для оценки точности на основе статистической обработки результатов

измерений необходима разработка методик постановки соответствующих экспериментов и сценарных условий. Совокупность перечисленных факторов ставит перед автором следующие основные задачи:

- синтез математических моделей РВ, использующих разные методы обработки биений, в том числе РВ с измерительным контуром ФАПЧ;
- исследование степени влияния используемого закона частотной модуляции на точность работы РВ;
- сравнительный анализ точности оценок высоты в условиях воздействия шумов измерений;
- сравнительный анализ точности оценок высоты при расширении спектра СБ, вызванного шероховатостью отражающей поверхности и эффектом Доплера;
- исследование возможных путей оптимизации структуры и параметров предлагаемого измерителя для повышения качества оценок;
- проведение экспериментальных исследований работы предлагаемого измерителя подтверждающих достоверность полученных теоретических результатов.

Разработка и исследование РВ на основе измерительного контура ФАПЧ, позволяющего повысить качество оценки высоты в условиях отражения зондирующего сигнала от протяженной шероховатой поверхности, и является темой настоящей диссертации.

1.4 Выводы по первой главе

Техника радиовысотомеров непрерывного излучения прошла большой путь в своем развитии, начиная от примитивных устройств первых поколений и вплоть до современных интегральных решений с высокопроизводительными цифровыми сигнальными процессорами.

Накоплен богатый опыт в методологии обработки принимаемых сигналов. В отдельную группу стоит выделить следящие методы, так как они обеспечивают высокие точностные характеристики и могут быть легко реализованы средствами не сложных цифровых вычислителей.

Актуальным представляется следящий метод обработки СБ измерительным контуром ФАПЧ, так как он показывает высокое качество измерений при обработке биений, полученных в результате отражения зондирующего сигнала от протяженной шероховатой поверхности, что для современных РВ является основным источником погрешности.

Синтез такого измерительного контура его исследование в сравнении с другими следящими методами обработки СБ, а также оптимизация параметров измерительной системы с этим контуром и является предметом настоящего диссертационного исследования.

ГЛАВА 2. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СЛЕДЯЩИХ РАДИОВЫСОТОМЕРОВ

Следящие системы нашли самое широкое распространение в автоматике и измерительной технике благодаря своему свойству с высокой точностью воспроизводить регулируемую величину, закон изменения которой заранее неизвестен. Применительно к задаче обработки СБ и оценки высоты в радиовысотомере непрерывного излучения использование принципа следящей системы оказывается очень эффективным средством.

Как было показано в гл. 1, известны три разновидности радиовысотомеров непрерывного излучения следящего типа: РВ со следящим измерителем частоты СБ; РВ с автоматической подстройкой периода модуляции; РВ с измерительным контуром ФАПЧ.

Настоящая глава посвящена синтезу математических моделей таких измерителей.

2.1 Радиовысотомер со следящим измерителем частоты

Данный измеритель в общем виде был представлен в виде структурной схемы в параграфе 1.3.3, рисунок 11.

Обработки СБ при помощи СИЧ описана в [39, 40, 66, 68]. Обобщая информацию из этих источников, можно предложить математическую модель РВ со следящим измерителем максимума спектра СБ, построенную в соответствии со схемой, рисунок 15.

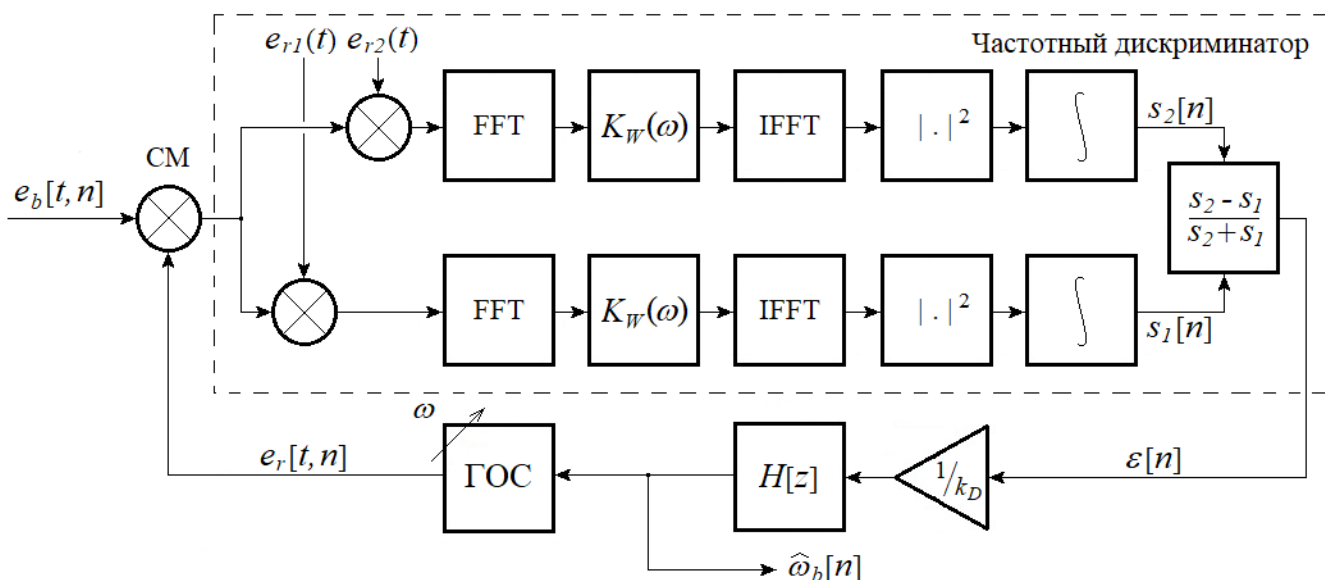


Рисунок 15 – Математическая модель РВ с СИЧ

Обрабатываемый сигнал $e_b(t)$ поступает на первый вход смесителя (СМ), ко второму входу СМ подключен ГОС, формирующий сигнал $e_r(\tau, n) = \exp(-i\hat{\omega}_b[n-1]\tau)$,

где $\hat{\omega}_b[n-1]$ – оценка частоты СБ в $(n-1)$ -й период модуляции, n – дискретное время, которое отсчитывается в периодах модуляции T_m . Таким образом происходит гетеродинирование СБ, в результате чего спектр СБ может сдвигаться по оси частот.

Гетеродинированный СБ поступает на вход частотного дискриминатора (ЧД). ЧД образован двумя ветвями преобразования сигнала. Каждая ветвь состоит из умножителя, блока прямого преобразования Фурье (FFT) и блока обратного преобразования Фурье (IFFT), взвешивающего фильтра $K_w[z]$, квадратора $|\cdot|^2$, интегрирующего звена и блока линейного преобразования.

Рассмотрим работу дискриминатора более подробно. Пусть СБ на n -ом периоде модуляции равен:

$$e_b(\tau, n) = \exp(i\omega_b[n]\tau), 0 \leq \tau \leq T_m, \quad (1)$$

где $\omega_b = \omega_b[n]$ – частота СБ, T_m – период модуляции.

Пусть Ω_s – частота сдвига, выбор которой будет сделан ниже. Сгенерируем два сигнала $e_{r1}(\tau) = \exp[i\Omega_s\tau]$ и $e_{r2}(\tau) = e_{r1}^*(\tau) = \exp[-i\Omega_s\tau]$, с помощью которых образуем из СБ сигналы (переменная n , соответствующая дискретному времени, при записи формул здесь и далее опущена) в соответствии с выражением:

$$\begin{cases} e_1(\tau) = e_b(\tau)e_{r1}(\tau) = \exp[i(\omega_b + \Omega_s)\tau] \\ e_2(\tau) = e_b(\tau)e_{r2}(\tau) = \exp[i(\omega_b - \Omega_s)\tau] \end{cases} \quad (2)$$

Если

$$E_b(\omega) = \int_0^{T_m} e_b(\tau) \exp[-i\omega\tau] d\tau = T_m \exp\left[-i(\omega - \omega_b)\frac{T_m}{2}\right] \text{sinc}\left[(\omega - \omega_b)\frac{T_m}{2}\right], \quad (3)$$

– спектр СБ, то спектры сигналов $e_1(\tau)$ и $e_2(\tau)$ будут соответственно равны:

$$\begin{cases} E_1(\omega) = T_m \exp\left[-i(\omega - \Omega_s - \omega_b)\frac{T_m}{2}\right] \text{sinc}\left[(\omega - \Omega_s - \omega_b)\frac{T_m}{2}\right] \\ E_2(\omega) = T_m \exp\left[-i(\omega + \Omega_s - \omega_b)\frac{T_m}{2}\right] \text{sinc}\left[(\omega + \Omega_s - \omega_b)\frac{T_m}{2}\right] \end{cases} \quad (4)$$

где функция $\text{sinc } x = \sin x/x$. Максимумы этих спектров приходятся соответственно на частоты $\omega_1 = (\omega_b + \Omega_s)$ и $\omega_2 = (\omega_b - \Omega_s)$. Допустим, что сигналы $e_1(\tau)$ и $e_2(\tau)$ подаются на входы двух одинаковых весовых фильтров с равными частотными характеристиками (ЧХ) вида

$$K_w(\omega) = K_0(1 - |\omega|/\Delta\omega), \quad |\omega| \leq \Delta\omega, \quad (5)$$

где K_0 – значение ЧХ в точке $\omega = 0$, $\Delta\omega$ – половина ширины полосы пропускания фильтра, выбор которой также рассмотрен ниже. Спектры сигналов $e_1(\tau)$ и $e_2(\tau)$ на выходе фильтра будут равны:

$$\begin{cases} E_1(\omega) \approx K_0 T_m (1 - |\omega_b + \Omega_s| / \Delta\omega) \exp\left[-i(\omega - \Omega_s - \omega_b) \frac{T_m}{2}\right] \operatorname{sinc}\left[(\omega - \Omega_s - \omega_b) \frac{T_m}{2}\right] \\ E_2(\omega) \approx K_0 T_m (1 - |\omega_b - \Omega_s| / \Delta\omega) \exp\left[-i(\omega + \Omega_s - \omega_b) \frac{T_m}{2}\right] \operatorname{sinc}\left[(\omega + \Omega_s - \omega_b) \frac{T_m}{2}\right] \end{cases} \quad (6)$$

При записи (6) было использовано предположение, что ширина спектров $E_1(\omega)$ и $E_2(\omega)$, которая равна $2\Omega_m = 4\pi/T_m$ (Ω_m – частота модуляции) меньше $\Delta\omega$, т.е. выполняется неравенство

$$\Delta\omega > 2\Omega_m.$$

В соответствии с (4) у сигналов $e_1(\tau)$ и $e_2(\tau)$ после прохождения фильтра изменяется только амплитуда, и они могут быть записаны в виде:

$$\begin{cases} e_1(\tau) = K_0 T_m (1 - |\omega_b + \Omega_s| / \Delta\omega) \exp[i(\omega_b + \Omega_s)\tau] \\ e_2(\tau) = K_0 T_m (1 - |\omega_b - \Omega_s| / \Delta\omega) \exp[i(\omega_b - \Omega_s)\tau] \end{cases}$$

После прохождения квадратора $|\cdot|^2$ и интегрирования на интервале равном периоду модуляции получим два сигнала:

$$\begin{cases} s_1[n] = \int_0^{T_m} |e_1(\tau)|^2 d\tau = K_0^2 T_m^3 (1 - |\omega_b[n] + \Omega_s| / \Delta\omega)^2 \\ s_2[n] = \int_0^{T_m} |e_2(\tau)|^2 d\tau = K_0^2 T_m^3 (1 - |\omega_b[n] - \Omega_s| / \Delta\omega)^2 \end{cases}.$$

Выходной сигнал измерителя частоты СБ на n -ом периоде модуляции образуем в соответствии с выражением:

$$\varepsilon[n] = \frac{s_1[n] - s_2[n]}{s_2[n] + s_1[n]} = \frac{(\Delta\omega - |\omega_b[n] + \Omega_s|)^2 - (\Delta\omega - |\omega_b[n] - \Omega_s|)^2}{(\Delta\omega - |\omega_b[n] - \Omega_s|)^2 + (\Delta\omega - |\omega_b[n] + \Omega_s|)^2} \approx -\frac{4}{\Delta\omega} \omega_b[n] = -k_D \omega_b[n], \quad (7)$$

где $k_D = 4/\Delta\omega$ – крутизна дискриминационной характеристики (ДХ) измерителя. На рисунке 16 приведена ДХ измерителя (сплошная линия) и касательная к ней в точке $\omega_b = 0$, вычисленная на основании уравнения (7) $\varepsilon(\omega_b) = -k_D \omega_b$.

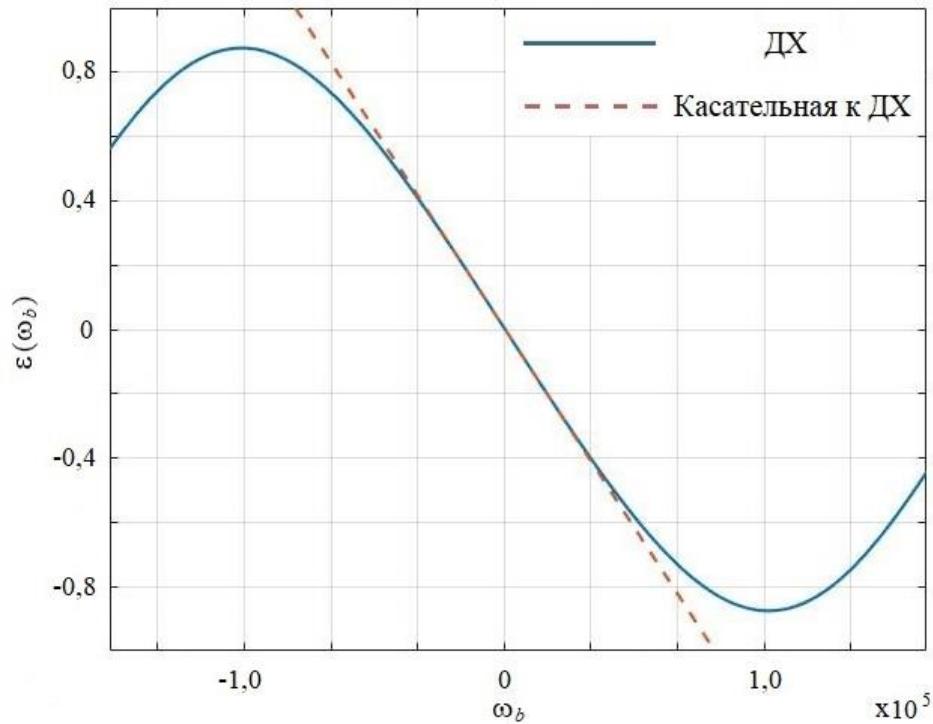


Рисунок 16 – Дискриминационная характеристика следящего измерителя частоты СБ

Из рисунка следует, что построенный ЧД обладает ДХ нужного для создания замкнутого контура слежения вида. ДХ является нечетной функцией с центральной симметрией.

Схему ЧД можно упростить, если умножение СБ на $e_{r1}(\tau)$ и $e_{r2}(\tau)$ заменить циклическими сдвигами спектра СБ. Кроме того, можно отказаться от вычисления обратного преобразования

Фурье (блоки IFFT) и в интеграторах вычислять $s_{1,2}[n] = \int_{-\pi/T_m}^{\pi/T_m} |E_{1,2}(\omega)|^2 d\omega$.

Необходимо отметить, что вследствие перемножения СБ и ОС, точки, где наблюдаются максимумы спектров сигналов $e_1(\tau)$ и $e_2(\tau)$, смещены: $\omega_1 = (\omega_b[n] - \hat{\omega}_b[n] + \Omega_s) = (\delta\omega_b[n] + \Omega_s)$ и $\omega_2 = (\omega_b[n] - \hat{\omega}_b[n] - \Omega_s) = (\delta\omega_b[n] - \Omega_s)$.

Перейдем теперь к выбору частот Ω_s и $\Delta\omega$. Для того, чтобы точки $\omega_1 = (\delta\omega_b[n] + \Omega_s)$ и $\omega_2 = (\delta\omega_b[n] - \Omega_s)$ не выходили за пределы полосы пропускания весового фильтра $K(\omega)$, одновременно должны выполняться неравенства:

$$\begin{cases} 0 \leq \Omega_s + \delta\omega_b[n] \leq \Delta\omega \\ -\Delta\omega \leq -\Omega_s + \delta\omega_b[n] \leq 0 \end{cases} \quad (8)$$

Пусть максимальная разница $\delta\omega_b[n] = (\omega_b[n] - \hat{\omega}_b[n])$ между истинной частотой СБ $\omega_b[n]$ и оценкой $\hat{\omega}_b[n]$ равна $\delta\omega_m$. Тогда (8) перепишется в виде:

$$\begin{cases} 0 \leq \Omega_s + \delta\omega_m \leq \Delta\omega \\ -\Delta\omega \leq -\Omega_s - \delta\omega_m \leq 0 \end{cases} \quad (9)$$

Эти неравенства эквивалентны, поэтому достаточно потребовать, чтобы выполнялось

$$\Omega_s + \delta\omega_m \leq \Delta\omega. \quad (10)$$

Отсюда можно выбрать $\Omega_s = \delta\omega_m$ и $\Delta\omega = 2\delta\omega_m$. Одновременно должно выполняться неравенство: $\Delta\omega > 2\Omega_m$. Данное неравенство легко выполнить соответствующим выбором частоты $\delta\omega_m$. Однако необходимо учитывать, что с увеличением $\Delta\omega$ уменьшается крутизна ДХ используемого в контуре дискриминатора.

Вернемся к измерительному следящему контуру. Сигнал $\varepsilon[n]$, сформированный на выходе ЧД сигнал $\delta\omega_b[n] = (\omega_b[n] - \hat{\omega}_b[n])$, через масштабирующий преобразователь с коэффициентом передачи $1/k_D$, поступает на вход дискретного петлевого сглаживающего фильтра (ПСФ) с коэффициентом передачи $H(z)$. На выходе этого фильтра формируется искомый сигнал оценки частоты биений $\hat{\omega}_b[n]$. Этот же сигнал одновременно является управляющим для опорным генератором ГОС, который формирует опорный сигнал $e_r(\tau, n)$. Таким образом замыкается отрицательная обратная связь следящей системы, которая будет автоматически подстраиваться под изменения спектра СБ, устремляя величину рассогласования $\varepsilon[n]$ к нулю. На основании полученной таким образом оценки частоты СБ $\hat{\omega}_b[n]$ на n -ом периоде при известной крутизне ЛЧМ легко может быть вычислена оценка высоты \hat{H} в РВ.

В качестве аналогового прототипа дискретного ПСФ выберем традиционное для следящих систем интегрирующее звено с замедлением [72]:

$$W(s) = \frac{k_{ПСФ}}{s(T_{ПСФ}s + 1)}, \quad (11)$$

где $k_{ПСФ}$ – коэффициент усиления фильтра; $T_{ПСФ}$ – постоянная времени, характеризующая инерционность фильтра.

Коэффициент передачи замкнутого контура слежения за величиной $\omega_b[n]$ в этом случае описывается обычным для замкнутой системы автоматического регулирования способом в виде коэффициента передачи колебательного звена второго порядка:

$$W(s) = \frac{\Omega_0^2}{s^2 + 2\xi\Omega_0 s + \Omega_0^2}, \quad (12)$$

где Ω_0 – граничная частота полосы пропускания следящего контура; ξ – коэффициент демпфирования. Коэффициент демпфирования ξ в выражении (9) можно определить, если задать величину перерегулирования Δ [72] в соответствии с выражением:

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{1 + (\pi/\ln \Delta)^2}}. \quad (13)$$

Граничная частота полосы пропускания СИЧ Ω_0 характеризует два взаимно противоположных свойства: быстродействие системы и качество фильтрации шумов. Величина Ω_0 может быть задана исходя из общих представлений о характере работы такой измерительной системы: с одной стороны быстродействие измерителя не должно быть меньше заданной скорости изменения информационного параметра – высоты ЛА, с другой – увеличение граничной частоты полосы пропускания ведет к росту средней мощности шумов, которые пройдут на выход измерителя. Примем, что хорошим выбором граничной частоты для такого следящего контура будет величина $\Omega_0 = 2\pi \cdot (5...20) \text{ рад/с}$.

Задав величины Ω_0 и ξ , можно определить статический коэффициент усиления $k_{\text{ПСФ}}$ и постоянную времени $T_{\text{ПСФ}}$:

$$T_{\text{ПСФ}} = \frac{1}{2\xi\Omega_0}, \quad k_{\text{ПСФ}} = \frac{\Omega_0}{2\xi}. \quad (14)$$

Пусть коэффициент передачи цифрового фильтра равен

$$H_{\text{ПСФ}}[z] = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \quad (15)$$

где $a_0, a_1, a_2, b_0, b_1, b_2$ – коэффициенты фильтра. Используя метод билинейного преобразования [73 – 77], на основании (11) определим коэффициенты для $H(z)$:

$$a_0 = \frac{0.5k_{\text{ПСФ}}Tm}{1 + 2T_{\text{ПСФ}}/Tm}; \quad a_1 = \frac{k_{\text{ПСФ}}Tm}{1 + 2T_{\text{ПСФ}}/Tm}; \quad a_2 = \frac{0.5k_{\text{ПСФ}}Tm}{1 + 2T_{\text{ПСФ}}/Tm};$$

$$b_0 = 1; \quad b_1 = \frac{-4T_{\text{ПСФ}}}{1 + 2T_{\text{ПСФ}}/Tm}; \quad b_2 = \frac{1 - 2T_{\text{ПСФ}}/Tm}{1 + 2T_{\text{ПСФ}}/Tm}.$$

Таким образом, полностью синтезирована математическая модель СИЧ для РВ непрерывного излучения.

2.2 Следящий радиовысотомер с автоподстройкой периода модуляции

Данный тип РВ непрерывного излучения подробно исследован в [8, 9, 66, 70] и является наиболее распространенным среди радиовысотомеров отечественного производства. Рассмотрим его математическую модель.

Пусть РВ излучает непрерывный сигнал $s_i(\tau)$ с СЛЧМ на n -м периоде модуляции T_m

$$\omega_i(\tau, n) = \begin{cases} v[n]\tau, & 0 \leq \tau \leq \frac{T_m}{2} \\ 2\Delta\Omega[n] - v[n]\tau, & T_m/2 \leq \tau \leq T_m \end{cases}, \quad (16)$$

где $v[n] = 2\Delta\Omega[n]/T_m$ – скорость изменения частоты, $\Delta\Omega[n] = 2\pi\Delta F[n]$ – девиация частоты.

Частота принятого сигнала, если РВ находится над поверхностью на высоте H , равна

$$\omega_r(\tau, n) = \begin{cases} -v[n](\tau - \tau_H), & 0 \leq \tau \leq \tau_H \\ v[n](\tau - \tau_H), & \tau_H \leq \tau \leq T_m/2 + \tau_H \\ 2\Delta\Omega[n] - v[n](\tau - \tau_H), & T_m/2 + \tau_H \leq \tau \leq T_m \end{cases}, \quad (17)$$

где $\tau_H = 2H/c$ – время задержки.

Фаза и мгновенная частота СБ

$$e_b(\tau, n) = s_r(\tau, n) s_i^*(\tau, n) = \dot{\rho} \exp[i\varphi(\tau, n)],$$

где $*$ – комплексное сопряжение и $\dot{\rho}$ – комплексная амплитуда, соответственно равны:

$$\varphi(\tau, n) = \int_0^\tau [\omega_r(\tau, n) - \omega_i(\tau, n)] d\tau.$$

$$\omega_b(\tau, n) = \frac{d\varphi(\tau, n)}{d\tau} = [\omega_r(\tau, n) - \omega_i(\tau, n)].$$

На основании выражений (16) и (17) можно получить, что мгновенная частота СБ изменяется во времени в соответствии с уравнением:

$$\omega_b(\tau, n) = \frac{2\Delta\Omega[n]}{T_m} \begin{cases} (\tau_H - 2\tau), & 0 \leq \tau \leq \tau_H \\ -\tau_H, & \tau_H \leq \tau \leq T_m/2 \\ 2\tau - \tau_H - T_m, & T_m/2 \leq \tau \leq T_m/2 + \tau_H \\ \tau_H, & T_m/2 + \tau_H \leq \tau \leq T_m \end{cases}. \quad (18)$$

Как следует из уравнения (18), $\omega_b(\tau, n) = -v[n]\tau_H < 0$ при $\tau_H \leq \tau \leq T_m/2$ и $\omega_b(\tau, n) = v[n]\tau_H > 0$ при $T_m/2 + \tau_H \leq \tau \leq T_m$. В силу знакопеременности $\omega_b(\tau, n)$ измерение частоты СБ следует производить, предварительно обратив фазу СБ на интервале $[0, T_m/2]$. Это можно сделать путем замены $e_b(\tau, n) \rightarrow e_b^*(\tau, n)$, $\tau \in [0, T_m/2]$.

Оценить частоту можно, вычисляя градиент фазы:

$$\omega_b[n] = \frac{1}{T_s} \arg \left[\int_0^{T_m - T_s} e_b(\tau, n) e_b^*(\tau + T_s, n) d\tau \right], \quad (19)$$

где T_s – период дискретизации СБ.

Для измерения высоты носителя РВ в следящем режиме организуем следящий контур, который изменяет величину периода модуляции таким образом, чтобы средняя частота СБ $\omega_b[n]$ была примерно постоянной и равной $\omega_b^{(0)}$.

Учитывая, что время задержки τ_H постоянно и не зависит от параметров сигнала РВ, существует связь между средней частотой СБ и периодом модуляции ЛЧМ излучаемого сигнала:

$$\frac{\omega_b(t)}{\Omega_m(t)} = \frac{\omega_b^{(0)}}{\Omega_{m0}} = \frac{1}{\mu}, \quad (20)$$

где Ω_{m0} – частота модуляции, при которой $\omega_b(t) = \omega_b^{(0)}$; μ – постоянный коэффициент. Тогда

$$\Omega_m(t) = \Omega_{m0} + \mu [\omega_b(t) - \omega_b^{(0)}]. \quad (21)$$

На основании уравнений (19) – (21) для РВ рассматриваемого типа можно предложить математическую модель следящего контура, структурная схема которой показана на рисунке 17.

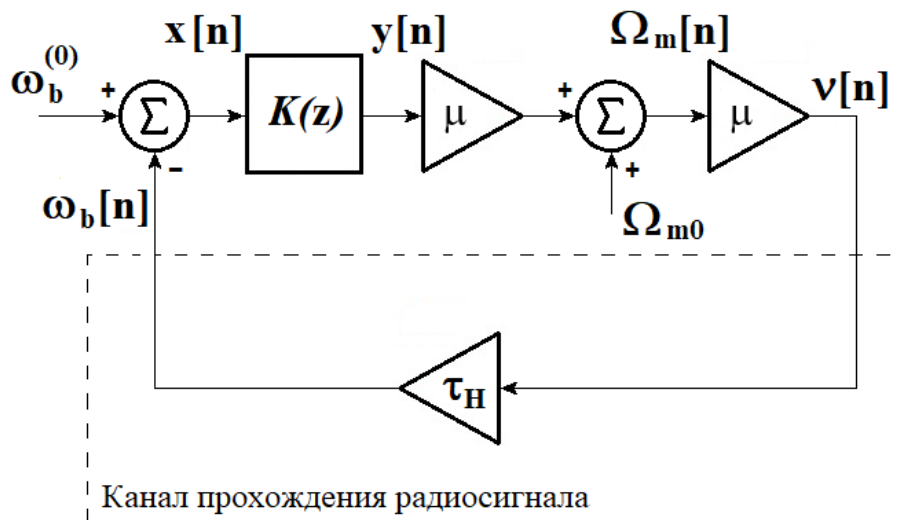


Рисунок 17 – Математическая модель следящего контура РВ с АПМ

Контур представляет собой следящую систему, аналогичную системе, представленной в предыдущем параграфе. В качестве аналогового прототипа дискретного ПСФ здесь также можно выбрать интегрирующее звено с замедлением [72]:

$$W(s) = \frac{k_{\text{ПСФ}}}{s(T_{\text{ПСФ}}s + 1)},$$

где $k_{\text{ПСФ}}$ – коэффициент передачи фильтра, который для СЛЧМ сигнала определяется как $k_{\text{ПСФ}} = \Delta\Omega/\pi = 2\Delta F$; $T_{\text{ПСФ}}$ – постоянная времени, характеризующая инерционность фильтра.

Замкнутый контур автоподстройки периода модуляции, как и в предыдущем случае, представляет собой колебательное звено второго порядка:

$$W(s) = \frac{\Omega_0^2}{s^2 + 2\xi\Omega_0s + \Omega_0^2},$$

Ввиду того, что следящий РВ с АПМ состоит из динамических звеньев аналогичных предыдущему измерителю, в выборе граничной частоты полосы пропускания будем использовать такой же диапазон, $\Omega_0 = 2\pi \cdot (5...20)$ рад/с.

Задав величины Ω_0 и ξ , определим статический коэффициент усиления $k_{\text{ПСФ}}$ и постоянную времени $T_{\text{ПСФ}}$ в соответствии с выражением (14).

Передаточная функция дискретного ПСФ в терминах z-преобразования определяется выражением:

$$H_{\text{ПСФ}}(z) = \frac{a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}}{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}}$$

Коэффициенты дискретного фильтра определяются при помощи метода билинейного преобразования [70 – 74] и имеют вид:

$$a_0 = \frac{0.5k_{\text{ПСФ}}Tm}{1 + 2T_{\text{ПСФ}}/Tm}; \quad a_1 = \frac{k_{\text{ПСФ}}Tm}{1 + 2T_{\text{ПСФ}}/Tm}; \quad a_2 = \frac{0.5k_{\text{ПСФ}}Tm}{1 + 2T_{\text{ПСФ}}/Tm};$$

$$b_0 = 1; \quad b_1 = \frac{-4T_{\text{ПСФ}}}{1 + 2T_{\text{ПСФ}}/Tm}; \quad b_2 = \frac{1 - 2T_{\text{ПСФ}}/Tm}{1 + 2T_{\text{ПСФ}}/Tm}.$$

Таким образом, полностью синтезирована математическая модель РВ следящего типа с АПМ.

2.3 Следящий РВ с измерительным контуром ФАПЧ

Данный вид следящего РВ непрерывного излучения был описан в патентах [28, 29] и в публикациях [31, 30]. Особенностью такого измерителя является то, что в отличие от измерителей частоты, он учитывает свойства фазы СБ. В отличие от [28], где применен простой гармонический опорный сигнал, в измерительном контуре ФАПЧ [29] предлагается использовать опорный сигнал, фазовый портрет которого представляет собой модель фазового портрета обрабатываемого сигнала. Таким образом, в контуре ФАПЧ возможно достигнуть максимума взаимной корреляционной функции обрабатываемого и опорного сигналов, получив оценку близкую к оптимальной. Рассмотрим синтез математической модели такого измерителя.

2.3.1 Математическая модель измерительного контура ФАПЧ

В [78 - 80] показано, что контур ФАПЧ представляет собой оптимальный по критерию максимума апостериорной плотности вероятности частотный демодулятор. Однако авторами данных работ рассмотрена обработка сигналов с простой фазовой структурой. Можно предположить, что полученные выводы справедливы и для случая, когда контур ФАПЧ, работая в режиме частотного демодулятора, обрабатывает СБ радиовысотомера со сложной фазовой структурой. Тогда в контуре такого ФАПЧ необходимо сформировать опорный сигнал, фазовый портрет которого подобен фазовому портрету обрабатываемого сигнала. В этом случае можно показать, что контур ФАПЧ будет стремиться максимизировать взаимную корреляционную функцию этих сигналов при автоподстройке, выдавая оценку стремящуюся к оптимальной:

Допустим, что передатчик РВ излучает сигнал $e_{\text{ПРД}}(t)$, мгновенная частота которого на периоде модуляции $[0, T_m]$ меняется в соответствии с симметричным пилообразным законом:

$$f(t) = f_0 + \frac{2\Delta F}{T_m} \begin{cases} t, & 0 \leq t \leq \frac{T_m}{4} \\ \frac{T_m}{2} - t, & \frac{T_m}{4} \leq t \leq \frac{3T_m}{4} \\ t - T_m, & \frac{3T_m}{4} \leq t \leq T_m \end{cases},$$

где ΔF – девиация частоты сигнала. Фаза излучаемого колебания при этом равна

$$\varphi(t) = 2\pi \int_0^t f(\tau) d\tau = 2\pi \begin{cases} \frac{\Delta F}{T_m} t^2, & 0 \leq t \leq \frac{T_m}{4} \\ \frac{\Delta F T_m}{8} - \frac{\Delta F}{T_m} \left(t - \frac{T_m}{2}\right)^2, & \frac{T_m}{4} \leq t \leq \frac{3T_m}{4} \\ \frac{\Delta F}{T_m} (t - T_m)^2, & \frac{3T_m}{4} \leq t \leq T_m \end{cases}$$

Пусть H - высота, на которой находится ВС. Тогда фаза принимаемого сигнала, $e_{ПРМ}(t)$, равна $\varphi(t - \tau_H)$, где $\tau_H = 2H/c$ - время задержки, c - скорость света. При этом СБ можно записать в виде

$$e_b(t) = \exp[i(\varphi(t - \tau_H) - \varphi(t))] = \exp[i\Phi(t, \tau_H)], \quad (22)$$

где

$$\Phi(t, \tau_H) = \varphi(t - \tau_H) - \varphi(t) = \begin{cases} \tau_H(\tau_H - 2t), & \tau_H \leq t < 0,25T_m \\ 2[t - 0,5(0,5T_m + \tau_H)]^2 + 0,5\tau_H(\tau_H - T_m), & 0,25T_m \leq t < 0,25T_m + \tau_H \\ \tau_H(2t - T_m - \tau_H), & 0,25T_m + \tau_H \leq t < 0,75T_m \\ -2[t - 0,5(0,75T_m + \tau_H)]^2 - 0,5\tau_H(\tau_H - T_m), & 0,75T_m \leq t < 0,75T_m + \tau_H \\ -\tau_H(2t - 2T_m - \tau_H), & 0,75T_m + \tau_H \leq t < T_m + \tau_H \end{cases}, \quad (23)$$

где $v = 2\pi\Delta F/T_m$ - скорость изменения мгновенной частоты.

Сигнал (22), фаза которого соответствует уравнению (23), является входным сигналом синтезируемой петли ФАПЧ. Во входном сигнале следует выделить зоны, где наблюдаются переходы мгновенной частоты через нулевой уровень. Эти зоны соответствуют интервалам $[0,25T_m, 0,25T_m + \tau_H]$ и $[0,75T_m, 0,75T_m + \tau_H]$. Ширина этих зон равна времени задержки τ_H , и при условии $\tau_H \ll T_m$, которое обычно выполняется на практике, этими зонами можно пренебречь при построении опорного СБ $e_r(t) = \exp[i\Phi_0(t, \hat{\tau}_H)]$, фаза которого равна:

$$\Phi_0(t, \hat{\tau}_H) = v \begin{cases} \hat{\tau}_H(\hat{\tau}_H - 2t), & 0 \leq t < 0,25T_m \\ \hat{\tau}_H(2t - T_m - \hat{\tau}_H), & 0,25T_m \leq t < 0,75T_m \\ -\hat{\tau}_H(2t - 2T_m - \hat{\tau}_H), & 0,75T_m \leq t < T_m \end{cases}$$

где $\hat{\tau}_H = 2\hat{H}/c$ - оценка времени запаздывания, которая соответствует оценке высоты \hat{H} и вычисляется в петле ФАПЧ так, чтобы свести к нулю усредненную на текущем периоде модуляции разность фаз

$$\Delta\Phi[n] = \frac{1}{T_m} \int_{(n-1)T_m}^{nT_m} [\Phi(t, \tau_H) - \Phi_0(t, \hat{\tau}_H)] dt, \quad (24)$$

Запишем выражение для логарифма функции правдоподобия (ФПП) для оценки СБ измерительным контуром ФАПЧ:

$$\begin{aligned} \ln L(r(n,t)|\rho, H[n]) &= \text{const} - \frac{1}{N_0} \int_0^{T_m} |r(n,t) - \rho \exp(ik_\omega \hat{H}[n]t)|^2 dt = \\ &= \text{const} - \frac{1}{N_0} |\rho|^2 T_m + \frac{1}{N_0} \left[\rho \int_0^{T_m} r^*(n,t) \exp(ik_\omega \hat{H}[n]t) dt + \rho^* \int_0^{T_m} r(n,t) \exp(-ik_\omega \hat{H}[n]t) dt \right], \end{aligned}$$

где n – номер дискретного отсчета; ρ – комплексная амплитуда сигнала $r(n,t) = \rho \exp(ikH[n]t) + w(n,t)$ – сигнал на входе измерителя; $k_\omega = 4\pi \frac{V}{c}$ – коэффициент пропорциональности изменения частоты биений от высоты; $w(n,t)$ – дискретный белый гауссовский шум.

Оценка комплексной амплитуды определяется выражением:

$$\hat{\rho} = \frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} r(n,t) \exp(-ik_\omega \hat{H}[n]t) dt,$$

Подставляя это выражение в ФПП, получим уравнение для оценки высоты:

$$\frac{\partial}{\partial \hat{H}[n]} \ln L(r(n,t)|\hat{\rho}, H[n]) = \frac{1}{N_0 T_m} \frac{\partial}{\partial \hat{H}[n]} \left[\int_0^{T_m} r(n,t) \exp(-ik_\omega \hat{H}[n]t) dt \right]^2 = 0,$$

Вычислим интеграл, находящийся в скобках:

$$\left| \int_0^{T_m} r(n,t) \exp(-ik_\omega \hat{H}[n]t) dt \right|^2 = \left| T_m \rho \frac{\sin \left[\frac{k_\omega T_m}{2} (H[n] - \hat{H}[n]) \right]}{\frac{k_\omega T_m}{2} (H[n] - \hat{H}[n])} + \varepsilon[n] \right|^2,$$

где $\varepsilon[n] = \int_0^{T_m} w(n,t) \exp(-ik_\omega \hat{H}[n]t) dt$.

Следовательно, решением уравнения правдоподобия $\frac{\partial}{\partial \hat{H}[n]} \ln L(r(n,t)|\hat{\rho}, H[n]) = 0$ будет

точка, где $\hat{H}[n] = H[n]$, то есть, измерительный контур ФАПЧ в процессе фазовой автоподстройки вырабатывает оценку высоты, соответствующую максимуму ФПП.

Тем не менее, не сложно показать, что в силу характера изменения $\Phi(t, \tau_H)$ и $\Phi_0(t, \tau_H)$ интеграл в (24) тождественно равен нулю. Поэтому разность $\Delta\Phi(t) = \Phi(t, \tau_H) - \Phi_r(t, \tau_H)$ надо подвергнуть такому преобразованию, чтобы $\Delta\Phi[n]$ было пропорционально разности (невязке) времен задержки $\tau_H - \hat{\tau}_H$ или соответствующих высот $H - \hat{H}$.

На рисунках 18, а) и б) приведены графики зависимостей фаз $\Phi(t, \tau_H)$ и $\Phi_0(t, \tau_H)$, а также их разности $\Delta\Phi(t)$ от времени на интервале равном периоду модуляции. При расчетах полагалось $H = 150$ м, $\hat{H} = 160$ м, $T_m = 1$ мс. Разность фаз $\Delta\Phi(t)$ носит знакопеременный характер, причем на

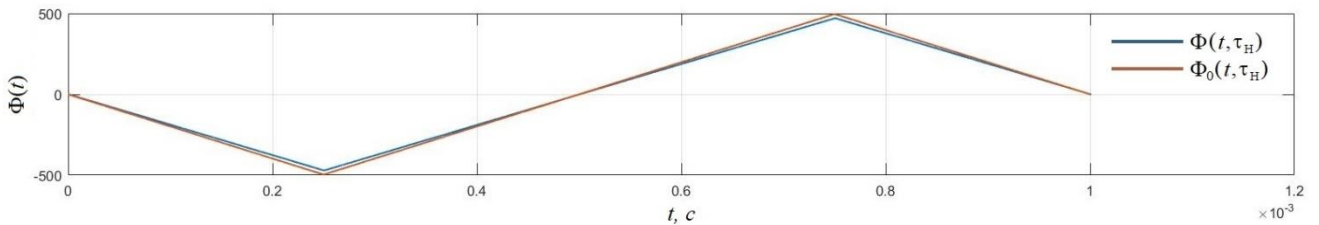
интервалах $[0, 0,25T_m]$ и $[0,75T_m, T_m]$ этот параметр линейно возрастает, а на интервале $[0,25T_m, 0,75T_m]$ линейно убывает. Поэтому для получения нужного результата сделаем следующее:

а) обратим разность фаз $\Delta\Phi(t)$ на интервале $[0,25T_m, 0,75T_m]$, т.е. осуществим преобразование

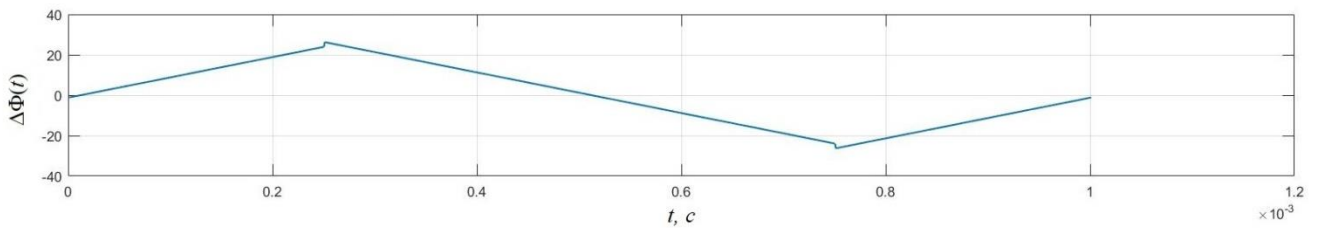
$$\Delta\Phi(t) \rightarrow \Delta\Phi_1(t) = \begin{cases} \Delta\Phi(t), & 0 \leq t \leq 0,25T_m \\ -\Delta\Phi(t), & 0,25T_m \leq t \leq 0,75T_m; \\ \Delta\Phi(t), & 0,75T_m \leq t \leq T_m \end{cases} \quad (25)$$

б) полученную разность фаз подвергнем преобразованию

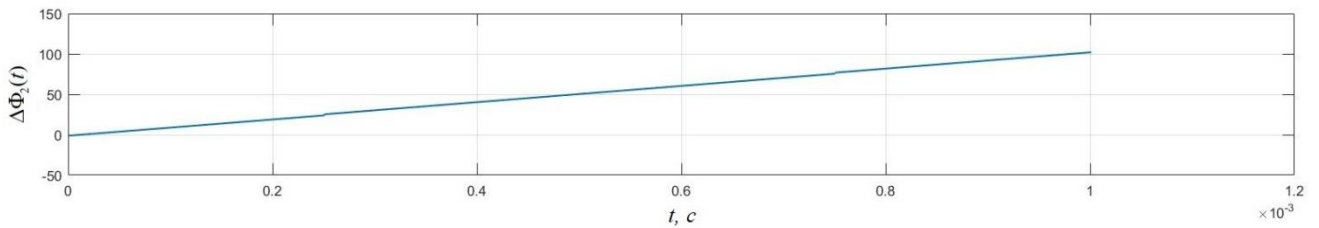
$$\Delta\Phi_1(t) \rightarrow \Delta\Phi_2(t) = \begin{cases} \Delta\Phi_1(t), & 0 \leq t < 0,25T_m \\ 2\Delta\Phi_1(0,25T_m) + \Delta\Phi_1(t), & 0,25T_m \leq t < 0,75T_m. \\ 4\Delta\Phi_1(0,25T_m) + \Delta\Phi_1(t), & 0,75T_m \leq t \leq T_m \end{cases} \quad (26)$$



а)



б)



в)

Рисунок 18 – Временные диаграммы фаз СБ, опорного сигнала и их разности

График полученной в результате преобразований (25) и (26) разности фаз $\Delta\Phi_2(t)$ приведен на рисунке 18, в). Теперь $\Delta\Phi_2(t)$ на интервале времени равном периоду модуляции изменяется линейно, причем, как следует из (25) и (26),

$$\Delta\Phi_2(t) \approx -2\nu(\tau_H - \hat{\tau}_H)t, 0 \leq t \leq T_m.$$

Поэтому:

$$\Delta\Phi[n] = vT_m(\tau_H - \hat{\tau}_H) = \frac{2vT_m}{c}(H - \hat{H}) = \mu(H - \hat{H}),$$

где $\mu = 2vT_m/c$ – масштабный коэффициент. Таким образом, в результате преобразований (25) и (26) среднее значение разности фаз $\Delta\Phi[n]$ прямо пропорционально невязке $\varepsilon = H - \hat{H}$. Для реализации режима слежения за высотой сигнал $\Delta\Phi[n]$ достаточно подать на вход сглаживающего фильтра, в состав которого должен входить, как минимум, один интегратор. Выходной сигнал фильтра является управляющим для подстройки опорного сигнала $e_r(t)$.

Математическая модель контура ФАПЧ приведена на рисунке 19. Рассмотрим его работу подробнее.

Синфазная (I) и квадратурная (Q) компоненты комплексного СБ $e_b(t)$ формируются в смесителе приемника РВ. Для этого на вход смесителя поступает принимаемый антенной отраженный от поверхности сигнал $e_{\text{ПРМ}}(t)$ и ослабленный до нужного уровня в направленном ответвителе (на схеме не показан) излучаемый сигнал $e_{\text{ПРД}}(t)$.

I и Q компоненты сигнала $e_b(t)$ подаются на первую пару входов векторного умножителя. Генератор опорного сигнала ГОС формирует сигнал $e_r^*(t)$, который подается на вторую пару I и Q входов векторного умножителя. Синфазный и квадратурный выходы векторного умножителя соединены с фазовым детектором (ФД), где вычисляется разность фаз $\Delta\Phi(t)$, в соответствии с выражением, определяющим его дискриминационную характеристику:

$$\Delta\Phi(t) = \text{Arctg}_2(\text{Re}(e_b(t) \cdot e_r(t)), \text{Im}(e_b(t) \cdot e_r(t))),$$

где $\text{Arctg}_2(x, y)$ – функция арктангенса, продолженная на всю плоскость (x, y) .

Разность фаз $\Delta\Phi(t)$ в фазовом преобразователе ФП трансформируется в $\Delta\Phi_2(t)$, уравнения (25) и (26).

Из разности фаз $\Delta\Phi_2(t)$ при помощи усредняющего сумматора $\bar{\Sigma}$ получается сигнал $\Delta\Phi[n]$, представляющий собой среднюю разность фаз на периоде модуляции. Этот сигнал поступает на вход интегрирующего ПСФ с коэффициентом передачи $K(z)$. На выходе этого фильтра формируется оценка высоты $\hat{H}[n]$. Оценка высоты через масштабирующий преобразователь $1/\mu$ подается на управляющий вход ГОС в виде сигнала $dt_0[n]$.

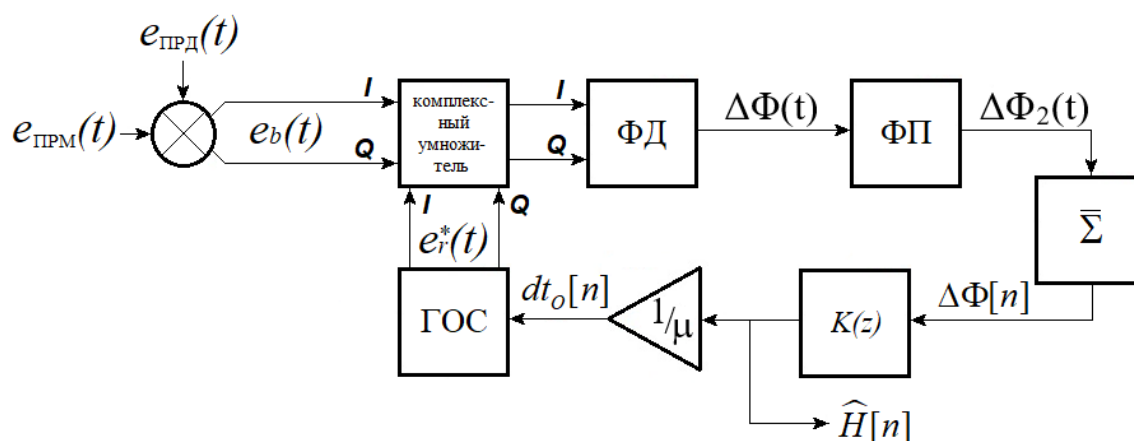


Рисунок 19 – Математическая модель контура ФАПЧ

ПСФ синтезирован методом билинейного преобразования [73 – 77] на основе аналогового фильтра-прототипа с коэффициентом передачи

$$K(s) = \frac{k_{\text{ПСФ}}}{s(T_{\text{ПСФ}}s + 1)},$$

где $k_{\text{ПСФ}}$ – статический коэффициент усиления контура ФАПЧ, $T_{\text{ПСФ}}$ – постоянная времени. Параметры $k_{\text{ПСФ}}$ и $T_{\text{ПСФ}}$ определяются путем линеаризации полученного контура. Несложно показать, что в этом случае замкнутая система ФАПЧ эквивалентна колебательному звену [72] с коэффициентом передачи

$$G(s) = \frac{\Omega_0^2}{s^2 + 2\xi\Omega_0s + \Omega_0^2},$$

где Ω_0 – граничная частота полосы пропускания и ξ – коэффициент демпфирования, который может быть вычислен, если задать перерегулирование Δ :

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{1 + (\pi/\ln \Delta)^2}}.$$

Задавая граничную частоту Ω_0 и демпфирование ξ , можно определить статический коэффициент усиления $k_{\text{ПСФ}}$ и постоянную времени $T_{\text{ПСФ}}$:

$$k_{\text{ПСФ}} = \frac{\Omega_0}{2\xi}, T_{\text{ПСФ}} = \frac{1}{2\xi\Omega_0}.$$

При моделировании контура ФАПЧ были выбраны следующие параметры: $H = 150$ м, $T_m = 1$ мс, $\Delta F = 200$ МГц, $\Omega_0 = 2\pi \times 10$ рад/с, $\Delta = 0,3$.

Более подробно процедура синтеза коэффициентов цифрового ПСФ показана в параграфе 4.2.1.

2.3.2 Реализация математической модели измерительного контура ФАПЧ

Синтезированный измерительный контур был реализован в системе MATLAB в двух вариантах: в виде исполняемого *.m файла и в виде модели Simulink [73, 81, 82]. Модель Simulink представлена на рисунке 20.

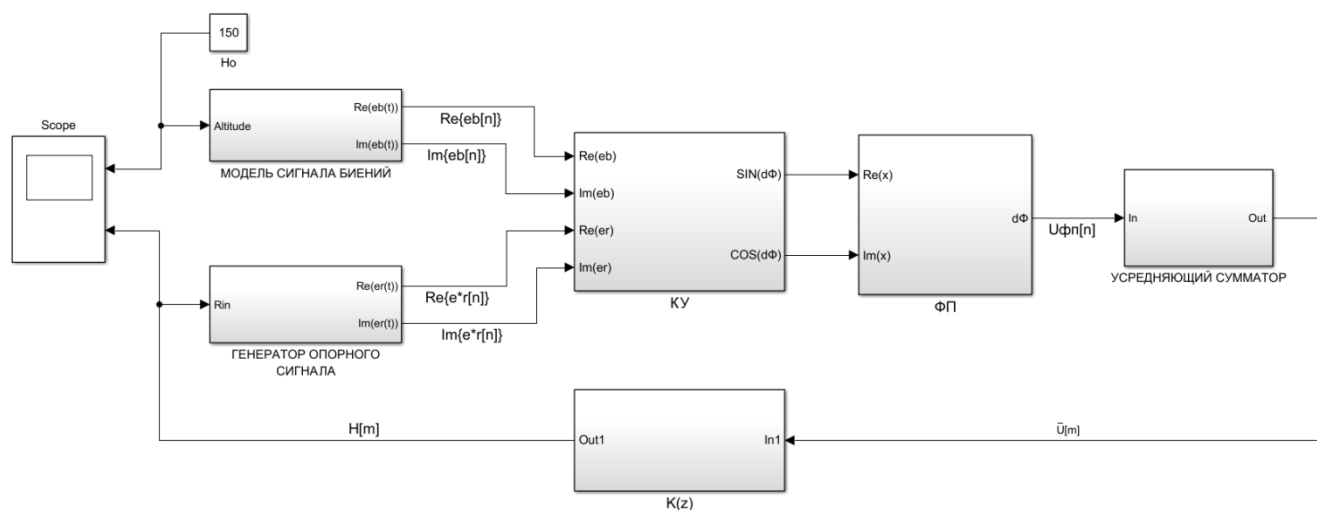


Рисунок 20 – Математическая модель измерительного контура ФАПЧ, выполненная в Simulink

Отсчеты квадратур вектора СБ $e_b(t)$ формируются в блоке «МОДЕЛЬ СБ» в зависимости от заданной высоты H_0 . Фаза СБ формируется в соответствии с уравнением (23). На выходах блока генерируются вещественная и мнимая компоненты комплексного дискретного СБ, $Re\{e_b[n]\}$ и $Im\{e_b[n]\}$.

Векторный сигнал $e_b[n]$ подается на первый вход комплексного умножителя (КУ). На второй вход КУ подаются компоненты вектора опорного сигнала $e_r^*[n]$ от ГОС.

Результат векторного умножения, $U_{КУ}[n] = e_b[n]e_r^*[n]$, подается на фазовый преобразователь ФП. В фазовом преобразователе происходит трансформация фазы сигнала в соответствии с уравнениями (25) и (26). Далее сигнал $U_{ФП}[n]$ поступает на усредняющий сумматор, реализующий вычисление среднего:

$$\bar{U}[m] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} U_{ФП}[n],$$

где m – номер текущего периода модуляции, $N = [T_m/T_s]$ – количество отсчетов СБ на периоде модуляции.

Сигнал $\bar{U}[m]$ поступает на преобразователь масштаба с коэффициентом передачи $1/\mu$, где $\mu = 2vT_m/c$. Выходной сигнал преобразователя масштаба является входным сигналом интегрирующего петлевого фильтра с коэффициентом передачи $K(z)$.

На выходе фильтра вычисляется оценка высоты $\hat{H}[m]$, которая одновременно является сигналом настройки ГОС, управляющим частотой $e_r^*[n]$. Таким образом, система ФАПЧ замыкается и происходит слежение за значением измеряемой высоты.

Система MATLAB использует разные численные методы при обработке программ исполняемых *.m файлов и моделировании в Simulink, поэтому для полноты эксперимента, были протестированы оба варианта. Обе реализации математической модели измерительного контура ФАПЧ дали одинаковый результат, рисунок 21. Переходный процесс в системе с выбранными параметрами занимает 0,25 с, что составляет 250 периодов модуляции и соответствует заданной полосе контура слежения в 10 Гц.

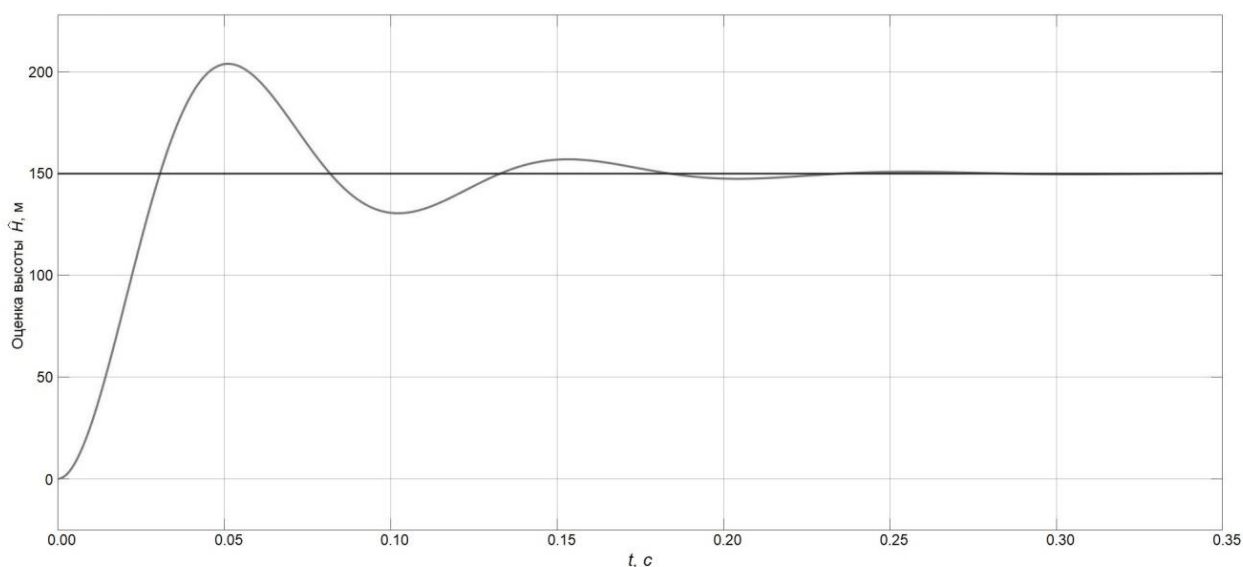


Рисунок 21 – Оценка высоты на выходе измерительного контура ФАПЧ

Дальнейшие исследования в рамках настоящей диссертационной работы проводились с использованием программирования на языке системы MATLAB в исполняемых *.m файлах. Такой способ компьютерного моделирования представляется наиболее удобным при реализации сложных математических алгоритмов. Результаты этих исследований опубликованы в [83, 84].

2.3.3 Контур автоподстройки по частоте

Как показало моделирование, поведение фазы СБ достаточно чувствительно к уровню шумов на входе измерителя. При снижении величины ОСШ ниже 40 дБ ошибка оценки высоты в измерительном контуре ФАПЧ начинает резко возрастать. Это связано с тем, что шумы измерений вызывают скачки фазы, при которых фаза начинает случайным образом менять направление своего изменения. При малых значениях ОСШ фазовая структура СБ может полностью разрушаться.

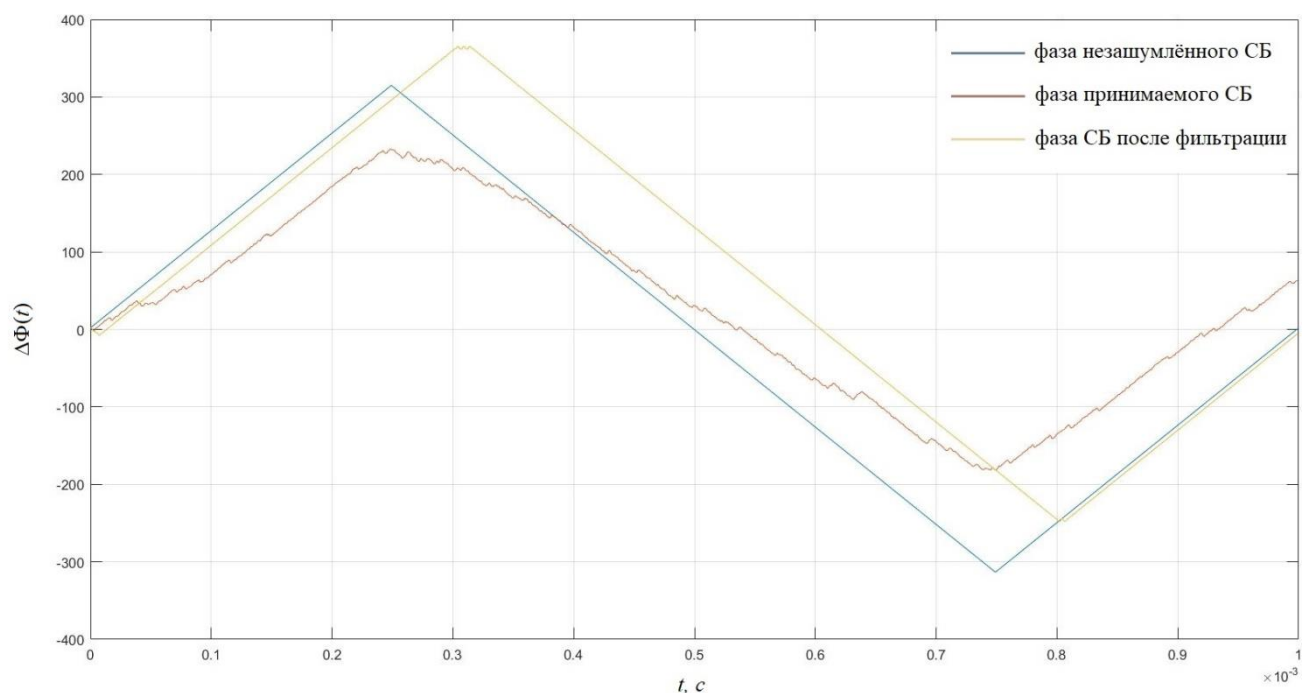


Рисунок 22 – Изменение фазы СБ при $q^2 = 20 \text{ дБ}$

На рисунке 22 представлено изменение фазы СБ при величине ОСШ = 20 дБ и фазы синтезированного идеального СБ без шума.

Очевидно, что для корректной работы измерительного контура ФАПЧ при наличии шумов измерений требуется принять дополнительные меры по фильтрации СБ. Так как частота СБ зависит от текущей высоты, в измерителе требуется организовать дополнительный контур слежения по частоте.

На рисунке 23 представлена функциональная схема измерительного контура ФАПЧ с дополнительной обратной связью по частоте. Фазовый детектор в этом контуре, в отличие от ранее представленной схемы, рисунок 19, вычисляет разность фазы опорного сигнала $\Phi_0(t, \hat{\tau}_H)$, поступающую из соответствующего вычислителя фазы, и оценки фазы СБ $\hat{\Phi}(t, \tau_H)$, формируемой специальным фазовым фильтром наименьших квадратов (ФМНК), речь о котором пойдет ниже.

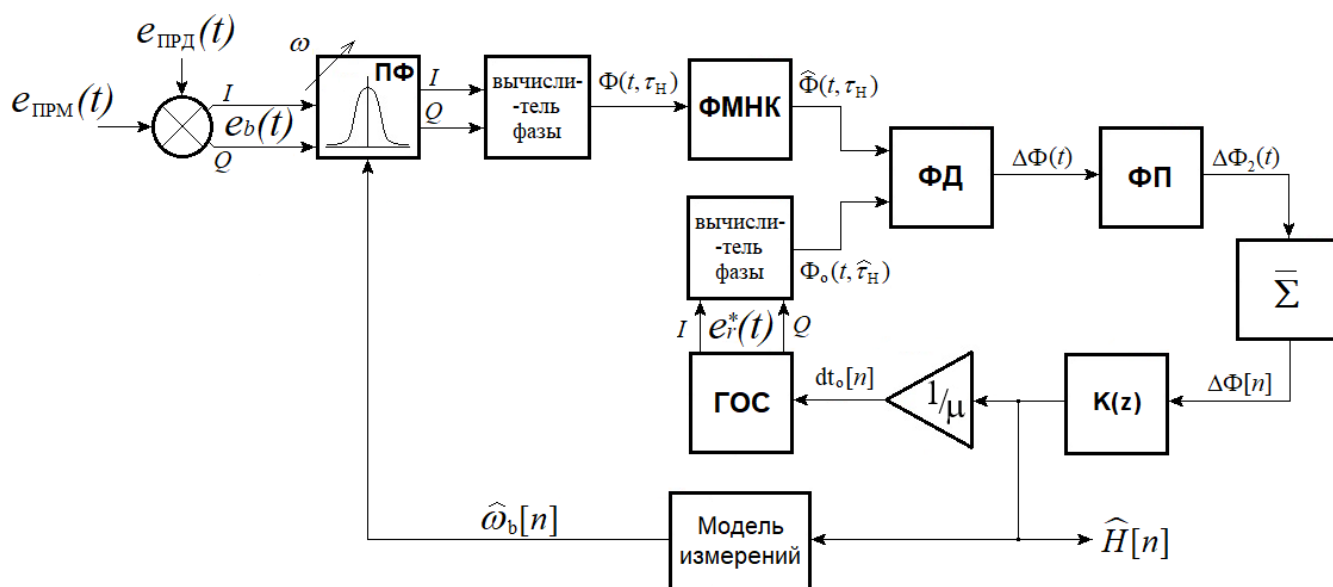


Рисунок 23 – Схема измерительного контура ФАПЧ с дополнительной обратной связью по частоте

Как можно видеть из рисунка, в схему измерительного контура ФАПЧ добавлен входной перестраиваемый полосовой фильтр (ПФ), фильтр наименьших квадратов (ФНК) и блок вычисления оценки частоты СБ $\omega_b[n]$ на основе принятой модели измерений.

Рассмотрим более подробно работу контура автоподстройки по частоте.

В основе контура лежит входной перестраиваемый фильтр ПФ. В качестве ПФ выбран дискретный фильтр Баттерворта, так как он имеет максимально гладкую АЧХ в полосе пропускания, а ФЧХ близка к линейной. Коэффициенты фильтра вычисляются в соответствии с сигналом обратной связи по частоте. Сигнал управления пропорционален оценке частоты СБ $\omega_b[n]$. Таким образом замыкается контур обратной связи по частоте, и входной ПФ всегда настроен на частоту СБ.

Оценка $\omega_b[n]$ вычисляется на основе модели измерений по значению оценки высоты $H[n]$.

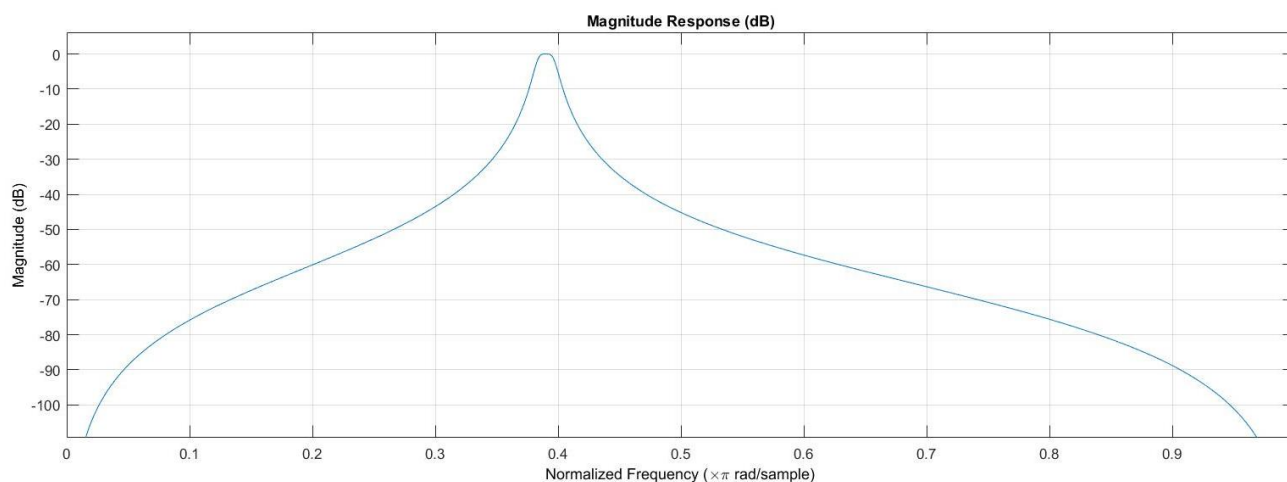


Рисунок 24 – АЧХ входного перестраиваемого фильтра

АЧХ перестраиваемого фильтра представлена на рисунке 24. Полоса пропускания по уровню минус 3 дБ составляет $\pm \frac{2\pi}{Tm}$ относительно центральной частоты настройки фильтра, крутизна спада характеристики в полосе задержания -20 дБ/дек, что соответствует аналоговому полосовому фильтру-прототипу 4-го порядка. Запишем передаточную функцию аналогового фильтра прототипа.

Согласно [74], передаточная функция полосового фильтра определяется модификацией передаточной функции фильтра-прототипа. Для фильтра Баттерворта прототип определяется как:

$$H_{\text{пр}}(s) = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1}$$

Вычисление передаточной функции полосового фильтра получается методом частотного преобразования $H_{\text{П}}(s)$:

$$H_{\text{ПФ}}(s) = H_{\text{П}}\left(\frac{s^2 + \omega_0^2}{Bs}\right),$$

где ω_0 – центральная частота полосы пропускания ПФ, B – ширина полосы по уровню минус 3 дБ:

$$B = \frac{4\pi}{Tm}.$$

Таким образом, передаточная функция аналогового полосового фильтра Баттерворта окончательно принимает вид:

$$H_{\text{ПФ}}(s) = \frac{B^2 s^2}{s^4 + \sqrt{2}Bs^3 + (2\omega_0^2 + B^2)s^2 + \sqrt{2}B\omega_0^2 s + \omega_0^4} \quad (27)$$

Дискретный фильтр с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ) в общем виде описывается выражением:

$$y[n] + \sum_{j=1}^M b_j y[n-j] = \sum_{i=0}^M a_i x[n-i], \quad (28)$$

где M – порядок фильтра, a_i, b_j – коэффициенты усиления и обратных связей фильтра.

Коэффициент передачи цифрового БИХ-фильтра 4-го порядка, разностное уравнение которого – уравнение (28), можно записать так:

$$H_{\text{пф}}(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3} + a_4 z^{-4}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3} + b_4 z^{-4}}. \quad (29)$$

На основе (27) и (29), методом билинейного преобразования определим передаточную функцию для дискретного полосового фильтра, выполнив следующую замену:

$$H_{\text{пф}}(z) = H_{\text{пф}}\left(\gamma \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}\right) \Big|_{s=\gamma \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}},$$

где $\gamma = 2 / T_s$, T_s – период дискретизации.

Полученный таким образом коэффициент передачи цифрового полосового фильтра имеет вид:

$$H_{\text{пф}}(z) = \frac{a_0 + a_2 z^{-2} + a_4 z^{-4}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3} + b_4 z^{-4}} \quad (30)$$

Коэффициенты фильтра a_i и b_j , в выражении (30) определяются следующими выражениями:

$$a_0 = \frac{B^2 \gamma^2}{\omega_0^4 + \sqrt{2} B \omega_0^2 \gamma + (2\omega_0^2 + B^2) \gamma^2 + \sqrt{2} B \gamma^3 + \gamma^4};$$

$$a_2 = 2a_0; \quad a_4 = a_0$$

$$b_1 = \frac{4\omega_0^4 - 2\sqrt{2} B \omega_0^2 \gamma - 2\sqrt{2} B \gamma^3 - 4\gamma^4}{\omega_0^4 + \sqrt{2} B \omega_0^2 \gamma + (2\omega_0^2 + B^2) \gamma^2 + \sqrt{2} B \gamma^3 + \gamma^4};$$

$$b_2 = \frac{6\omega_0^4 - 2(2\omega_0^2 + B^2) \gamma^2 - 2\gamma^4}{\omega_0^4 + \sqrt{2} B \omega_0^2 \gamma + (2\omega_0^2 + B^2) \gamma^2 + \sqrt{2} B \gamma^3 + \gamma^4};$$

$$b_3 = b_1;$$

$$b_4 = \frac{\omega_0^4 - \sqrt{2} B \omega_0^2 \gamma + (2\omega_0^2 + B^2) \gamma^2 - \sqrt{2} B \gamma^3 + \gamma^4}{\omega_0^4 + \sqrt{2} B \omega_0^2 \gamma + (2\omega_0^2 + B^2) \gamma^2 + \sqrt{2} B \gamma^3 + \gamma^4}$$

Синтезированный таким образом цифровой полосовой фильтр Баттерворта 4-го порядка выполняет функцию входного следящего фильтра для измерительного контура ФАПЧ, рисунок 23.

Перестройка фильтра может быть реализована непосредственным вычислением коэффициентов по сигналу $\omega_b[n]$, в этом случае: $a_i = f(\omega_0)$; $b_j = f(\omega_0) \Big|_{\omega_0=\omega_b[n]}$, где ω_0 - центральная частота полосы пропускания фильтра. В этом случае модель измерений соответствует выражению:

$$\omega_b[n] = \nu \frac{2H[n]}{c}$$

Ввиду сложности аналитических выражений, определяющих коэффициенты фильтра, такой подход потребует увеличения вычислительной нагрузки. Другим способом организации следящего фильтра является гетеродинирование входного СБ при постоянных коэффициентах фильтра:

$$e_{ПРМ}^*(t) = e_{ПРМ} \cdot \exp(-i \cdot \omega_r t),$$

где $\omega_r = \nu \frac{2H[n]}{c} - \omega_0$ - частота гетеродинирующего сигнала, перестраиваемая за счет обратной связи по частоте. Полосовой фильтр в этом случае остается не перестраиваемым. Такой принцип представляется более удобным для практической реализации.

2.3.4 Фазовый фильтр наименьших квадратов

Как было показано на рисунке 22, при малых значениях ОСШ, изменение фазы СБ во времени претерпевает значительные искажения. Благодаря использованию входного полосового фильтра линейность изменения фазы СБ удастся значительно улучшить, однако наблюдаемые случайные скачки по-прежнему могут вызывать значительные ошибки оценки высоты $H[n]$.

Устранить скачки фазы СБ возможно с помощью специально организованного фазового фильтра наименьших квадратов (ФМНК) [73], встроенного в контур ФАПЧ. Рассмотрим синтез такого фильтра.

На рисунке 25 схематично показаны эпюры СБ в радиовысотометре непрерывного излучения. Для симметричного закона модуляции, когда на периоде T_m частота излучаемого сигнала линейно возрастает, а затем линейно убывает с такой же скоростью, в пределах величины $\Delta\Omega$ при запаздывании отраженного сигнала на время τ_H , возникают биения с частотой ω_b . Так как

время τ_H пренебрежимо мало в сравнении с Tm , то можно считать, что ω_b постоянна и только меняет свой знак дважды за период.

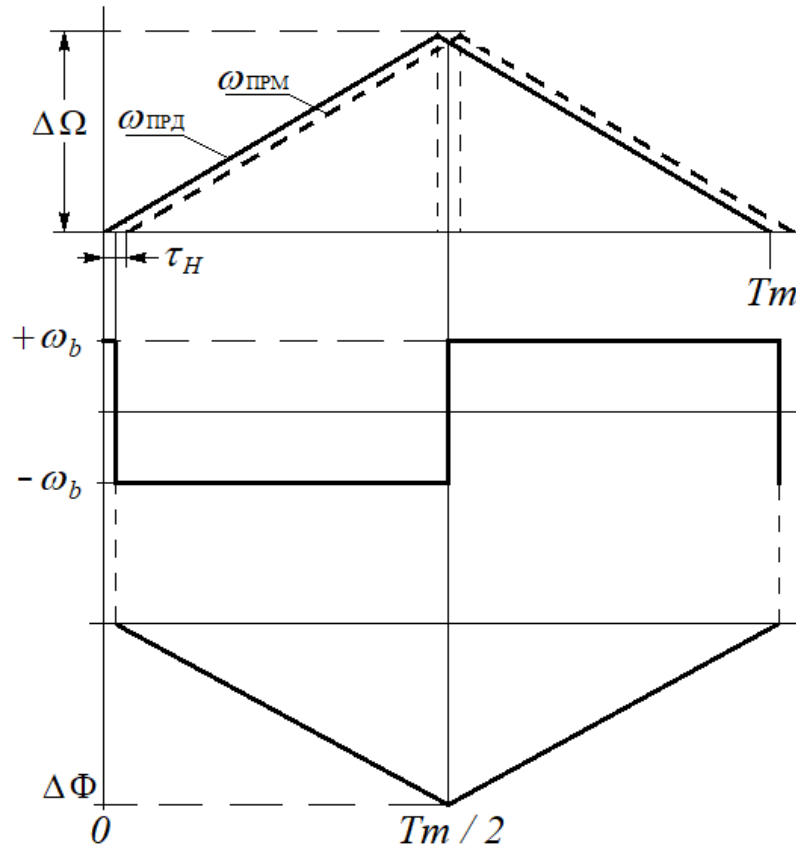


Рисунок 25 – Эпюры СБ

Изменение фазы СБ, $\Phi(t)$ имеет форму, подобную закону частотной модуляции, и может быть описано выражением:

$$\Phi(t) = \begin{cases} -\omega_b t, & 0 \leq t < Tm/2 \\ \omega_b t, & Tm/2 \leq t < Tm \end{cases} \quad (31)$$

Функционал качества для фильтра МНК будет иметь вид:

$$Q = \int_0^{Tm} [\Phi(t) - \hat{\Phi}(t)]^2 dt \quad (32)$$

где $\hat{\Phi}(t)$ – оценка фазы СБ.

Подставив выражение (31) в (32), получим:

$$Q = const - 2\omega_b \int_0^{Tm/2} t\hat{\Phi}(t)dt - 2\omega_b \int_{Tm/2}^{Tm} (t-Tm)\hat{\Phi}(t)dt + \omega_b^2 \int_0^{Tm/2} t^2 dt + \omega_b^2 \int_{Tm/2}^{Tm} (t-Tm)^2 dt .$$

Вычислим частную производную Q по параметру ω_b :

$$\frac{\partial Q}{\partial \omega_b} = 2\omega_b(I_1 + I_2) - (I_3 + I_4),$$

где

$$I_1 = \int_0^{Tm/2} t^2 dt; \quad I_2 = \int_{Tm/2}^{Tm} (t - Tm)^2 dt;$$

$$I_3 = \int_0^{Tm/2} t \Delta\Phi(t) dt; \quad I_4 = \int_0^{Tm/2} (t - Tm) \Delta\Phi(t) dt.$$

Приравнивая частную производную функционала к нулю, получим выражение для оценки частоты биений:

$$\frac{\partial Q}{\partial \omega_b} = 0 \Rightarrow \omega_b = \frac{I_3 + I_4}{2(I_1 + I_2)}.$$

В соответствии с полученной оценкой ω_b фаза СБ вычисляется следующим образом:

$$\Phi(t) = \begin{cases} -\omega_b t, & 0 \leq t < Tm/2 \\ \omega_b t, & Tm/2 \leq t < Tm \end{cases}.$$

На рисунке 26 представлены зависимости величины смещения оценки и СКО от ОСШ для исходного, не модифицированного, измерительного контура ФАПЧ и для контура, модифицированного в соответствии со схемой, представленной на рисунке 23. Из графиков видно, что рассматриваемый измеритель может обеспечивать достаточную для практики точность лишь при величине ОСШ > 30 дБ, абсолютное значение смещения $|b| < 0,7$ м и СКО $< 1,5$ м.

При включении дополнительной обратной связи по частоте и использования фазового ФМНК, при ОСШ > 30 дБ, погрешности измерительного контура ФАПЧ уменьшаются: $|b| < 0,07$ м, $\sigma < 0,01$ м.

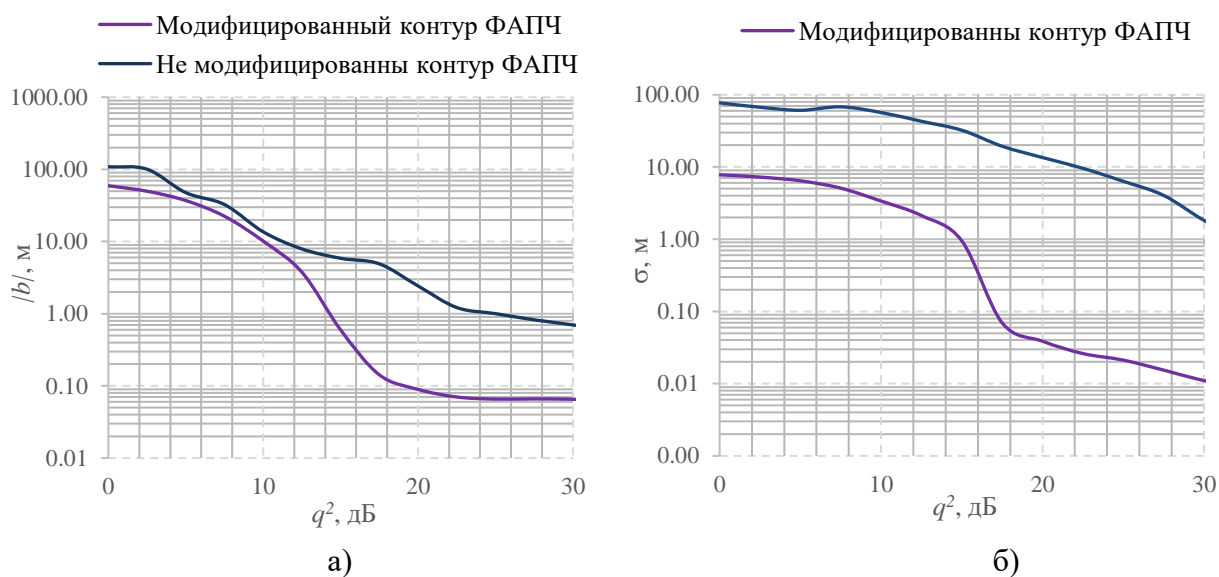


Рисунок 26 – Зависимость:
а) абсолютного значения смещения, б) СКО оценки от величины ОСШ

2.4 Исследование флуктуационных ошибок

В рамках проводимых исследований закономерно возникает задача о сравнении качества оценок высоты ЛА в РВ непрерывного излучения с измерительным контуром ФАПЧ с уже освоенными на практике методами, по этому выше были предложены математические модели РВ с АПМ [8] и РВ с СИЧ [40, 66].

Критериями для сравнительного анализа качества получаемых оценок рассматриваемыми измерителями выберем смещение и среднеквадратическая ошибка (СКО) в случае, когда измерения высоты проводятся над гладкой поверхностью. Причиной возникновения ошибок РВ при этом являются внешние помехи и внутренние шумы приемника.

Исследование оценок рассматриваемых следящих измерителей выполнено методом компьютерного моделирования. Моделирование организовано следующим образом. Математическая модель следящего РВ непрерывного излучения обрабатывает СБ, который формируется при следующих сценарных параметрах:

- высота РВ $H = 75$ м;
- закон частотной модуляции - симметричный пилообразный;
- девиация частоты ЛЧМ $\Delta F = 200$ МГц;
- период модуляции $T_m = 1$ мс;
- период дискретизации $T_s = 0.125$ мкс;
- граничная частота полосы пропускания контура слежения $\Omega_0 = 2\pi \cdot 10$ рад/с;
- перерегулирование следящего контура $\Delta = 0.3$.

Сценарием эксперимента предполагается, что носитель неподвижен относительно отражающей поверхности. Сигнал на входе измерителя представляет собой аддитивную смесь получаемого СБ и дискретного гауссовского белого шума, средняя мощность которого определяется величиной отношения сигнал/шум (ОСШ). Отметим, что в целях упрощения моделирования рассмотренные следующие измерители использовали СБ без предварительной обработки.

В ходе моделирования проводилась статистическая обработка оценок высоты каждого измерителя при изменении ОСШ от 0 дБ до 32,5 дБ. Объем статистической выборки в каждом эксперименте составил 500 измерений. Рисунки 27, 28 иллюстрируют полученные результаты.

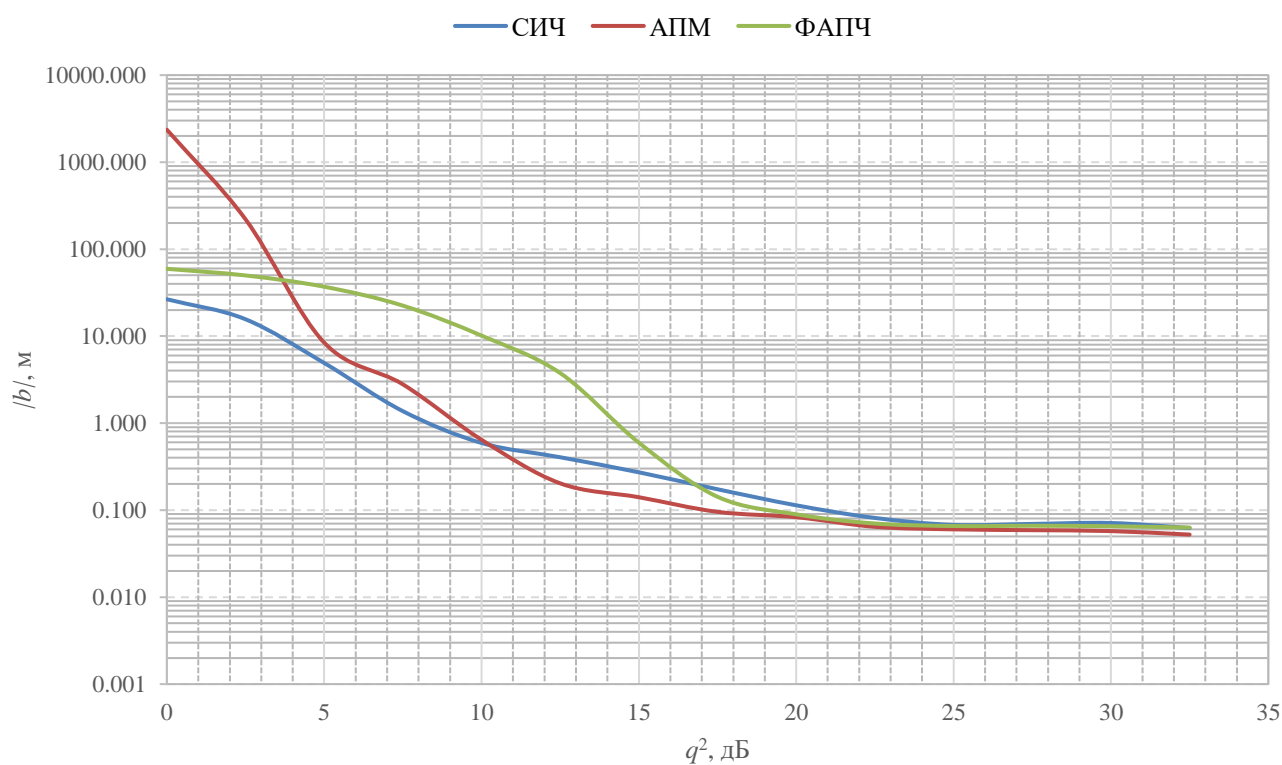


Рисунок 27 – Зависимость абсолютного значения смещения оценки от величины ОСШ

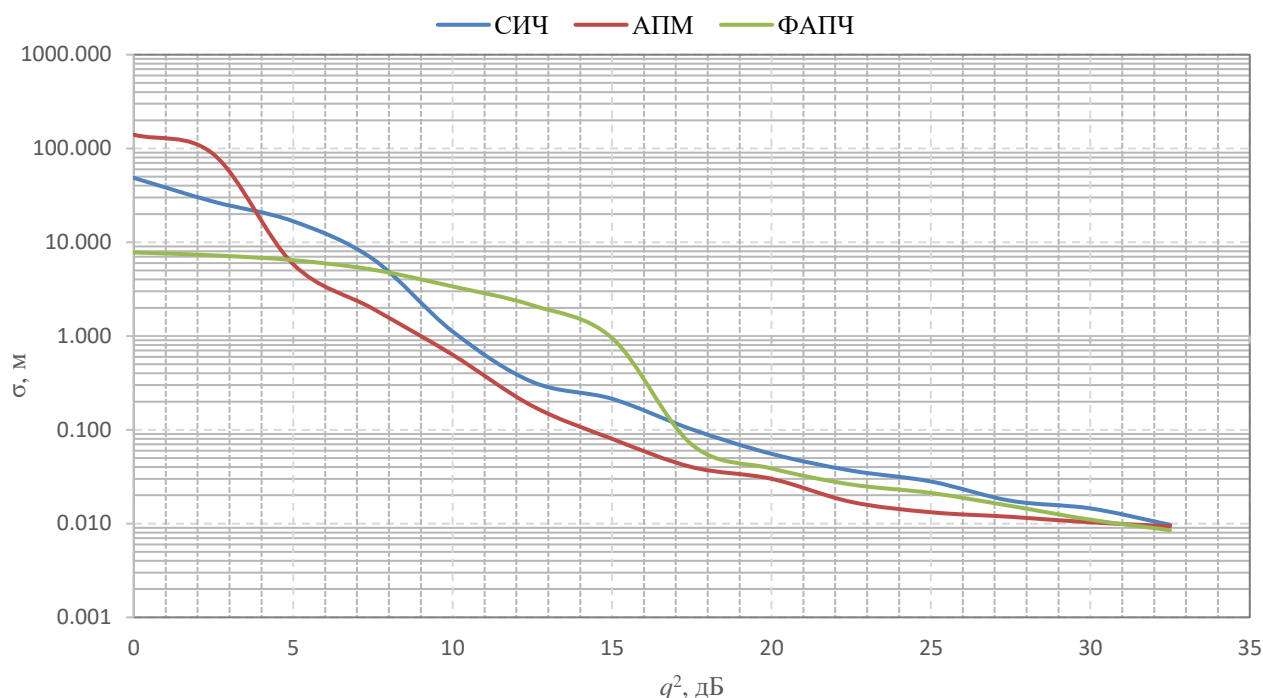


Рисунок 28 – Зависимость СКО оценки от величины ОСШ

Рассмотрим результаты моделирования подробнее. Из графиков видно, что при величине ОСШ более 15 дБ все три типа измерителей дают близкую по качеству оценку, причем при ОСШ > 30 дБ наиболее точную оценку обеспечивает РВ непрерывного излучения с измерительным контуром ФАПЧ. РВ с АПМ обеспечивает хорошие точностные показатели в широком диапазоне величин ОСШ. Метод автоподстройки Tm несколько уступает измерительному контуру ФАПЧ при больших значениях ОСШ в связи с недостатками, присущими оценке частоты СБ, по сравнению с оценкой фазы. РВ со следящим измерителем частоты уступает остальным измерителям по точности.

В области аномальных ошибок, когда ОСШ находится в пределах от 0 до 17 дБ смещение оценок в РВ с измерительным контуром ФАПЧ больше, чем у других измерителей, однако на интервале ОСШ от 17 до 30 дБ, наиболее распространенном на практике, величины $|b|$ всех измерителей становятся примерно одинаковыми. При $q^2 > 30$ дБ, измерительный контур ФАПЧ дает наименьшее смещение оценки.

Если задать допустимую точность РВ по величине СКО, рисунок 28, на уровне 0,5 м, что является нормальным значением для большинства современных РВ малых высот, таблица 1, то можно видеть что РВ с АПМ сохраняет такую точность до ОСШ 10 дБ, РВ с СИЧ – до ОСШ 11 дБ, РВ с измерительным контуром ФАПЧ – до ОСШ равной 16 дБ. При ОСШ ниже 10 дБ, у рассматриваемых измерителей начинают возникать срывы слежения, и точность оценивания резко падает.

При значениях ОСШ более 30 дБ сказываются преимущества фазовой обработки в РВ с измерительным контуром ФАПЧ, делая этот измеритель на 15 – 20 % более точным.

2.5 Выводы по второй главе

В данной главе рассмотрен синтез математических моделей нескольких видов РВ непрерывного излучения следящего типа: РВ с СИЧ, РВ с АПМ и РВ с измерительным контуром ФАПЧ. Первые два измерителя используют традиционные и хорошо зарекомендовавшие себя на практике методы обработки СБ [8, 40]. РВ с измерительным контуром ФАПЧ, являющийся предметом исследования данной работы, использует оригинальный метод обработки СБ, предложенный в [29], основанный на фазовой автоподстройке опорного сигнала, представляющего собой модель ожидаемого СБ, что позволяет получать оценки, соответствующие максимуму функции правдоподобия.

В ходе предварительных исследований на полученных моделях установлено, что РВ с измерительным контуром ФАПЧ при своей высокой точности более чувствителен к снижению ОСШ, чем следящие измерители первых двух типов. Это объясняется тем, что шумы легко разрушают фазовую структуру СБ, что приводит к ошибкам работы контура автоподстройки.

Данное обстоятельство потребовало модифицировать измерительный контур ФАПЧ, добавив предварительный полосовой фильтр, который уменьшает уровень шумов на входе измерителя, и специальный фазовый фильтр наименьших квадратов, восстанавливающий закон изменения фазы СБ на периоде модуляции. Такая модификация позволила добиться более точной работы РВ с измерительным контуром ФАПЧ на фоне шумов. При величине ОСШ >30 дБ, смещение оценки снизилось в 10 раз, достигнув величины $|b| = 0,07$ м, а СКО оценки уменьшилось на два порядка, достигнув величины $\sigma = 0,01$ м, что превосходит аналогичные показатели точности РВ с традиционными принципами обработки СБ на 10 – 15%.

Созданные математические модели дают необходимый инструментарий для исследования работы РВ непрерывного излучения в условиях отражения зондирующего сигнала от протяженной шероховатой поверхности, чему и посвящена следующая глава диссертации.

ГЛАВА 3. ИЗМЕРЕНИЕ ВЫСОТЫ НАД ШЕРОХОВАТОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ

Как известно [1], шероховатая отражающая поверхность для радиовысотомеров представляет собой протяженную цель, из-за чего в измерителе высоты возникает эффект дальномерного шума. Для РВ малых высот дальномерный шум существенно влияет на точность измерений, и в данном диссертационном исследовании оценить степень этого влияния оказывается важной задачей.

Математические модели РВ непрерывного излучения с учетом отражения сигнала от случайной шероховатости поверхности представлены в [8, 85 – 99]. Такие модели позволяют воссоздавать различные условия работы измерителя с максимальной степенью приближения к реальности.

В настоящее время существует четыре категории моделей отражения от статистически неровной поверхности: модели, основанные на численном решении электродинамических уравнений Максвелла [85]; приближенные электродинамические модели [86]; модели, использующие метод статистических эквивалентов [88 – 90] и феноменологические модели [8, 91 – 99].

Математические модели, относящиеся к первой группе, обладают наиболее высокой точностью. Однако их реализация требует использования пространственной сетки, в узлах которой вычисляется поверхностный интеграл, с шагом в доли длины волны, а также решения систем линейных уравнений большой размерности. В этих условиях решение задачи о рассеянии радиоволн на двумерной шероховатой поверхности даже для современных компьютеров не реализуемо, и исследователям приходится удовлетвориться рассмотрением более простой задачи, например с рассеянием на одномерной (цилиндрической) шероховатой поверхности [32, 33] или двумерной поверхностью со стационарными точками [100].

Применение приближенных электродинамических методов (метод малых возмущений, касательной плоскости (метод Кирхгоффа), двухмасштабная модель) [95], также требует значительных вычислительных затрат, поскольку и в этом случае необходимо использовать пространственную сетку с малым шагом для нахождения соответствующих поверхностных интегралов.

Применительно к радиовысотометрии, моделировать отраженный сигнал как суперпозицию элементарных откликов от всего множества точек на облучаемой площади – очень ресурсоемкая задача. С увеличением высоты РВ площадь «освещаемого» пятна увеличивается, а значит объем вычислений будет возрастать пропорционально квадрату высоты РВ, и при ее

значениях даже в несколько сотен метров для моделирования потребуется недоступная в настоящее время производительность рабочей станции.

Метод статистических эквивалентов предполагает аналитическое вычисление вероятностных характеристик рассеянного сигнала – чаще всего его математического ожидания и корреляционной функции - и моделирование случайного сигнала с полученными вероятностными характеристиками. Без применения значительных упрощающих приближений решить эту задачу даже в простейших случаях оказывается очень сложно, поскольку получаемые решения представляют собой медленно сходящиеся ряды.

Наиболее простые для реализации феноменологические модели дают лишь качественное представление о характеристиках рассеянного сигнала и не учитывают реальные механизмы рассеяния радиоволн. Поэтому эти методы не гарантируют точное и адекватное моделирование.

В данной главе применена модель сигнала, рассеянного шероховатой поверхностью в приближении Кирхгоффа [95]. Шероховатая отражающая поверхность сформирована двумя способами, в виде цилиндрической случайной поверхности и в виде двухмерной случайной поверхности. В последнем случае отраженный от поверхности сигнал моделируется методом стационарных точек [100].

Оба эти подхода позволяют существенно сократить объем вычислений при моделировании при сохранении требуемого уровня точности. Модель цилиндрической случайной шероховатой поверхности хорошо аппроксимирует условия отражения от водной поверхности, где присутствует волнение. Модель отражающей поверхности со стационарными точками хорошо применима для имитации отражения от земной поверхности с пологими неровностями.

3.1 Цилиндрическая случайная отражающая поверхность

Представление шероховатой поверхности в виде бесконечного цилиндра со случайным значением высот образующих, рисунок 29, позволяет задачу моделирования отраженного сигнала из двухмерной преобразовать в одномерную. Такое преобразование выполняется за счет возможности осуществить интегрирование вдоль образующих цилиндрической поверхности в уравнении для поверхностного тока, возбужденного падающей волной [32, 33, 99], методом стационарной фазы [101].

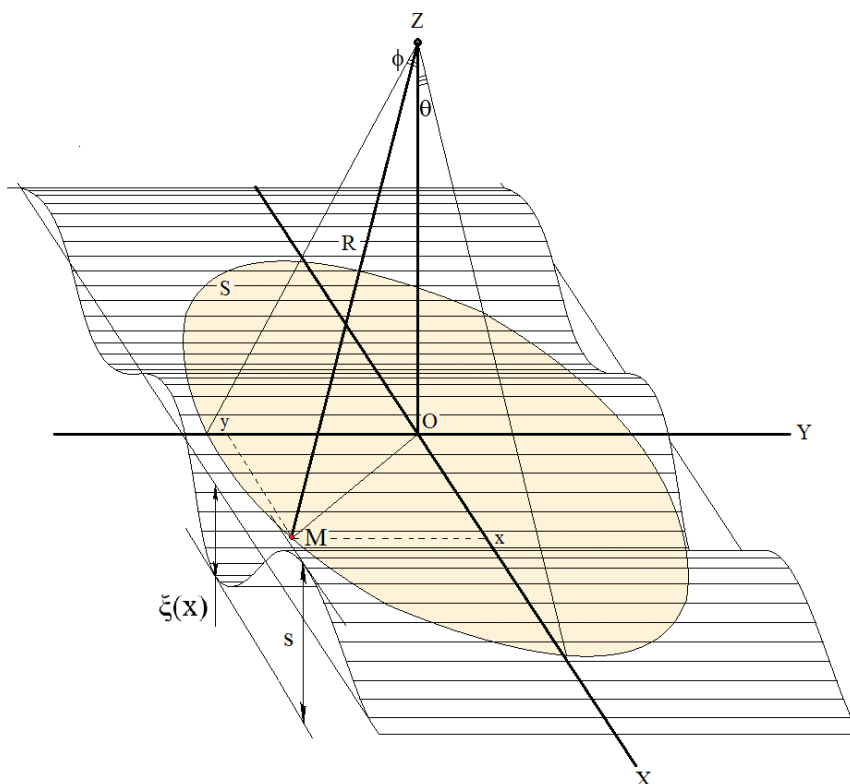


Рисунок 29 – Модель случайной цилиндрической шероховатой поверхности

Допустим, что приемопередающее устройство неподвижно закреплено над цилиндрической шероховатой поверхностью на высоте H , а сама поверхность движется со скоростью $-V$ относительно РВ, где V – скорость носителя РВ. Тогда длина радиус-вектора точки M с координатами $(x, y, \xi(x+Vt))$ этой поверхности составит:

$$R(t) = \sqrt{x^2 + y^2 + (H - \xi(x+Vt))^2} \approx \sqrt{x^2 + y^2 + H^2} - \xi(x+Vt) \cos \theta,$$

где H – геометрическая высота РВ; V – скорость носителя РВ; $\xi(x)$ – случайная функция, описывающая шероховатость поверхности; θ – угол, под которым точка поверхности видна из фазового центра антенны РВ. Время задержки сигнала, отраженного от точки M равно $\tau = 2R(t)/c$.

Если бы излученный сигнал представлял собой гармоническое колебание $e_i(t) = \exp[i\omega t] d\omega$, частота которого равна ω , то рассеянный подстилающей шероховатой поверхностью и принятый антенной РВ сигнал, в соответствии с методом Кирхгоффа [86], был бы равен [31, 32]:

$$E(t, \omega) d\omega = \frac{\pi k_w C}{(2\pi)^3 i_s} \int_{F_{DH}^2} F_{DH}^2(\hat{\mathbf{R}}) \frac{\exp[-2k_w R(t)]}{R^2} dS d\omega,$$

где $k_w = \lambda/c$ – волновое число, C – коэффициент, зависящий от амплитуды излученной сферической волны, падающей на поверхность; R – длина радиус-вектора точки M ; dS – элемент площади поверхности; $F_{дн}^2(\hat{\mathbf{R}})$ – диаграмма направленности антенны источника сигнала в направлении единичного вектора $\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{R}/R$.

Учитывая, что функция $\xi(x)$ не зависит от координаты y , осуществим в последнем уравнении интегрирование по этой переменной методом стационарной фазы [101]:

$$E(t, \omega) d\omega = -\frac{\sqrt{k_w} C}{8\pi^{3/2}} e^{i\pi/4} \int_{-\infty}^{\infty} F^2(\theta) \frac{\exp[-i2k_w h]}{h^{3/2}} \exp[i2k_w \xi(x+Vt) \cos \theta] dx d\omega,$$

где $h = \sqrt{x^2 + H^2}$, $\cos \theta = H/R$, $\sin \theta = x/R$. Тогда, учитывая, что спектр излученного сигнала $e_i(t)$ равен $S_i(\omega)$, принятый сигнал будет равен:

$$e_r(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_i(\omega) E(t, \omega) e^{i\omega t} d\omega = -\frac{\sqrt{k_w} C}{8\pi^{3/2} H^{3/2}} e^{i\pi/4} \int_{-\infty}^{\infty} F^2(\theta) e_i \left(t - \frac{2}{c} [h - \xi(x+Vt) \cos \theta] \right) dx.$$

При моделировании предположим, что случайная функция $\xi(x)$ является реализацией нормального случайного процесса с корреляционной функцией и спектральной плотностью мощности:

$$r(x) = p^2 \exp \left[-\left(\frac{x}{L} \right)^2 \right],$$

$$G(v) = \sqrt{\pi} p^2 L \exp \left[-\frac{(vL)^2}{4} \right],$$

где p – СКО высот шероховатостей поверхности, L – радиус корреляции. Пусть диаграмма направленности антенны РВ равна:

$$F_{дн}(\theta) = \exp \left[-\alpha^2 \operatorname{tg}^2 \theta \right],$$

где

$$\alpha = \frac{1}{2} \ln \left[\frac{2}{\operatorname{tg}^2(\Delta\theta/2)} \right],$$

α – ширина диаграммы направленности (ДН) антенны РВ по уровню половинной мощности, $\Delta\theta$ – угол раскрытия ДН по половинной мощности.

СБ, необходимый для математического моделирования, ввиду непрерывности процесса излучения, равен:

$$e_b(t) = e_i(t) \cdot e_r(t) = -\frac{\sqrt{k_w} C}{8\pi^{3/2} H^{3/2}} e^{i\pi/4} \int_{-\infty}^{\infty} F_{дн}^2(\theta) e_i \left(t - \frac{2}{c} [h - \xi(x+Vt) \cos \theta] \right) e_i(t) dx \quad (33)$$

Сгенерированный при помощи этой модели СБ в одной из реализаций отражающей поверхности представлен на рисунке 30, а его спектр – на рисунке 31.

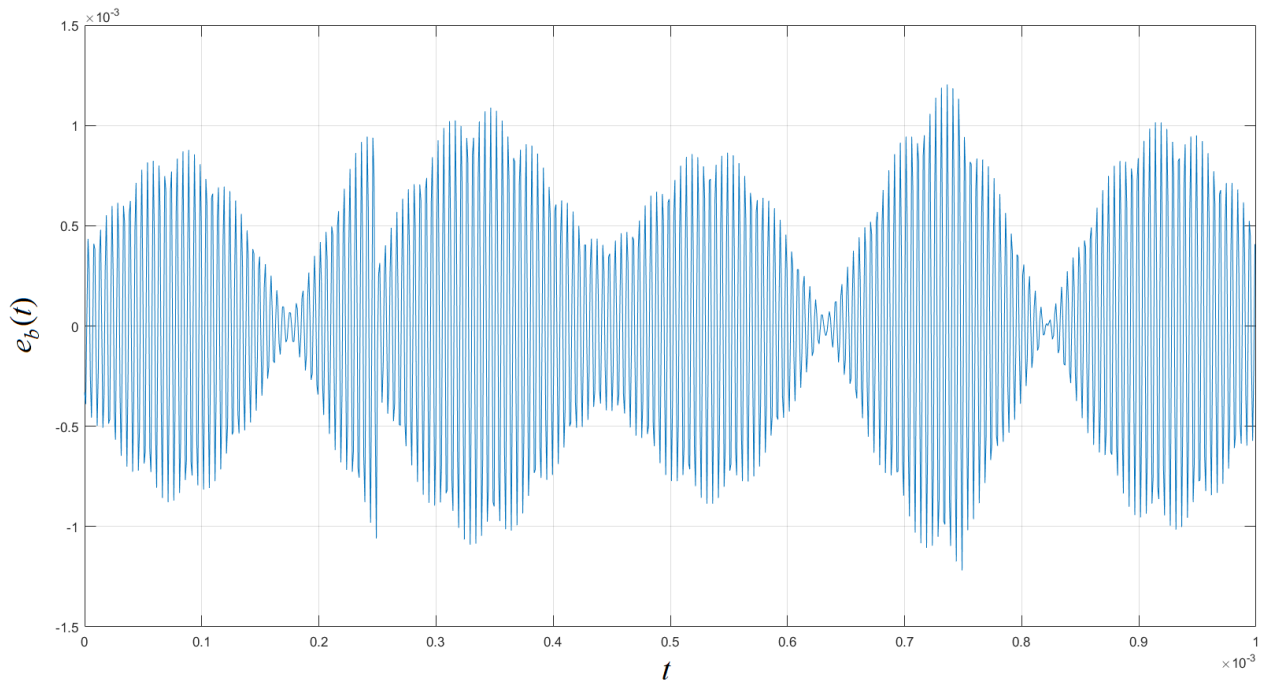


Рисунок 30 – Осциллограмма СБ в модели со случайной цилиндрической отражающей поверхностью

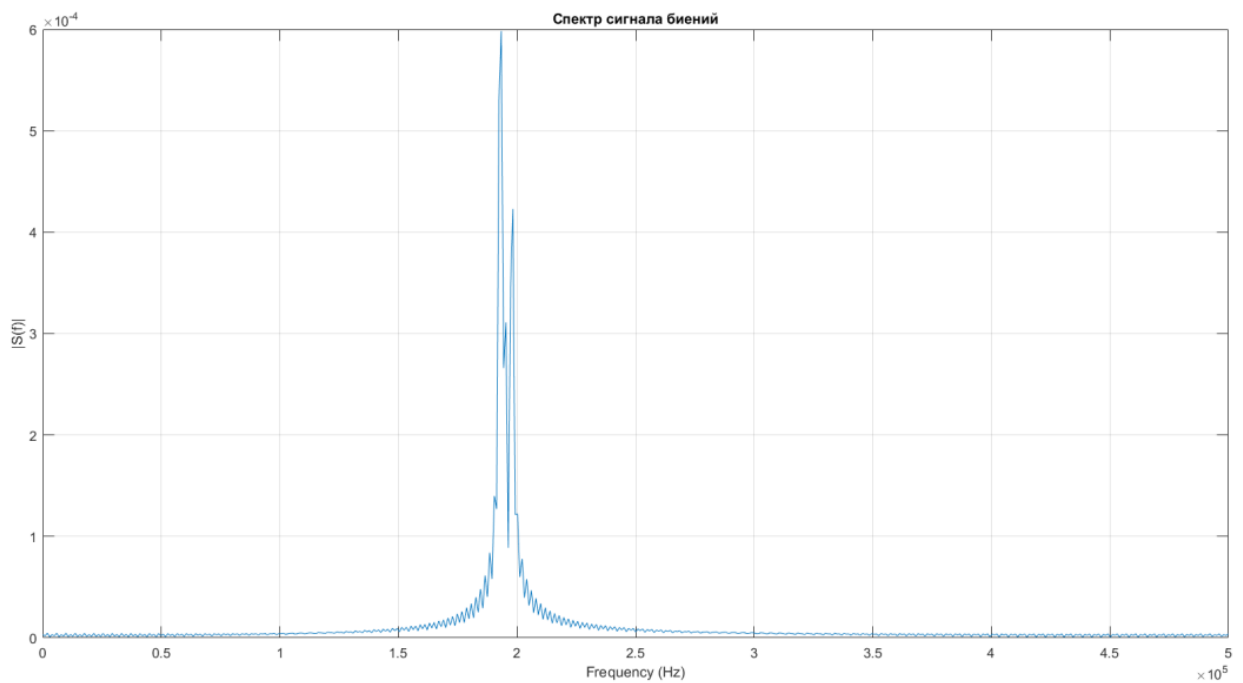


Рисунок 31 – Спектр СБ

Как видно из графика, рисунок 31, моделируемый спектр СБ ассиметричен и растянут в область высоких частот, что вполне соответствует теоретическим представлениям о его природе [8]. Главный пик, лежит в области более низких частот, так как он порождается биениями от излученного сигнала, прошедшего наименьшее расстояние. Наименьшим расстоянием от средней плоскости отражающей земной поверхности до фазового центра приемной антенны является высота H . Элементарные отклики, полученные за счет отражения от периферийных областей облучаемого пятна, рисунок 29, проходят большее расстояние и, следовательно, соответствуют более высоким частотам биений, что и растягивает общий спектр вправо. Таким образом, данная модель позволяет имитировать работу радиовысотомера непрерывного излучения в условиях отражения излучаемого радиосигнала от случайной шероховатой поверхности. Подвергая получаемый для заданной высоты СБ обработке измерительным контуром ФАПЧ, можно определить влияние шероховатости отражающей поверхности на точность оценки высоты. Шероховатость в эксперименте задается величиной СКО высот шероховатости p , при постоянном радиусе корреляции L , который был выбран равным 3 м.

На рисунках 32 и 33 представлены зависимости абсолютного значения смещения $|b|$ и СКО σ_H ошибки оценки высоты радиовысотомера с измерительным контуром ФАПЧ от величины p при заданной высоте: $H = 75$ м. Количество независимых реализаций поверхности в эксперименте $K = 250$. Моделирование проводилось при величине ОСШ $q^2 > 30$ дБ, причем к принятому сигналу РВ добавлялись шумы, средняя мощность которых определена с учетом выбранного значения ОСШ q^2 для гладкой поверхности, когда $p = 0$ м.

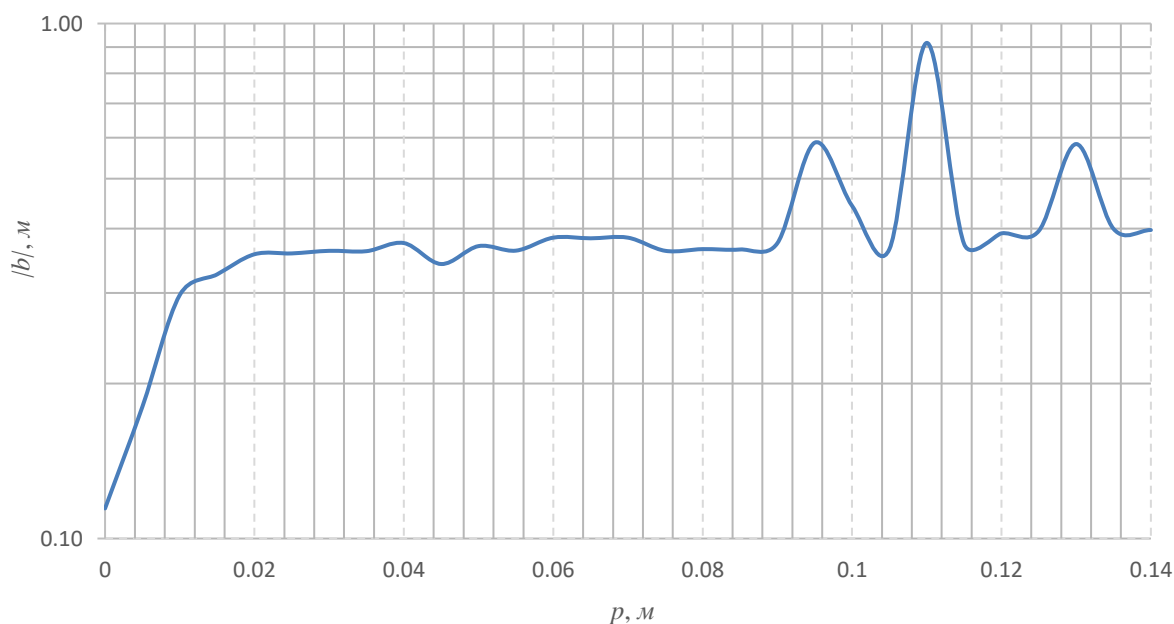


Рисунок 32 – Зависимость смещения оценки высоты от СКО высот шероховатости

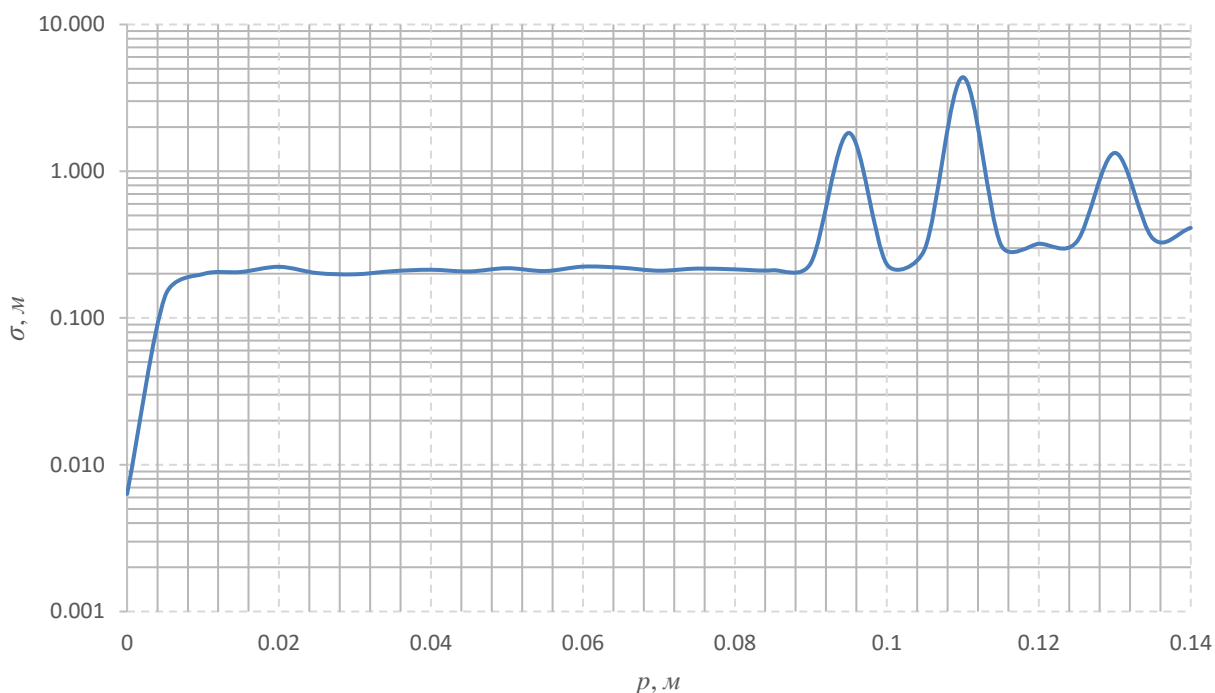


Рисунок 33 – Зависимость СКО оценки высоты от СКО высот шероховатости

Анализируя представленные на рисунке 32, 33 кривые, видно, что смещение и СКО оценки увеличиваются с ростом шероховатости, достигая величины $|b| \approx 0.35$ м, и СКО $\sigma \approx 0.2$ м при $\rho = 0.08$ м, после чего возрастают медленно. При этом на фоне такого медленного изменения СКО и смещения наблюдаются скачкообразные всплески: смещение оценки $|b| \leq 1$ м, а СКО $\sigma \leq 5$ м. Достаточно большие пиковые значения СКО оценки высоты, полученные при моделировании, объясняются аномальными ошибками оценивания, когда вследствие шероховатости поверхности принятый сигнал претерпевает глубокие замирания. Эти замирания в выбранном сценарии математического эксперимента присутствуют на протяжении всего интервала наблюдения и вызывают существенное уменьшение ОСШ, что и является причиной возникновения аномальных ошибок оценивания.

Подобное явление характерно для случая, когда РВ не движется относительно поверхности. Во время движения носителя над шероховатой поверхностью глубокие замирания принимаемого сигнала должны появляться лишь кратковременно и отфильтровываться самим следящим контуром.

3.2 Двухмерная случайная шероховатая поверхность

Решение задачи моделирования в данном случае основано на представлении рассеянного сигнала суммой отражений от стационарных точек поверхности – точек, где локально выполняется закон зеркального отражения [100]. Благодаря этому удается значительно сократить количество необходимых для моделирования вычислений. Геометрическое представление данного подхода проиллюстрировано на рисунке 34.

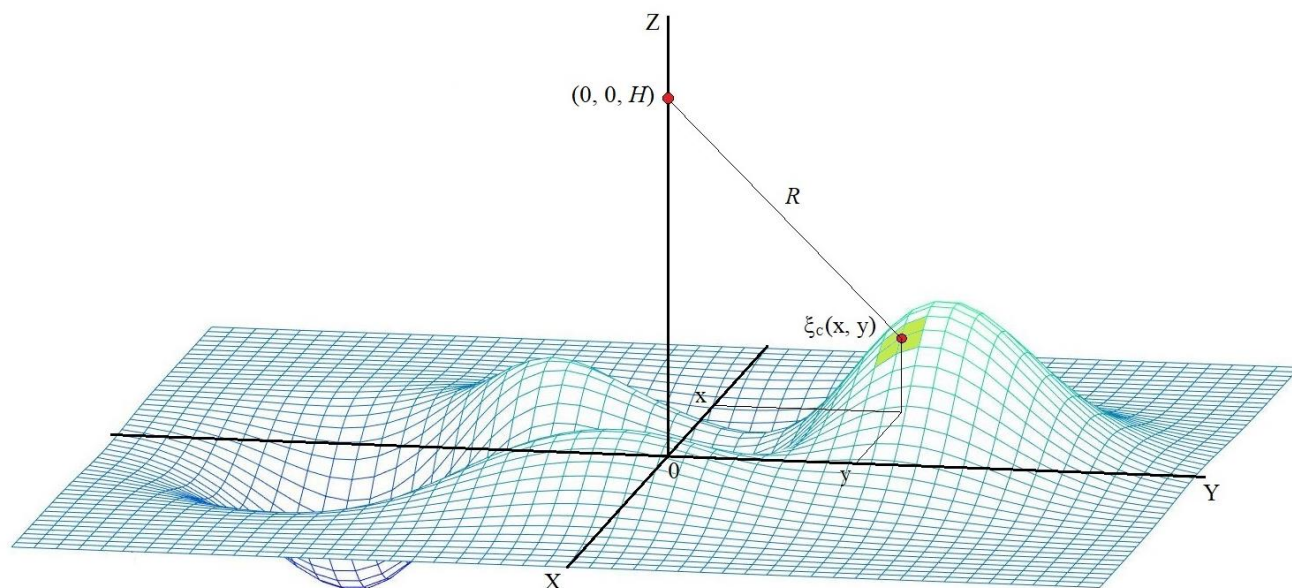


Рисунок 34 – Геометрическая интерпретация процесса нахождения стационарной точки

Выбранная модель является компромиссом между точностью математического приближения к реальному физическому процессу рассеяния радиосигнала земной поверхностью и возможностью современных вычислительных средств. В соответствии с данным подходом задача моделирования для радиовысотомера непрерывного излучения сводится к отысканию стационарных отражающих точек на шероховатой подстилающей поверхности внутри области освещаемого антенной пятна.

На рисунке 34 представлен фрагмент шероховатой поверхности ξ , над которой на высоте H неподвижно располагается приемопередающее устройство радиовысотомера, точка $(0, 0, H)$. Допустим, на некотором расстоянии, соответствующем координатам x, y , возникает стационарная отражающая точка $\xi_c(x, y)$.

Стационарной точкой будем считать такую точку, в которой касательная к шероховатой поверхности плоскость будет перпендикулярна отрезку, соединяющему эту точку с фазовым центром приемной антенны РВ.

Длина радиус-вектора, связывающего стационарную точку с точкой приема РВ, равна

$$R = \sqrt{x^2 + y^2 + (H - \xi_C(x, y))^2}.$$

Таким образом, во всем множестве возникающих стационарных точек, координаты их будут удовлетворять системе уравнений:

$$\begin{cases} \xi'_{C_x}(x_j, y_j) = \frac{x_j}{H - \xi_C} \\ \xi'_{C_y}(x_j, y_j) = \frac{y_j}{H - \xi_C} \end{cases},$$

где j – номер стационарной точки.

Отраженный от поверхности сигнал в точке приема, в соответствии с расчетом рассеянного шероховатой поверхностью электромагнитного поля методом Кирхгоффа, равен:

$$E = \frac{C}{8\pi i} \sum_j \frac{\exp[-i2kR_j]}{R_j^2 \sqrt{|\varphi''(x_j, y_j)|}} \cdot \exp\left[-i\frac{\pi}{4} \operatorname{sgn} \varphi''(x_j, y_j)\right], \quad (34)$$

где C – постоянная, зависящая от амплитуды падающей на поверхность сферической волны; $k = \omega / c$ – волновое число, c – скорость света; $R_j = \sqrt{x_j^2 + y_j^2 + (H - \xi_C(x_j, y_j))^2}$ – радиус-вектор.

$$\begin{aligned} |\varphi''(x_j, y_j)| = \frac{1}{R^2} & \left\{ 1 + \left(\frac{x_j}{H - \xi_C}\right)^2 + \left(\frac{y_j}{H - \xi_C}\right)^2 + (H - \xi_C)^2 \left[\xi''_{C_{xx}} \xi''_{C_{yy}} - (\xi''_{C_{xy}})^2 \right] - \right. \\ & \left. - (H - \xi_C) \left[\xi''_{C_{xx}} \left(1 + \left(\frac{y_j}{H - \xi_C}\right)^2 \right) + \xi''_{C_{yy}} \left(1 + \left(\frac{x_j}{H - \xi_C}\right)^2 \right) - 2\xi''_{C_{xy}} \frac{x_j y_j}{(H - \xi_C)^2} \right] \right\}, \end{aligned}$$

где $\xi_C = \xi_C(x_j, y_j)$; $\xi''_{C_{xx}} = \frac{\partial^2}{\partial x^2} \xi_C(x_j, y_j)$; $\xi''_{C_{yy}} = \frac{\partial^2}{\partial y^2} \xi_C(x_j, y_j)$; $\xi''_{C_{xy}} = \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} \xi_C(x_j, y_j)$ – вторые частные производные функции $\xi_C(x, y)$, вычисленные в точке (x_j, y_j) .

Двумерная случайная шероховатая поверхность для моделирования формируется в виде массива точек с шагом $\lambda/16$, как случайная функция двух переменных (x, y) , методом дискретного преобразования Фурье:

$$\xi_C(m\Delta x, n\Delta y) = \sum_{p=0}^{M-1} \sum_{q=0}^{N-1} z_{pq} \sqrt{S(p\Delta\omega_x, q\Delta\omega_y)} \frac{\Delta\omega_x \Delta\omega_y}{4\pi^2} \exp\left[-i\left(\frac{2\pi}{M} pm + \frac{2\pi}{N} qn\right)\right],$$

где $\Delta x = \Delta y = \lambda/16$ – расстояния между узлами образующей сетки поверхности; z_{pq} – независимые комплексные гауссовские случайные числа с нулевым математическим ожиданием; $S(\omega_x, \omega_y)$ – спектральная плотность мощности шероховатости; $\Delta\omega_x, \Delta\omega_y$ – соответствующие шаги сетки пространственных частот шероховатости.

Данный способ моделирования шероховатой поверхности позволяет эффективно вычислять как отсчеты самой функции $\xi_C = \xi_C(x_j, y_j)$, так и ее производных, используя быстрое преобразование Фурье:

$$\begin{aligned}\xi'_{Cx}(m\Delta x, n\Delta y) &= \text{Im} \sum_{p=0}^{M-1} \sum_{q=0}^{N-1} p\Delta\omega_x z_{pq} \sqrt{S(p\Delta\omega_x, q\Delta\omega_y) \frac{\Delta\omega_x \cdot \Delta\omega_y}{4\pi^2}} \exp\left[-i\left(\frac{2\pi}{M} pm + \frac{2\pi}{N} qn\right)\right] \\ \xi'_{Cy}(m\Delta x, n\Delta y) &= \text{Im} \sum_{p=0}^{M-1} \sum_{q=0}^{N-1} q\Delta\omega_y z_{pq} \sqrt{S(p\Delta\omega_x, q\Delta\omega_y) \frac{\Delta\omega_x \cdot \Delta\omega_y}{4\pi^2}} \exp\left[-i\left(\frac{2\pi}{M} pm + \frac{2\pi}{N} qn\right)\right] \\ \xi''_{Cxx}(m\Delta x, n\Delta y) &= -\text{Re} \sum_{p=0}^{M-1} \sum_{q=0}^{N-1} (p\Delta\omega_x)^2 z_{pq} \sqrt{S(p\Delta\omega_x, q\Delta\omega_y) \frac{\Delta\omega_x \cdot \Delta\omega_y}{4\pi^2}} \exp\left[-i\left(\frac{2\pi}{M} pm + \frac{2\pi}{N} qn\right)\right] \\ \xi''_{Cyy}(m\Delta x, n\Delta y) &= -\text{Re} \sum_{p=0}^{M-1} \sum_{q=0}^{N-1} (q\Delta\omega_y)^2 z_{pq} \sqrt{S(p\Delta\omega_x, q\Delta\omega_y) \frac{\Delta\omega_x \cdot \Delta\omega_y}{4\pi^2}} \exp\left[-i\left(\frac{2\pi}{M} pm + \frac{2\pi}{N} qn\right)\right] \\ \xi''_{Cxy}(m\Delta x, n\Delta y) &= -\text{Re} \sum_{p=0}^{M-1} \sum_{q=0}^{N-1} pq\Delta\omega_x \Delta\omega_y z_{pq} \sqrt{S(p\Delta\omega_x, q\Delta\omega_y) \frac{\Delta\omega_x \cdot \Delta\omega_y}{4\pi^2}} \exp\left[-i\left(\frac{2\pi}{M} pm + \frac{2\pi}{N} qn\right)\right]\end{aligned}$$

Узлы сетки, в которых находятся стационарные точки, определяются по одновременному изменению знака функций:

$$\begin{cases} F_x(m, n) = \xi'_{Cx}(m\Delta x, n\Delta y) - \frac{m\Delta x}{h - \xi_C(m\Delta x, n\Delta y)} \\ F_y(m, n) = \xi'_{Cy}(m\Delta x, n\Delta y) - \frac{m\Delta y}{h - \xi_C(m\Delta x, n\Delta y)} \end{cases}$$

В случае возникновения ситуации, когда изменение знака функций $F_x(m, n)$ и $F_y(m, n)$ происходит в соседних узлах сетки, накладывается дополнительное ограничение: если изменение знака зафиксировано в узлах (m_1, n_1) и (m_2, n_2) , тогда происходит исключение первого узла, при выполнении условия:

$$\max(|m_1 - m_2|, |n_1 - n_2|) \leq 1.$$

Спектральная плотность мощности шероховатой поверхности определена следующим выражением:

$$S(\omega_x, \omega_y) = \pi (sL)^2 \exp\left[-(0.5\omega_x L)^2 - (0.5\omega_y L)^2\right],$$

где L – радиус корреляции высот шероховатости; p – СКО высот шероховатостей поверхности.

Диаграмма направленности антенны РВ определена как:

$$F_{дн}(\theta) = \exp[-\alpha^2 \operatorname{tg}^2 \theta],$$

где $\alpha = \frac{1}{2} \ln \left[\frac{2}{\operatorname{tg}^2(\Delta\theta/2)} \right]$, $\Delta\theta$ – угол раскрыва ДН антенны РВ по уровню половинной мощности,
рисунок 35.

Область возникновения стационарных отражающих точек при моделировании определена квадратной площадкой, в которую вписана окружность пятна отражения радиосигнала с радиусом $R_{л}$, который определяется высотой носителя H и углом θ_a . Необходимое количество точек образующей поверхность сетки можно определить следующим образом:

$$M = N = 2^{\left\lceil \log_2 \frac{2H \cdot \sin(0.5\theta_a)}{\lambda/8} \right\rceil},$$

где λ – длина волны излучения; M, N – количество точек образующей сетки по координате x и y соответственно.

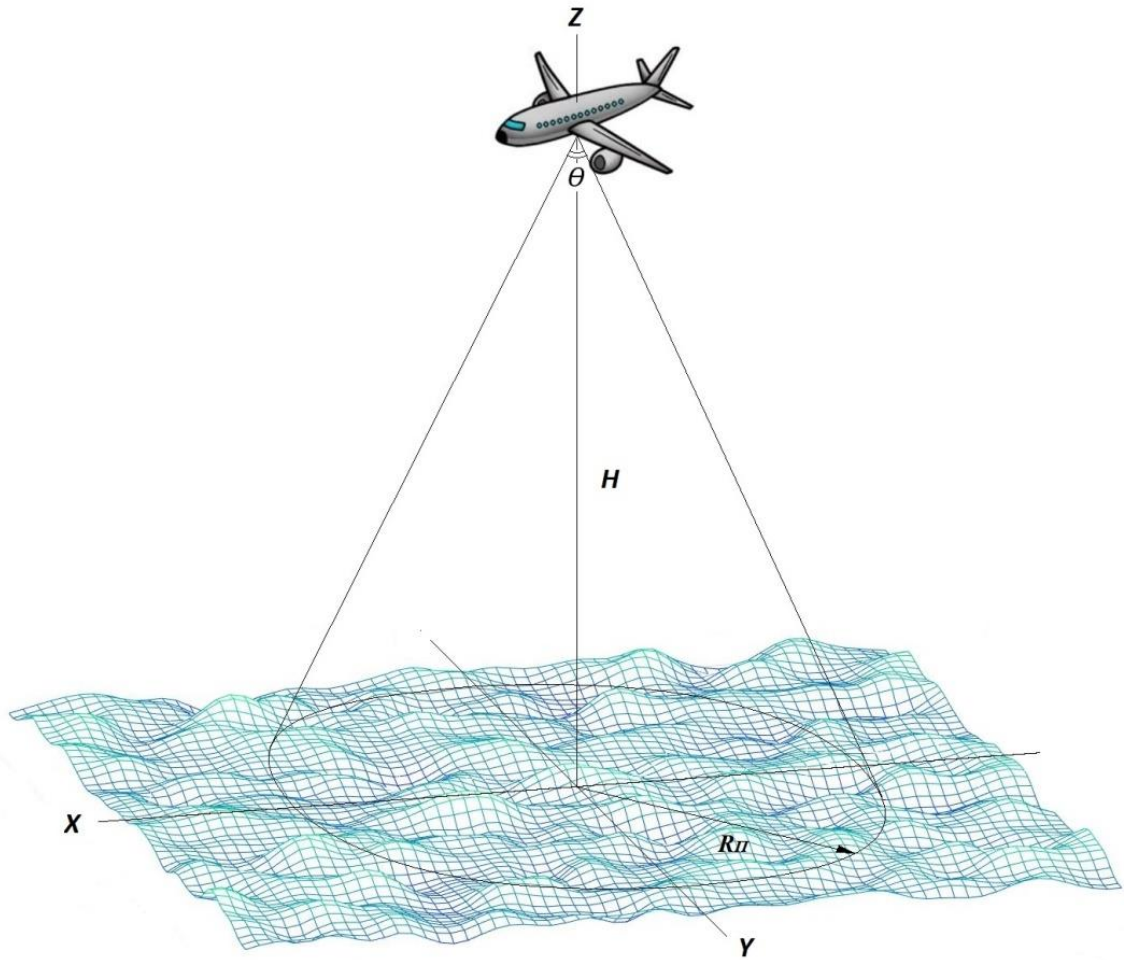


Рисунок 35 – Область поиска стационарных точек

Уравнение (34) является исходным для математического моделирования сигнала, отраженного от случайной шероховатой поверхности со стационарными отражающими точками, и позволяет генерировать СБ, внешний вид которого для одной из реализаций, представлен на осциллограмме, рисунок 36.

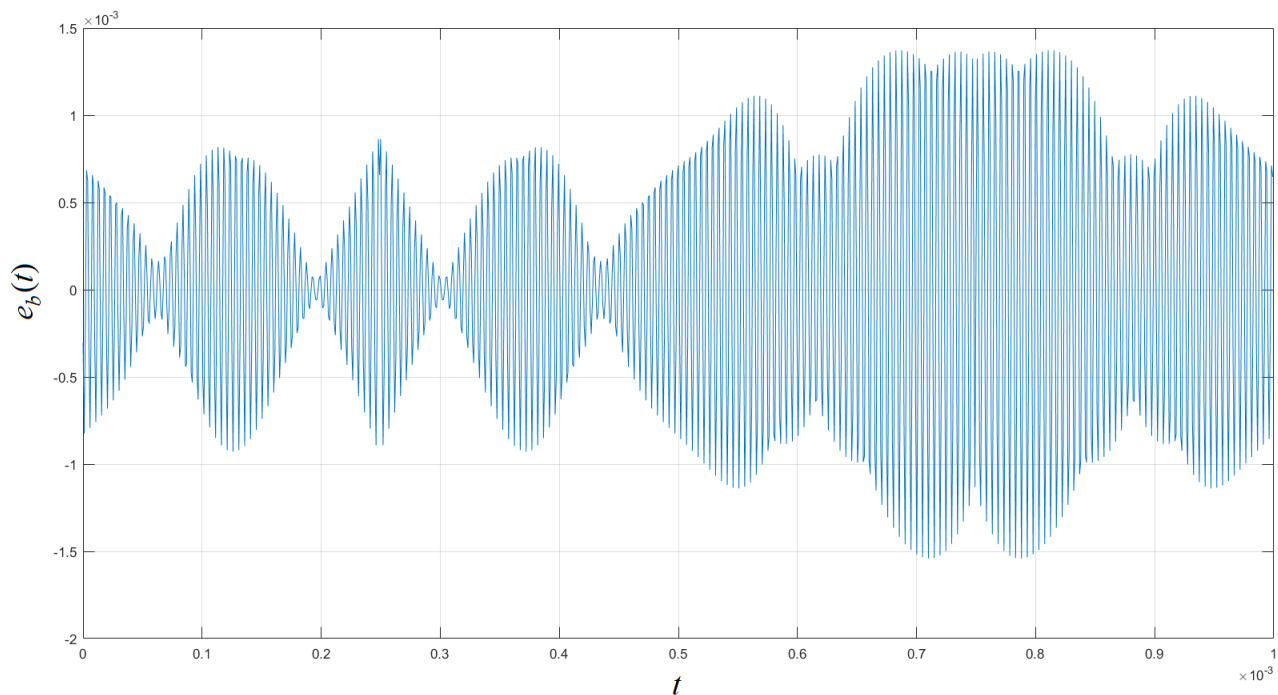


Рисунок 36 – Осциллограмма СБ в модели отражающей шероховатой поверхности со стационарными отражающими точками

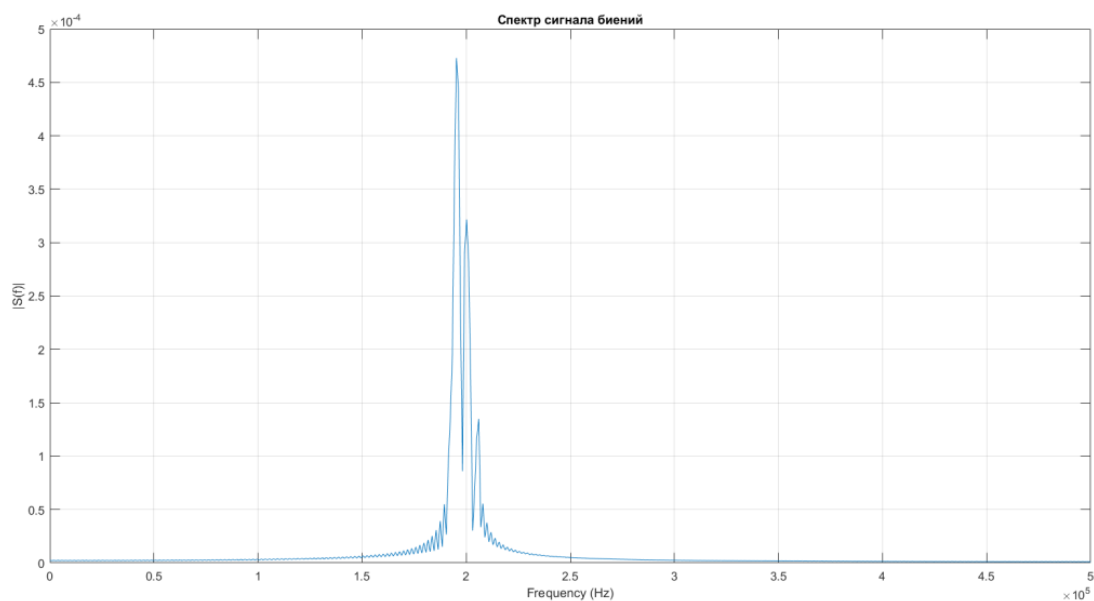


Рисунок 37 – Спектр СБ в модели отражающей шероховатой поверхности со стационарными отражающими точками

Как видно из графика, рисунок 37, моделируемый спектр СБ ассиметричен и растянут в область высоких частот, что соответствует теоретическим представлениям о его характере [7]: как и в спектре СБ, представленном на рисунке 31, спектральные пики, порожденные биениями

принятого и излученного сигнала и соответствующие периферийным отражениям, находятся правее, в области высоких частот. Такая форма спектра близка к спектру реального СБ, который в условиях отражения от сложной неоднородной шероховатой поверхности чаще всего имеет неравномерную многомодальную структуру [8].

Таким образом, построенная математическая модель случайной шероховатой поверхности со стационарными отражающими точками позволяет определить влияние шероховатости отражающей поверхности на точность оценки высоты, однако ввиду использования меньшего количества элементарных отражателей по сравнению со случаем моделирования цилиндрической поверхности требует значительно меньших вычислительных затрат и поэтому представляется более удобной в дальнейших исследованиях.

На рисунках 38 и 39 представлены зависимости абсолютного значения смещения $|b|$ и СКО σ ошибки оценки высоты от величины СКО высот шероховатости p , при заданной высоте: $H = 75$ м. Количество независимых реализаций поверхности в эксперименте $K = 250$. Моделирование проводилось при изменении величины шероховатости p в диапазоне от 0 до 2λ , радиусе корреляции $L = 3$ м и величине ОСШ $q^2 > 30$ дБ, причем к принятому сигналу РВ добавлялись шумы, средняя мощность которых определена с учетом выбранного значения ОСШ q^2 для гладкой поверхности, когда $p = 0$ м.

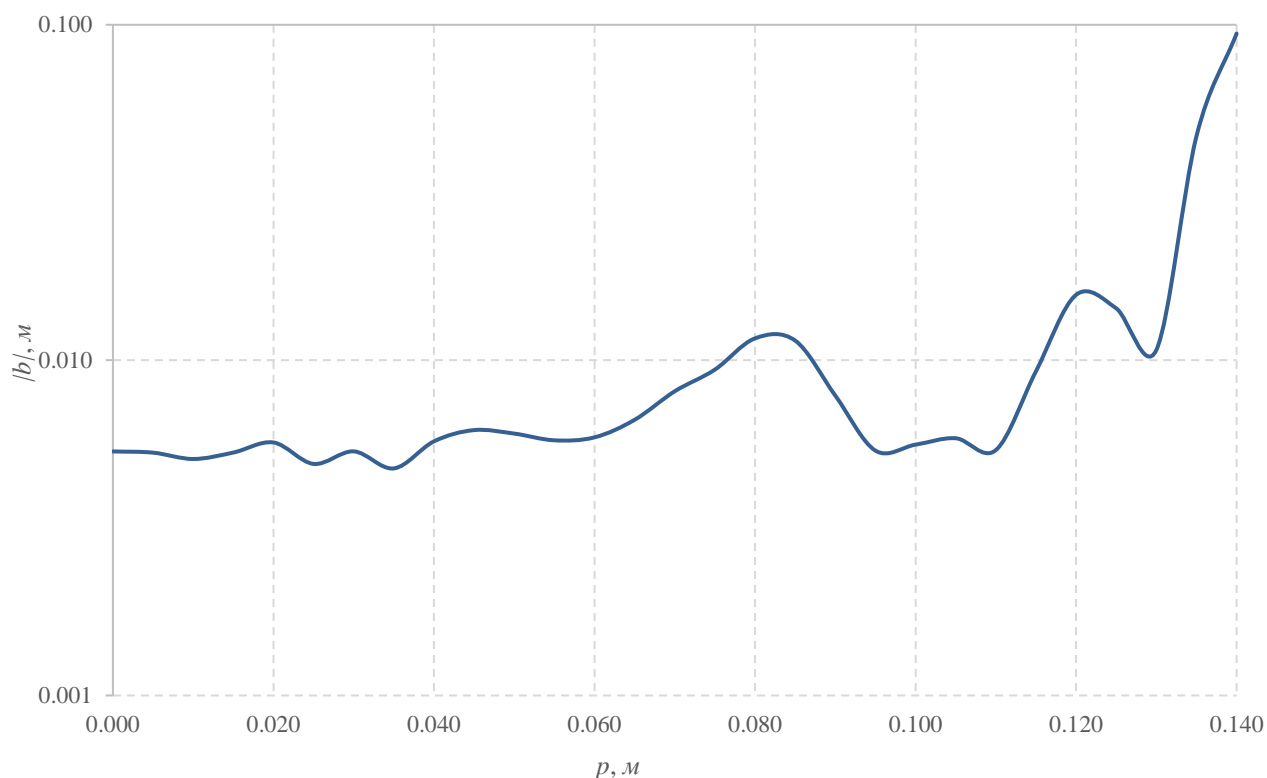


Рисунок 38 – Зависимость смещения оценки высоты от СКО высот шероховатости

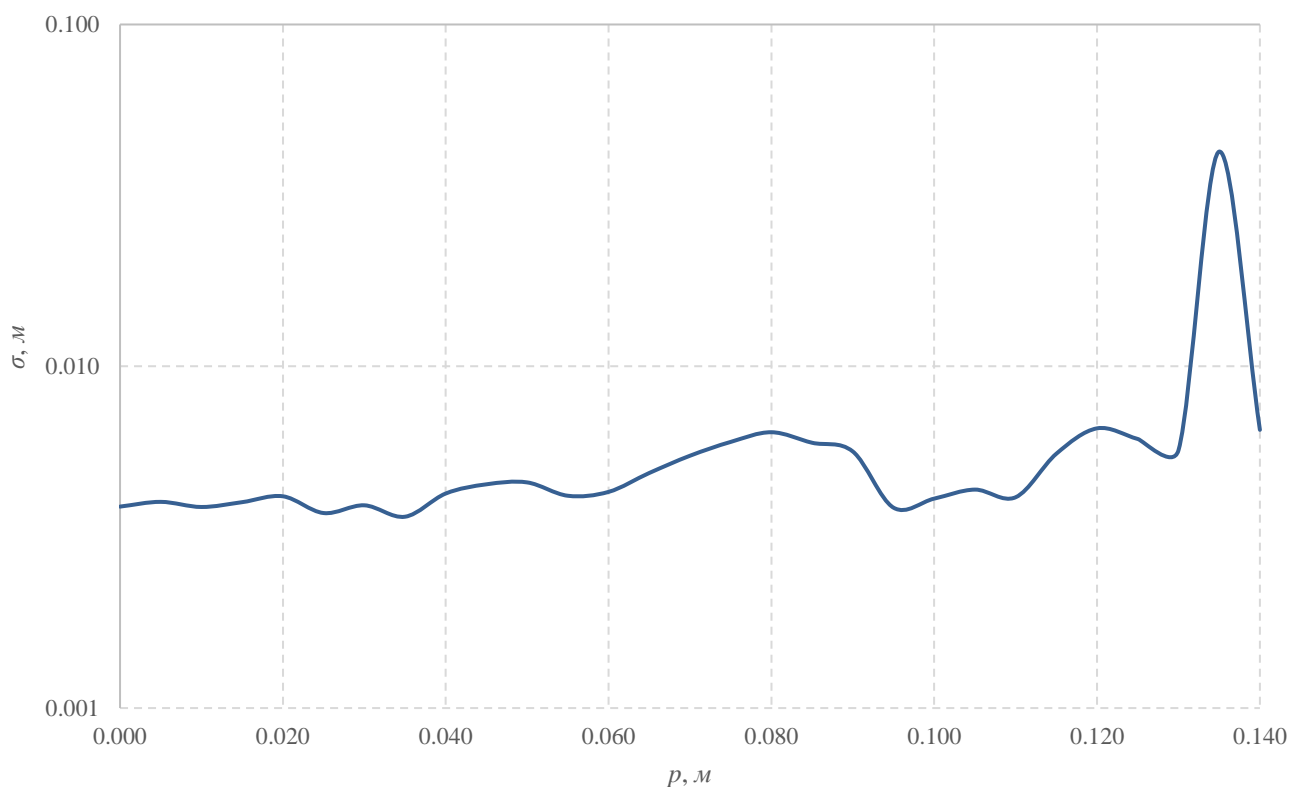


Рисунок 39 – Зависимость СКО оценки высоты от СКО высот шероховатости

Анализируя полученные графики, можно видеть, что смещение b_H и СКО σ_H оценки постепенно возрастают с увеличением шероховатости. При значении величины шероховатости близкой к 2λ , как и в случае с цилиндрической моделью случайной шероховатой поверхности, наблюдаются всплески аномальных ошибок, вследствие возникновения локальных областей замирания отраженного сигнала. Величина этих аномальных ошибок в модели со стационарными отражающими точками на порядок меньше, чем в случае с цилиндрической шероховатой поверхностью. Это можно объяснить меньшим количеством возникающих локальных откликов в данной модели, из которых строится общая композиция отраженного сигнала. Данное свойство имеет достаточно высокую степень приближения к физике реального отражения радиосигнала от протяженной шероховатой поверхности, которая возвращает в фазовый центр приемной антенны радиовысотомера отклики не от всей засвечиваемой области, а лишь от конечного количества «блестящих» точек.

3.3 Выбор модели отражающей поверхности

Полученные результаты показали, что рассматриваемые математические модели отражающей шероховатой поверхности: цилиндрическая и модель со стационарными точками, позволяют синтезировать отраженный сигнал для РВ непрерывного излучения. Спектры СБ, представленные на рисунках 31 и 37 говорят о высокой степени приближения к физике реального процесса.

В проведенных экспериментах РВ непрерывного излучения с измерительным контуром ФАПЧ, обрабатывая биения, сгенерированные представленными моделями, показал идентичный характер зависимости смещения и СКО оценок от величины СКО шероховатости поверхности p , когда при больших значениях p начинают наблюдаться замирания отраженного сигнала, приводящие к всплескам $|b|$ и σ .

В среднем, при формировании СБ цилиндрической моделью, измерительный контур ФАПЧ показал смещение порядка 0,39 м, СКО – порядка 0,23 м. При использовании модели со стационарными отражающими точками, среднее значение смещения составило 0,01 м, СКО - 0,007 м. Отличие в абсолютных значениях погрешностей РВ при использовании данных моделей обусловлено различием в геометрическом представлении рельефа шероховатости. Рельеф в цилиндрической модели состоит из образующих прямых, а отраженный сигнал получается интегрированием элементарных отражений вдоль каждой такой образующей прямой. За счет этого мощность периферических отражений в общей композиции отраженного сигнала цилиндрической модели оказывается больше и оказывает большее влияние на точность РВ, чем в модели со стационарными точками, где предполагается, что сигнал отражен лишь от небольшого числа элементарных точечных отражателей, что в большинстве случаев и имеет место на практике [102, 103].

Моделирование показало высокие потенциальные возможности измерительного контура ФАПЧ в составе РВ непрерывного излучения в условиях отражения зондирующего сигнала от протяженной шероховатой поверхности. Сравнение его точности с точностью других РВ непрерывного излучения следящего типа, построенных на классических принципах проведено в следующем параграфе настоящей главы.

Принимая во внимание то, что обе модели в равной степени точно отражают физику рассеяния радиосигналов протяженной шероховатой поверхностью, а модель двумерной случайной шероховатой поверхности со стационарными отражающими точками требует меньшего объема вычислений, то ее использование представляется более удобным для дальнейших исследований в рамках данной работы.

3.4 Точность оценки высоты при отражении сигнала РВ от протяженной шероховатой поверхности

В рамках данной работы, важной задачей является сравнительный анализ качества оценивания высоты рассматриваемыми следящими РВ непрерывного излучения. Такое исследование проведено на синтезированных математических моделях при помощи компьютерного моделирования.

Для моделирования использованы следующие сценарные параметры:

- девиация частоты ЛЧМ $\Delta F = 200$ МГц;
- период модуляции $T_m = 1$ мс;
- граничная частота полосы пропускания контура слежения $\Omega_0 = 2\pi \cdot 10$ рад/с;
- перерегулирование следящего контура $\Delta = 0,3$;
- период дискретизации $T_s = 0,125$ мкс;
- высота РВ $H = 75$ м;
- скорость движения носителя РВ $V = 0$ м/с;
- отношение сигнал/шум $q > 30$ дБ;
- изменение СКО высот шероховатости поверхности p от 0 до 2λ .

Сценарием эксперимента предполагалось, что носитель расположен неподвижно относительно отражающей поверхности.

Полученные в процессе моделирования оценки высоты подвергнуты статистической обработке при варьировании величины шероховатости поверхности p от 0 до 2λ . Объем статистической выборки в каждом эксперименте составил 500 измерений, при этом определены значения смещения и СКО.

Результаты моделирования представлены на рисунках 40, 41. Рассмотрим их более подробно.

Сравнивая полученные кривые, можно увидеть, что наилучшую оценку высоты относительно протяженной шероховатой поверхности обеспечивает РВ с измерительным контуром ФАПЧ. Такой измеритель оказывается менее чувствительным к эффекту размывания спектра СБ, вызванному шероховатостью отражающей поверхности.

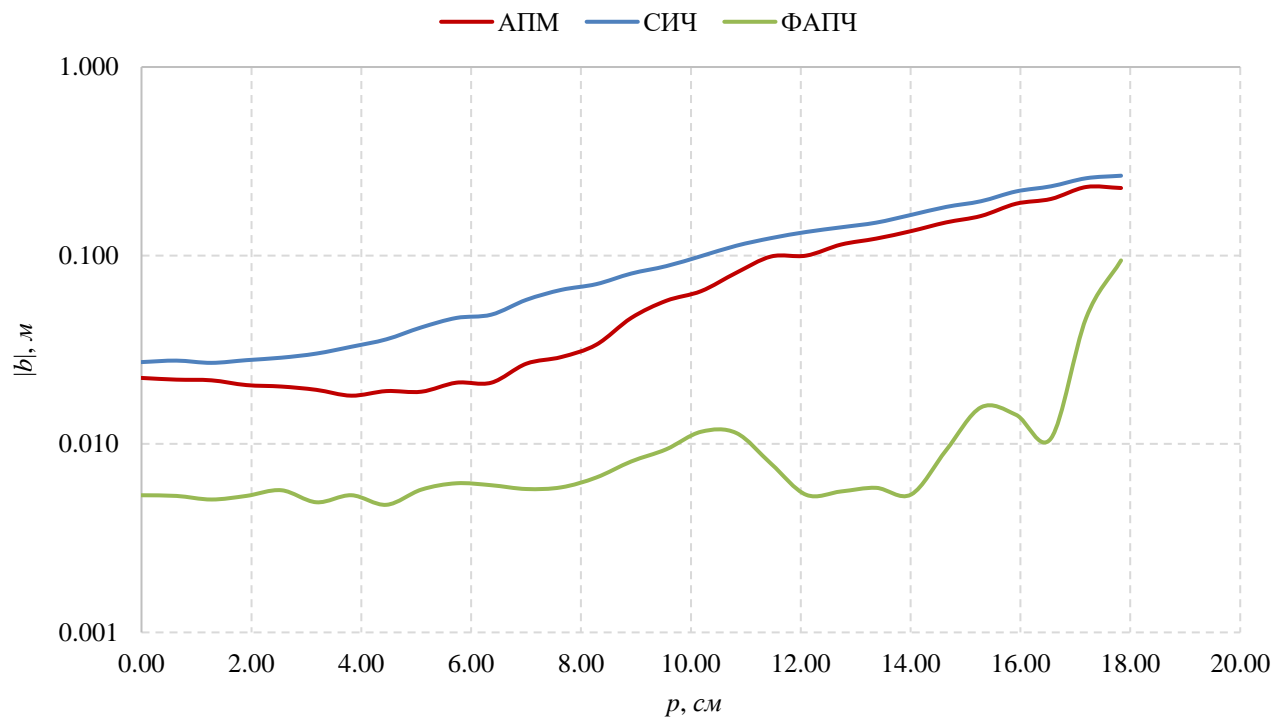


Рисунок 40 – Зависимость смещения оценки высоты от СКО высот шероховатости

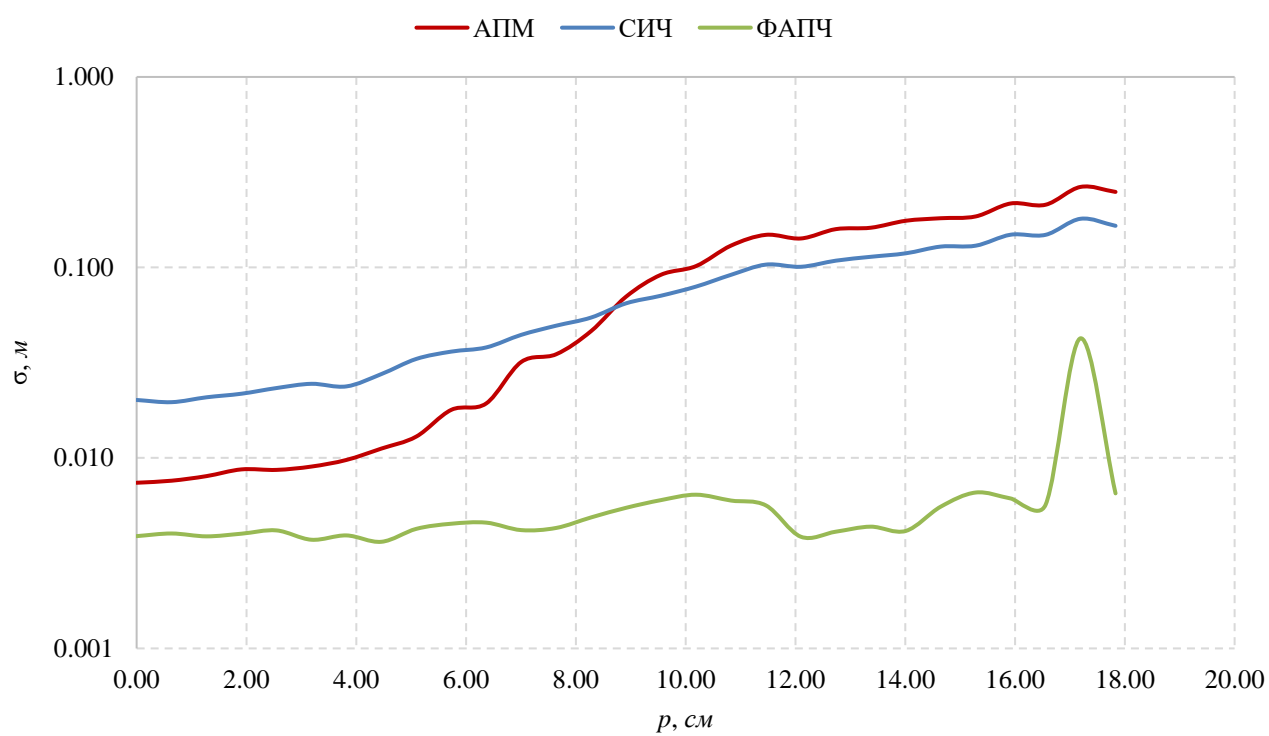


Рисунок 41 – Зависимость СКО оценки высоты от СКО высот шероховатости

Как было показано ранее, при больших величинах шероховатости начинают возникать аномальные ошибки, связанные с замиранием полезного сигнала. На графиках, рисунок 40, 41, этот эффект можно наблюдать в виде всплесков уровня ошибок оценки. При величине СКО шероховатости p более 10 см, точность РВ с СИЧ и АПМ значительно падает. Измерительный контур ФАПЧ обладает значительно меньшей чувствительностью к шероховатости, и показывает в 10 раз более высокую точность, чем у РВ с АПМ и РВ с СИЧ по величине смещения и СКО оценки.

3.5 Оценка доплеровского расширения спектра

Расширение спектра СБ, вызванное доплеровским смещением частот в отражающих точках шероховатой поверхности, в соответствии с [67] определяется выражением:

$$\Delta\omega_D = \Delta\theta \frac{4\pi V_0}{\lambda},$$

где V_0 – скорость движения носителя над отражающей поверхностью.

Влияние эффекта Доплера на оценку высоты радиовысотомером может быть представлено, как действие на СБ дополнительного фазового шума. Моделирование эффекта доплеровского расширения спектра СБ не трудно выполнить путем создания мультипликативной помехи, мгновенная частота которой равна процессу на выходе формирующего фильтра, при подаче на его вход белого шума. Частотная характеристика формирующего фильтра $H_{\Phi\Phi}(\Delta\omega_D, j\omega)$ выбирается так, чтобы она аппроксимировала диаграмму направленности антенны РВ, а полоса пропускания по уровню половинной мощности составляла $\left(-\frac{\Delta\omega_D}{2}, \frac{\Delta\omega_D}{2}\right)$:

$$H_{\Phi\Phi}(\Delta\omega_D, j\omega) = \exp\left[-0,5 \ln 2 \operatorname{tg}^2\left(\frac{\pi\omega}{2\Delta\omega_D}\right)\right], |\omega| \leq \Delta\omega_D.$$

Необходимо отметить, что данный фильтр является нереализуемым. Однако мультипликативная помеха при моделировании может быть вычислена одновременно на всем периоде модуляции. Мгновенная частота помехи получается путем перемножения $H_{\Phi\Phi}(\Delta\omega_D, j\omega)$ и белого шума $W(\omega)$ с единичной спектральной плотностью мощности и вычисляется обратным преобразованием Фурье:

$$\omega_D(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Delta\omega_D/2}^{\Delta\omega_D/2} H_{\Phi\Phi}(\Delta\omega_D, j\omega) W(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega, 0 \leq t \leq T_m$$

В этом случае СБ с учетом эффекта Доплера равен:

$$e_b(t) = e_b^{(0)}(t) \cdot \eta(t),$$

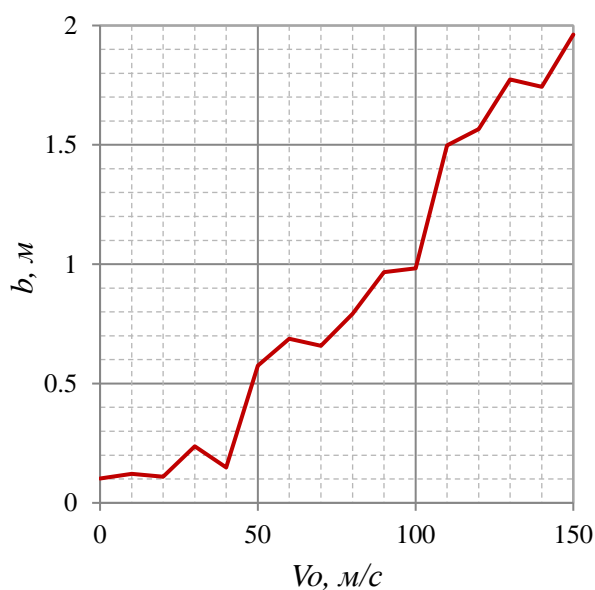
где $e_b^{(0)}(t)$ – СБ при неподвижном относительно поверхности РВ, $\eta(t) = \exp\left[j \cdot \int_0^t \omega_D(t) dt\right]$ –

мультипликативная доплеровская помеха.

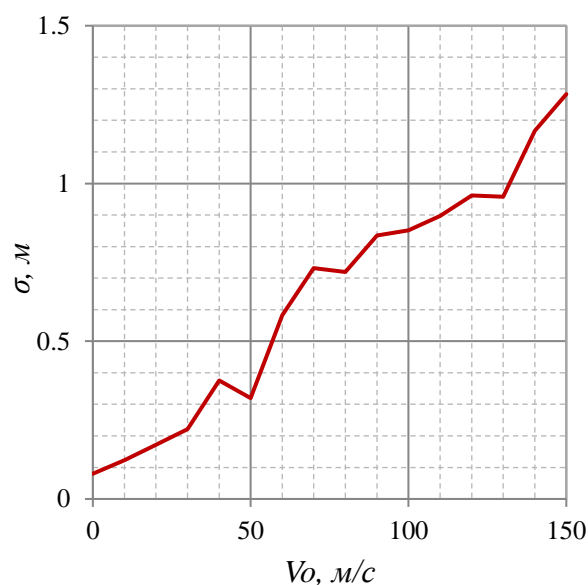
Исследуем точность оценки высоты измерительным контуром ФАПЧ, поставив следующий эксперимент:

- сформируем СБ на модели со стационарными отражающими точками, задав параметры $L = 3$ м, $p = 2\lambda$;
- сформируем сигнал мультипликативной доплеровской помехи $\eta(t)$ для носителя, движущегося горизонтально со скоростью от 0 до 150 м/с;
- определим при помощи компьютерного моделирования смещение и СКО оценок высоты, радиовысотомером непрерывного излучения с измерительным контуром ФАПЧ и СЛЧМ, при $H = 75$ м; $\Delta F = 200$ МГц.

Результаты моделирования представлены на рисунке 42а, б.



а)



б)

Рисунок 42 – Смещение и СКО оценок высоты с учетом движения носителя

Моделирование показывает, что доплеровское расширение спектра СБ при горизонтальном полете носителя не должно вызывать смещения центральной частоты. При относительно малых скоростях ($V_0 < 50 \text{ м/с}$) когда $\Delta\omega_D$ составляет менее 1% от величины ω_b , погрешность, вызванная эффектом Доплера не велика и трудно отделима от погрешности, вызванной шероховатостью отражающей поверхности, рисунок 42.

Лишь при $V_0 > 70 \text{ м/с}$ влияние доплеровского расширения спектра становится ощутимо и когда скорость горизонтального полета носителя достигает 100 м/с , смещение оценки высоты и СКО достигает величин порядка 1 м.

3.6 Выводы по третьей главе

В соответствии с результатами проведенного исследования можно заключить, что в условиях отражения излучаемого РВ сигнала от протяженной шероховатой поверхности, измерительный контур ФАПЧ имеет в 10 раз меньшую величину смещения и СКО оценки, в сравнении с РВ с СИЧ и РВ с АПМ. Таким образом показано, что обработка СБ измерительным контуром ФАПЧ обладает преимуществом перед традиционными типами следящих РВ непрерывного излучения.

Влияние доплеровского расширения спектра на точность работы РВ с измерительным контуром ФАПЧ при горизонтальном полете становится заметным при скорости движения носителя, превышающей 70 м/с , что для большинства маломоторных летательных аппаратов близко к предельно достижимой скорости. Анализ влияния эффекта Доплера на точность РВ в условиях полета отличного от горизонтального достаточно сложен и выносится за рамки данной диссертационной работы.

Дальнейшие исследования будут направлены на поиск путей оптимизации предлагаемого измерителя и оценке его потенциальной точности.

ГЛАВА 4. ОПТИМИЗАЦИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОНТУРА ФАПЧ

В предыдущих главах работы были представлены математические модели нескольких РВ непрерывного излучения следящего типа и проведены исследования их точностных характеристик. В ходе этих исследований было установлено, что РВ с измерительным контуром ФАПЧ обладает рядом преимуществ перед РВ, использующими традиционные принципы обработки СБ. Это, прежде всего, касается меньшей чувствительности измерительного контура ФАПЧ к расширению спектра СБ, вызванному шероховатостью отражающей поверхности

В этой связи становится актуальным вопрос о возможности улучшить работу этого измерителя, путем оптимизации его параметров.

Возможно два пути: а) поиск закона частотной модуляции, который бы позволил получить лучшую точность измерений; б) оптимизация петлевого фильтра.

Исследуем оба этих направления.

4.1 Выбор закона частотной модуляции

В радиолокации непрерывного излучения, формирование зондирующего частотно модулированного сигнала осуществляется следующими видами частотной модуляции (ЧМ): симметричная линейная частотная модуляция (СЛЧМ), рисунок 43; несимметричная (НСЛЧМ), рисунок 44; гармоническая частотная модуляция (ГЧМ), рисунок 45 [8, 52, 67, 70, 104 – 106].

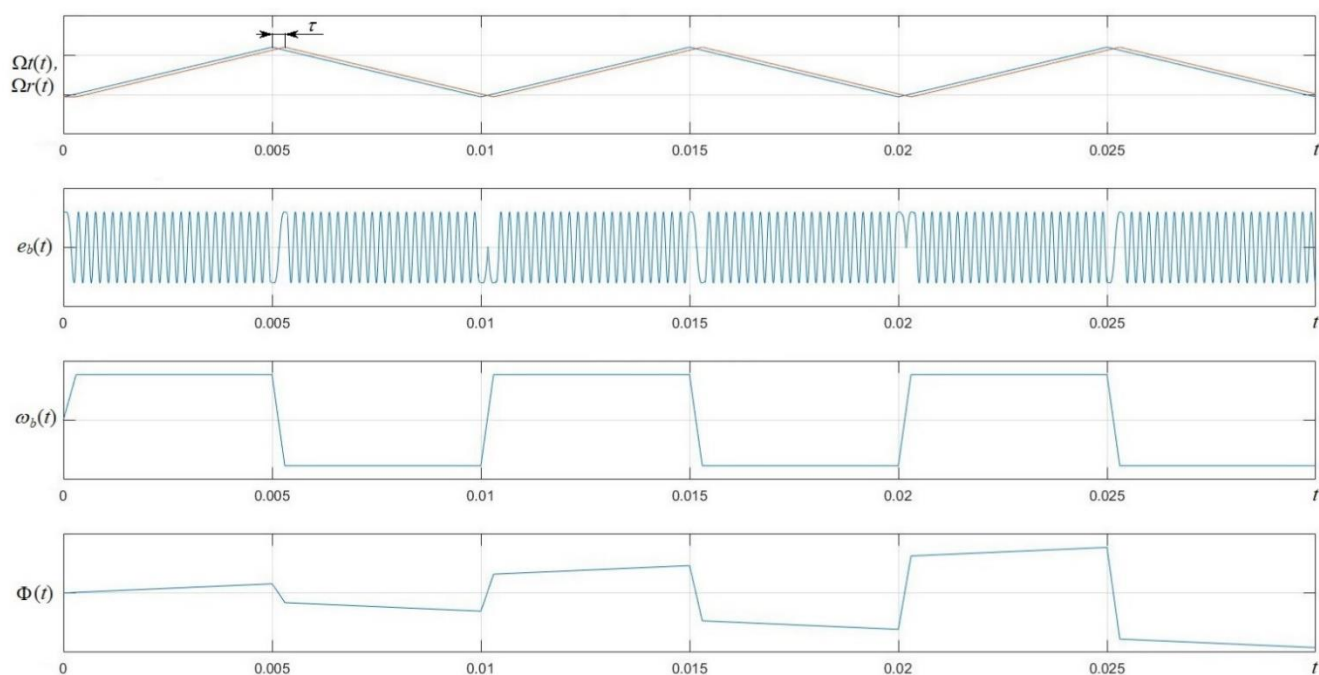


Рисунок 43 – Биения при СЛЧМ

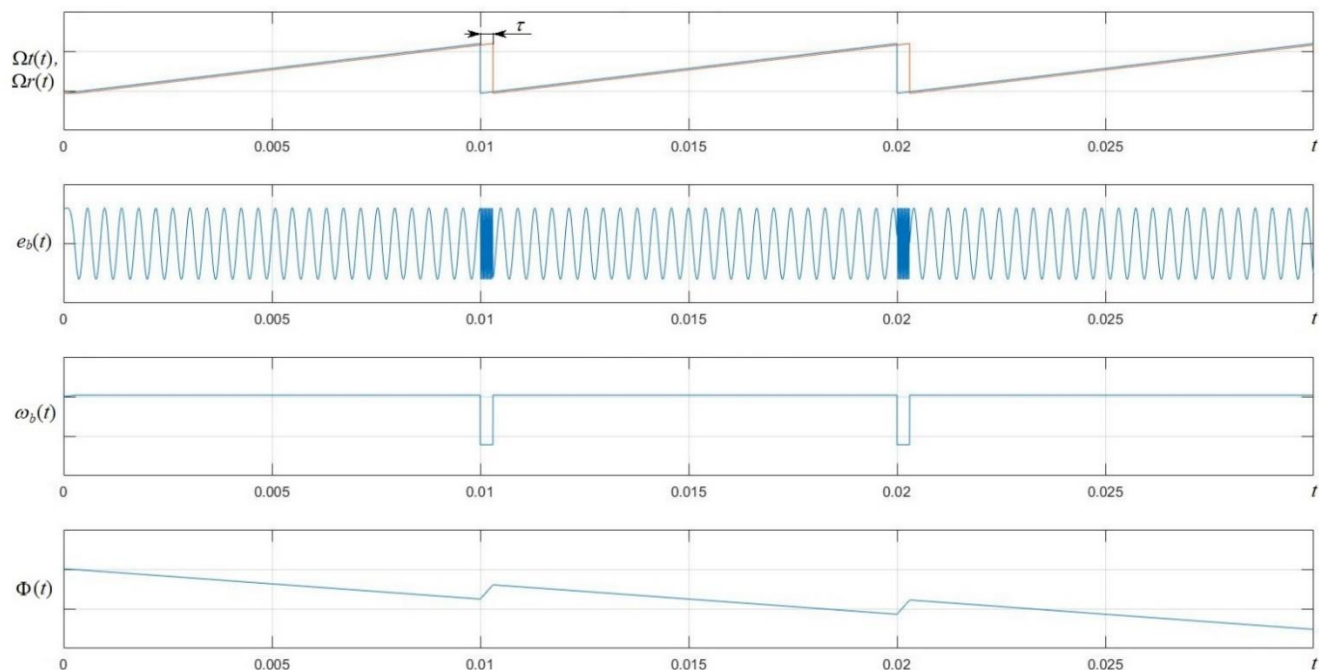


Рисунок 44 – Биения при НСЛЧМ

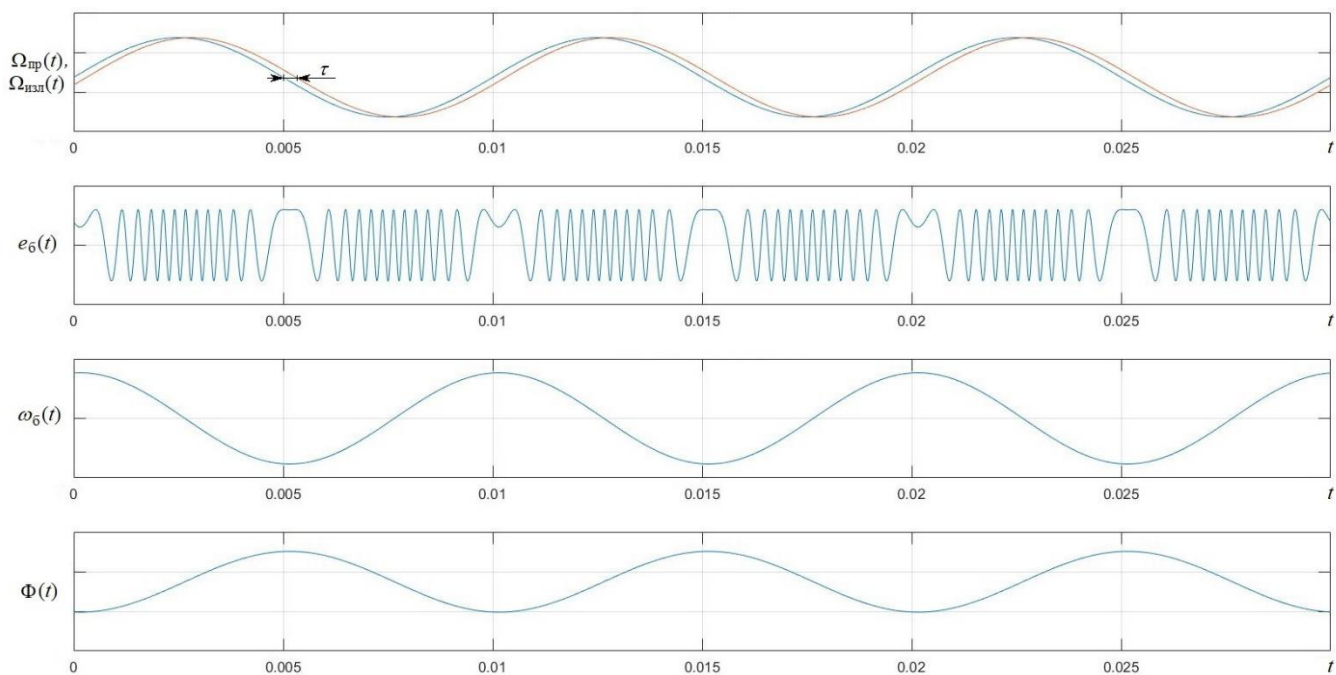


Рисунок 45 – Биения при ГЧМ

В отечественных и зарубежных радиовысотомерах малых высот традиционно применяют СЛЧМ или НСЛЧМ. Это прежде всего связано с удобством формирования таких сигналов и простотой реализации обработки СБ [8, 66, 70, 103]. Однако использование таких типов модуляции вызывает появление зон обращения фазы СБ, рисунок 43, или разрыва фазы СБ, рисунок 44.

В ряде публикаций [34, 67, 70, 104, 105] исследованы свойства гармонической частотной модуляции. Гармоническая форма модулирующего сигнала обладает рядом положительных качеств с точки зрения последующей обработки СБ. Модулирующий ЧМ сигнал обладает узким спектром, а фаза СБ изменяется по гармоническому закону. Несмотря на нелинейный характер изменения фазы, такой СБ представляется весьма удобным при обработке измерительным контуром ФАПЧ.

В радиовысотометрии также известны исследования шумоподобных модулирующих сигналов [106], однако такая форма модуляции будет оставлена за рамками данной работы в силу того, что фазовая автоподстройка СБ в этом случае будет трудно реализуемой.

Рассмотрим некоторые особенности использования выбранных законов ЧМ в радиовысотометре. На рисунке 46 представлены комплексные спектры СБ полученные при использовании НСЛЧМ, СЛЧМ и ГЧМ.

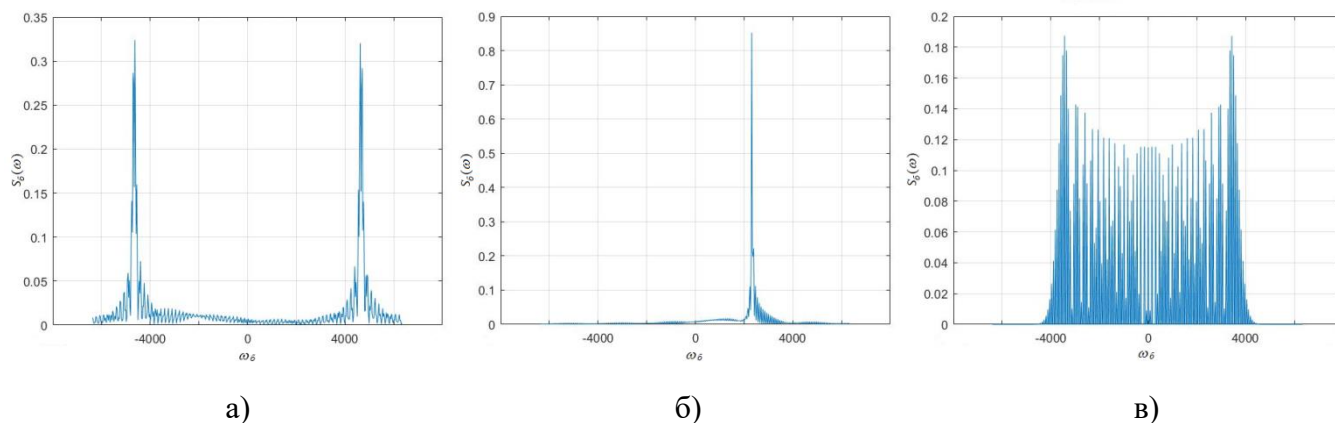


Рисунок 46 – Спектры СБ при: а) СЛЧМ, б) НСЛЧМ, в) ГЧМ

Как следует из диаграмм представленных на рисунках 43 – 45, и спектров – на рисунке 46, изменение во времени мгновенной частоты СБ в приемнике радиовысотометра зависит от того, какую форму имеет модулирующий сигнал.

Симметричная пилообразная ЛЧМ, рисунок 43, вызывает появление в сигнале биений зон обращения фазы, шириной равной времени задержки τ_H , что приводит к возникновению ошибок измерения высоты. Комплексный спектр СБ, рисунок 46 а), имеет симметричный вид, т.к. частота и фаза СБ меняют свой знак дважды за период модуляции.

Несимметричная пилообразная ЛЧМ, рисунок 44, имеет зоны разрыва шириной τ_H , где мгновенная частота биений претерпевает скачок, величина которого приблизительно равна девиации ЛЧМ. Эта частота находится далеко за пределами полосы пропускания тракта обработки СБ, что вызывает замирание сигнала в зонах разрыва и порождает дополнительные погрешности в работе измерительной системы. Частота и фаза СБ этом случае не меняет своего знака вне

пределов зоны обращения, поэтому спектр не имеет центральной симметрии. Частота биений при НСЛЧМ оказывается два раза меньше, чем при СЛЧМ, т.к. при одинаковом периоде модуляции, меньшей оказывается крутизна ν , рисунок 46 б).

Гармонический закон частотной модуляции, рисунок 45, представляется наиболее интересным с точки зрения обработки измерительным контуром ФАПЧ, так как при равной величине девиации он вызывает появление СБ с более широким симметричным спектром, в сравнении с линейными законами ЧМ, рисунок 46 в). Такой сигнал позволяет повысить точность оценки высоты над шероховатой отражающей поверхностью. Это достигается за счет того, что характерный для шероховатой отражающей поверхности СБ с расширенным спектром оценивается не в узкой полосе, по одиночному максимальному пику, который редко когда соответствует истинной высоте, а оценивается в широкой полосе, когда учитывается вся структура сигнала. Нелинейный характер изменения мгновенной частоты биений на точность измерений в данном случае не влияет, в силу особенностей работы радиовысотомера с измерительным контуром ФАПЧ.

Данная глава диссертации посвящена исследованию свойств обработки СБ измерительным контуром ФАПЧ при разных законах частотной модуляции и оценке влияния типа ЧМ сигнала на точность измерения высоты. Связь точности оценок и формы модулирующего закона необходимо исследовать в двух аспектах: определить характер флуктуационных ошибок для каждого вида ЧМ и определить характер ошибок оценки, вызванных шумом дальности.

4.1.1 Влияние типа частотной модуляции на флуктуационную составляющую ошибки оценки высоты

Определим нижнюю границу Крамера-Рао (ГКР) [107 – 112] для каждого из рассматриваемых законов частотной модуляции и сопоставим с результатами математического моделирования, п. 3.1.

Симметричный закон линейной частотной модуляции подразумевает, что СБ, $e_b(t)$, можно описать следующим образом:

$$e_b(t) = \begin{cases} \dot{\rho} \exp(-j\omega_b t), & 0 < t \leq 0.5Tm \\ \dot{\rho} \exp(-j\omega_b (Tm - t)), & 0.5Tm < t \leq Tm \end{cases}$$

где $\dot{\rho} = \rho \cdot e^{j\varphi}$ – комплексная амплитуда.

Неизвестными параметрами являются: амплитуда ρ , начальная фаза φ и частота биений ω_b .

Принимаемый сигнал представим, как аддитивную смесь полезного сигнала и шума:

$$r(t) = e_b(t) + w(t),$$

где $w(t)$ – белый шум с СПМ $= N_0$

Запишем принимаемый сигнал в дискретном времени:

$$r(t) \rightarrow \bar{r} = \{r([n-1]T_s)\}_{n=1}^N$$

$$w_n = \frac{1}{T_s} \int_{t_n-T_s}^{t_n} w(t)dt \rightarrow CN(0, P_w = \frac{N_0}{T_s}),$$

где $CN(0, P_w)$ – комплексное нормальное распределение с нулевым математическим ожиданием и дисперсией P_w .

Запишем ФПП и её логарифм для этого случая:

$$\Lambda(\bar{r} |_{\rho, \varphi, \omega_b}) = \prod_{n=1}^N \frac{1}{\pi P_w} \exp \left\{ -\frac{1}{P_w} |r_n - e_n|^2 \right\} = \frac{1}{\pi^N P_w^N} \exp \left\{ -\frac{1}{P_w} \sum_{n=1}^N |r_n - e_n|^2 \right\}$$

$$\ln(f) = \text{const} - \frac{1}{P_w} \sum_{n=1}^N |r_n - e_n|^2 \rightarrow \ln(f) = \text{const} - \frac{1}{N_0} \int_0^{T_m} |r(t) - e_b(t)|^2 dt =$$

$$= \text{const} - \frac{1}{N_0} \int_0^{T_m} \left[|r(t)|^2 - 2 \operatorname{Re}(r^*(t)e_b(t)) + |e_b(t)|^2 \right] dt =$$

$$= \text{const} - \frac{1}{N_0} \left(\int_0^{0.5T_m} \left[-2 \operatorname{Re}(r^*(t)e_b(t)) + |e_b(t)|^2 \right] dt + \int_{0.5T_m}^{T_m} \left[-2 \operatorname{Re}(r^*(t)e_b(t)) + |e_b(t)|^2 \right] dt \right) =$$

$$= \text{const} + \frac{1}{N_0} \left(\int_0^{0.5T_m} \left[2 \operatorname{Re}(r^*(t)\rho \exp(j(-\omega_b t + \varphi))) - \rho^2 \right] dt + \int_0^{0.5T_m} \left[2 \operatorname{Re}(r^*(T_m - t)\rho \exp(j(-\omega_b t + \varphi))) - \rho^2 \right] dt \right)$$

Запишем частные производные 1-го порядка от ФПП по неизвестным параметрам:

$$\frac{\partial}{\partial \rho} \ln(f) = \frac{2}{N_0} \left(\int_0^{0.5T_m} \left[\operatorname{Re}(r^*(t) \exp(j(-\omega_b t + \varphi))) - \rho \right] dt + \int_0^{0.5T_m} \left[\operatorname{Re}(r^*(T_m - t) \exp(j(-\omega_b t + \varphi))) - \rho \right] dt \right)$$

$$\frac{\partial}{\partial \varphi} \ln(f) = \frac{2\rho}{N_0} \left(\int_0^{0.5T_m} \left[\operatorname{Re}(jr^*(t) \exp(j(-\omega_b t + \varphi))) \right] dt + \int_0^{0.5T_m} \left[\operatorname{Re}(jr^*(T_m - t) \exp(j(-\omega_b t + \varphi))) \right] dt \right)$$

$$\frac{\partial}{\partial \omega_b} \ln(f) = \frac{2\rho}{N_0} \left(- \int_0^{0.5T_m} \left[\operatorname{Re}(jr^*(t) \exp(j(-\omega_b t + \varphi))) \right] t dt - \int_0^{0.5T_m} \left[\operatorname{Re}(jr^*(T_m - t) \exp(j(-\omega_b t + \varphi))) \right] t dt \right)$$

Запишем частные производные 2-го порядка от ФПП по неизвестным параметрам:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} \ln(f) &= -\frac{2}{N_0} \left(\int_0^{0.5T_m} dt + \int_0^{0.5T_m} dt \right) = -\frac{2T_m}{N_0} \\
\frac{\partial^2}{\partial \rho \partial \varphi} \ln(f) &= \frac{2}{N_0} \left(\int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(jr^*(t) \exp(j(-\omega_b t + \varphi)))] dt + \int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(jr^*(T_m - t) \exp(j(-\omega_b t + \varphi)))] dt \right) \\
\frac{\partial^2}{\partial \rho \partial \omega_b} \ln(f) &= \frac{2}{N_0} \left(\int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(-jr^*(t) \exp(j(-\omega_b t + \varphi)))] t dt + \int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(-jr^*(T_m - t) \exp(j(-\omega_b t + \varphi)))] t dt \right) \\
\frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} \ln(f) &= -\frac{2}{N_0} \left(\int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(r^*(t) \rho \exp(j(-\omega_b t + \varphi)))] dt + \int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(r^*(T_m - t) \rho \exp(j(-\omega_b t + \varphi)))] dt \right) \\
\frac{\partial^2}{\partial \varphi \partial \omega_b} \ln(f) &= \frac{2}{N_0} \left(\int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(r^*(t) \rho \exp(j(-\omega_b t + \varphi)))] t dt + \int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(r^*(T_m - t) \rho \exp(j(-\omega_b t + \varphi)))] t dt \right) \\
\frac{\partial^2}{\partial \omega_b^2} \ln(f) &= -\frac{2}{N_0} \left(\int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(r^*(t) \rho \exp(j(-\omega_b t + \varphi)))] t^2 dt + \int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(r^*(T_m - t) \rho \exp(j(-\omega_b t + \varphi)))] t^2 dt \right)
\end{aligned}$$

Так как $r(t) = s_b(t) + w(t)$, то после усреднения по шумам получим следующие выражения для математических ожиданий производных:

$$\begin{aligned}
\left\langle \frac{\partial^2}{\partial \rho^2} \ln(f) \right\rangle &= -\frac{2}{N_0} \left(\int_0^{0.5T_m} dt + \int_0^{0.5T_m} dt \right) = -\frac{2T_m}{N_0} \\
\left\langle \frac{\partial^2}{\partial \rho \partial \varphi} \ln(f) \right\rangle &= \frac{2}{N_0} \left(\int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(j\rho)] dt + \int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(j\rho)] dt \right) = 0 \\
\left\langle \frac{\partial^2}{\partial \rho \partial \Omega} \ln(f) \right\rangle &= \frac{2}{N_0} \left(\int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(-j\rho)] t dt + \int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(j\rho)] t dt \right) = 0 \\
\left\langle \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} \ln(f) \right\rangle &= -\frac{2}{N_0} \left(\int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(\rho^2)] dt + \int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(\rho^2)] dt \right) = -\frac{2\rho^2 T_m}{N_0} \\
\left\langle \frac{\partial^2}{\partial \varphi \partial \omega_b} \ln(f) \right\rangle &= \frac{2}{N_0} \left(\int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(\rho^2)] t dt + \int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(\rho^2)] t dt \right) = \frac{4\rho^2 T_m (0.5T_m)^2}{N_0 \cdot 2} = \frac{\rho^2 (T_m)^2}{N_0 \cdot 2} \\
\left\langle \frac{\partial^2}{\partial \omega_b^2} \ln(f) \right\rangle &= -\frac{2}{N_0} \left(\int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(\rho^2)] t^2 dt + \int_0^{0.5T_m} [\operatorname{Re}(\rho^2)] t^2 dt \right) = -\frac{4\rho^2 (0.5T_m)^3}{N_0 \cdot 3} = -\frac{\rho^2 (T_m)^3}{N_0 \cdot 6}
\end{aligned}$$

Тогда прямая и обратная матрицы Фишера будут равны:

$$F = \begin{pmatrix} \frac{2Tm}{N_0} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2\rho^2 Tm}{N_0} & \frac{\rho^2 (Tm)^2}{N_0 \cdot 2} \\ 0 & \frac{\rho^2 (Tm)^2}{N_0 \cdot 2} & \frac{\rho^2 (Tm)^3}{N_0 \cdot 6} \end{pmatrix} \Rightarrow F^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{N_0}{2Tm} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2N_0}{\rho^2 Tm} & -\frac{6N_0}{\rho^2 (Tm)^2} \\ 0 & -\frac{6N_0}{\rho^2 (Tm)^2} & \frac{24N_0}{\rho^2 (Tm)^3} \end{pmatrix}$$

Следовательно, ГКР для дисперсий оценок неизвестных параметров определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} \sigma_\rho^2 &= \frac{N_0}{2Tm} = \rho^2 \frac{N_0}{2\rho^2 Tm} = \frac{\rho^2}{2q^2} \\ \sigma_\varphi^2 &= \frac{2N_0}{\rho^2 Tm} = \frac{2}{q^2}, \\ \sigma_{\omega_b}^2 &= \frac{24N_0}{\rho^2 (Tm)^3} = \frac{24}{q^2 (Tm)^2} \end{aligned},$$

где $q^2 = \frac{\rho^2 Tm}{N_0}$ – отношение сигнал/шум. Таким образом, нижняя граница для дисперсии оценки высоты будет равна:

$$\sigma_{СЛЧМ}^2 = \left(\frac{cTm}{4\Delta\Omega} \right)^2 \sigma_{\omega_b}^2 = \left(\frac{cTm}{4\Delta\Omega} \right)^2 \frac{24}{q^2 (Tm)^2} = \left(\frac{\sqrt{3/2}c}{q\Delta\Omega} \right)^2$$

где $\Delta\Omega$ – девиация частоты. Для СКО ошибки оценивания получим:

$$\sigma_{СЛЧМ} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{c}{q\Delta\Omega} \quad (35)$$

На рисунках 47 и 48 представлены соответственно абсолютное значение смещения оценки и СКО, полученные на основании компьютерного моделирования для симметричного закона частотной модуляции. Для моделирования использованы следующие сценарные параметры:

- девиация частоты ЛЧМ $\Delta F = 200$ МГц;
- период модуляции $Tm = 1$ мс;
- граничная частота полосы пропускания контура слежения $\Omega_0 = 2\pi \cdot 10$ рад/с;
- перерегулирование следящего контура $\Delta = 0,3$;
- период дискретизации $T_s = 0,125$ мкс;
- высота РВ $H = 75$ м;
- скорость движения носителя РВ $V = 0$ м/с.

На рисунке 46 также представлена граница Крамера-Рао, рассчитанная в соответствии с выражением (35).

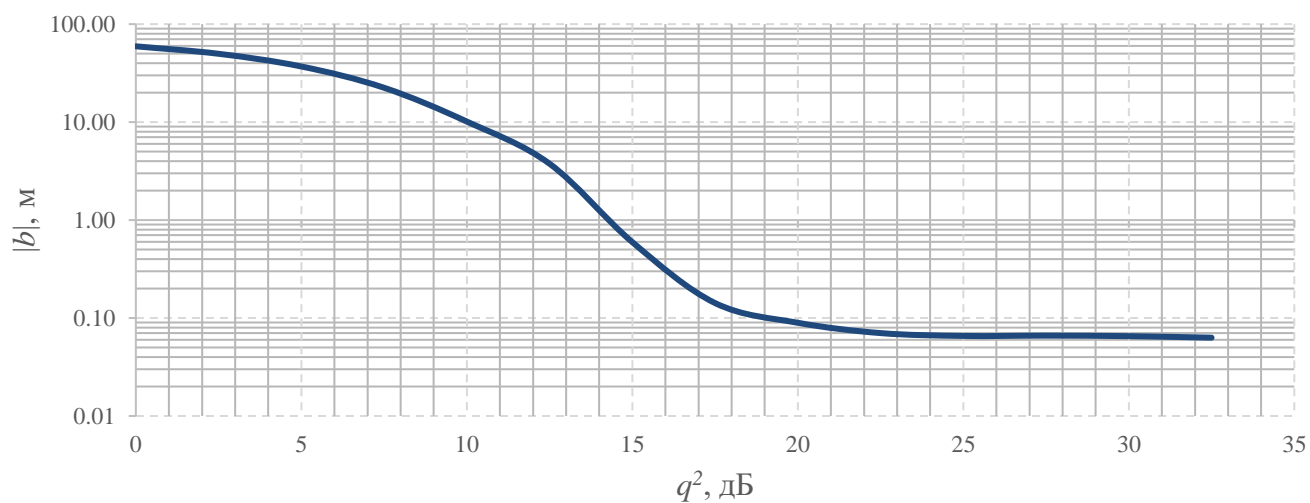


Рисунок 47 – Зависимость абсолютного значения смещения оценки от отношения сигнал/шум при СЛЧМ

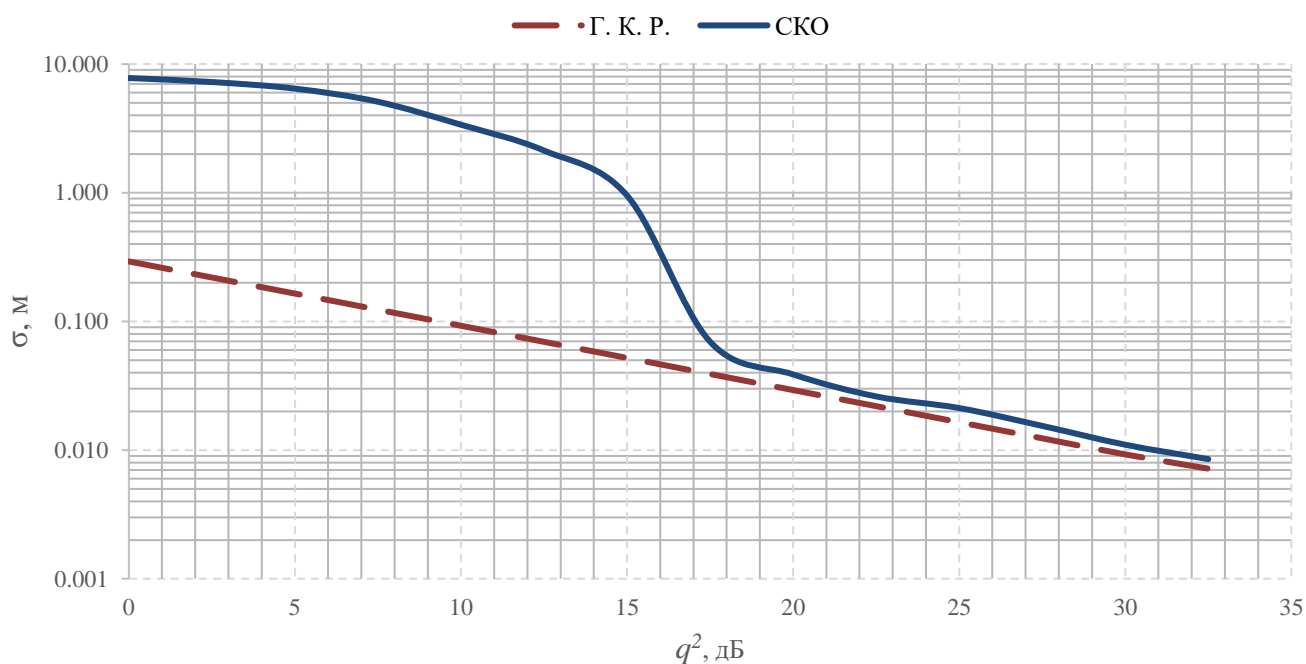


Рисунок 48 – Зависимость СКО оценки от отношения сигнал/шум при СЛЧМ на фоне границы Крамера-Рао

Графики на рисунках 47, 48 показывают, что при величине ОСШ менее 15 дБ смещение оценки и СКО имеют значения, при которых суммарная погрешность измерителя становится более 1,5 м, что указывает на то, что следящий измерительный контур ФАПЧ при таком уровне шумов и таком виде модуляции теряет устойчивость.

Когда ОСШ превышает уровень в 15 дБ, контур входит в синхронизм, и оценки ложатся на ГКР, что на практике является очень хорошим показателем. Эффективность оценок в этой области определенная как отношение величины ГКР к величине СКО при $q^2 = 30$ дБ составляет 0,8.

Несимметричный закон линейной частотной модуляции излучаемого сигнала вызывает появление СБ, который может быть записан как:

$$e_b(t) = \dot{\rho} \exp(-j\omega_b t), 0 < t \leq T_m,$$

где комплексная амплитуда: $\dot{\rho} = \rho \cdot e^{j\varphi}$. Неизвестными параметрами также являются: ρ , φ , ω_b .

Принимаемый сигнал, как и в случае СЛЧМ: $r(t) = e_b(t) + w(t)$, где $w(t)$ – белый шум с СПМ = N_0 .

В дискретном времени принимаемый сигнал определяется выражением:

$$r(t) \rightarrow \bar{r} = \{r([n-1]T_s)\}_{n=1}^N$$

$$w_n = \frac{1}{T_s} \int_{t_n-T_s}^{t_n} w(t) dt \rightarrow CN(0, P_w = \frac{N_0}{T_s})$$

Запишем функцию правдоподобия для НСЛЧМ:

$$\Lambda(\bar{r} |_{\rho, \varphi, \omega_b}) = \prod_{n=1}^N \frac{1}{\pi P_w} \exp\left\{-\frac{1}{P_w} |r_n - e_n|^2\right\} = \frac{1}{\pi^N P_w^N} \exp\left\{-\frac{1}{P_w} \sum_{n=1}^N |r_n - e_n|^2\right\}$$

$$\ln(f) = const - \frac{1}{P_w} \sum_{n=1}^N |r_n - e_n|^2 \rightarrow \ln(f) = const - \frac{1}{N_0} \int_0^{T_m} |r(t) - e_b(t)|^2 dt =$$

$$= const - \frac{1}{N_0} \int_0^{T_m} \left[|r(t)|^2 - 2 \operatorname{Re}(r^*(t) e_b(t)) + |e_b(t)|^2 \right] dt =$$

$$= const - \frac{1}{N_0} \left(\int_0^{T_m} \left[-2 \operatorname{Re}(r^*(t) e_b(t)) + |e_b(t)|^2 \right] dt \right) =$$

$$= const + \frac{1}{N_0} \left(\int_0^{T_m} \left[2 \operatorname{Re}(r^*(t) \rho \exp(j(-\omega_b t + \varphi))) - \rho^2 \right] dt \right)$$

Частные производные 1-го порядка по неизвестным параметрам равны:

$$\frac{\partial}{\partial \rho} \ln(f) = \frac{2}{N_0} \left(\int_0^{T_m} \left[\operatorname{Re}(r^*(t) \exp(j(-\omega_b t + \varphi))) - \rho \right] dt + \right)$$

$$\frac{\partial}{\partial \varphi} \ln(f) = \frac{2\rho}{N_0} \left(\int_0^{T_m} \left[\operatorname{Re}(jr^*(t) \exp(j(-\omega_b t + \varphi))) \right] dt \right)$$

$$\frac{\partial}{\partial \omega_b} \ln(f) = \frac{2\rho}{N_0} \left(- \int_0^{T_m} \left[\operatorname{Re}(jr^*(t) \exp(j(-\omega_b t + \varphi))) \right] t dt \right)$$

Частные производные 2-го порядка по неизвестным параметрам:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2}{\partial \rho^2} \ln(f) &= -\frac{2}{N_0} \left(\int_0^{T_m} dt \right) = -\frac{2T_m}{N_0} \\ \frac{\partial^2}{\partial \rho \partial \varphi} \ln(f) &= \frac{2}{N_0} \left(\int_0^{T_m} [\operatorname{Re}(jr^*(t) \exp(j(-\omega_b t + \varphi)))] dt \right) \\ \frac{\partial^2}{\partial \rho \partial \omega_b} \ln(f) &= \frac{2}{N_0} \left(\int_0^{T_m} [\operatorname{Re}(-jr^*(t) \exp(j(-\omega_b t + \varphi)))] t dt \right) \\ \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} \ln(f) &= -\frac{2\rho}{N_0} \left(\int_0^{T_m} [\operatorname{Re}(r^*(t) \exp(j(-\omega_b t + \varphi)))] dt \right) \\ \frac{\partial^2}{\partial \varphi \partial \omega_b} \ln(f) &= \frac{2\rho}{N_0} \left(\int_0^{T_m} [\operatorname{Re}(r^*(t) \exp(j(-\omega_b t + \varphi)))] t dt \right) \\ \frac{\partial^2}{\partial \omega_b^2} \ln(f) &= -\frac{2}{N_0} \left(\int_0^{T_m} [\operatorname{Re}(r^*(t) \rho \exp(j(-\omega_b t + \varphi)))] t^2 dt \right) \end{aligned}$$

Так как $r(t) = e_b(t) + w(t)$, то после усреднения по шумам получим следующие выражения для математических ожиданий производных:

$$\begin{aligned} \left\langle \frac{\partial^2}{\partial \rho^2} \ln(f) \right\rangle &= -\frac{2}{N_0} \left(\int_0^{T_m} dt \right) = -\frac{2T_m}{N_0} \\ \left\langle \frac{\partial^2}{\partial \rho \partial \varphi} \ln(f) \right\rangle &= \frac{2}{N_0} \left(\int_0^{T_m} [\operatorname{Re}(j\rho)] dt \right) = 0 \\ \left\langle \frac{\partial^2}{\partial \rho \partial \omega_b} \ln(f) \right\rangle &= \frac{2}{N_0} \left(\int_0^{T_m} [\operatorname{Re}(-j\rho)] t dt \right) = 0 \\ \left\langle \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} \ln(f) \right\rangle &= -\frac{2}{N_0} \left(\int_0^{T_m} [\operatorname{Re}(\rho^2)] dt \right) = -\frac{2\rho^2 T_m}{N_0} = -2q^2 \\ \left\langle \frac{\partial^2}{\partial \varphi \partial \omega_b} \ln(f) \right\rangle &= \frac{2}{N_0} \left(\int_0^{T_m} [\operatorname{Re}(\rho^2)] t dt \right) = \frac{2\rho^2 T_m}{N_0} \frac{(T_m)^2}{2} = \frac{\rho^2 (T_m)^2}{N_0} = q^2 T_m \\ \left\langle \frac{\partial^2}{\partial \omega_b^2} \ln(f) \right\rangle &= -\frac{2}{N_0} \left(\int_0^{T_m} [\operatorname{Re}(\rho^2)] t^2 dt \right) = -\frac{2\rho^2}{N_0} \frac{(T_m)^3}{3} = -\frac{2\rho^2 (T_m)^3}{3N_0} = -\frac{2q^2 (T_m)^2}{3} \end{aligned}$$

Определим прямую и обратную информационную матрицу Фишера:

$$F = \begin{pmatrix} \frac{2T_m}{N_0} & 0 & 0 \\ 0 & 2q^2 & -q^2T_m \\ 0 & -q^2T_m & \frac{2q^2(T_m)^2}{3} \end{pmatrix} \Rightarrow F^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{N_0}{2T_m} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2}{q^2} & \frac{3}{q^2T_m} \\ 0 & \frac{3}{q^2T_m} & \frac{6}{q^2(T_m)^2} \end{pmatrix}$$

Границы Крамера-Рао для дисперсий неизвестных параметров соответственно равны:

$$\begin{aligned} \sigma_\rho^2 &= \frac{N_0}{2T_m} = \rho^2 \frac{N_0}{2\rho^2T_m} = \frac{\rho^2}{2q^2} \\ \sigma_\varphi^2 &= \frac{2N_0}{\rho^2T_m} = \frac{2}{q^2}, \\ \sigma_{\omega_b}^2 &= \frac{6N_0}{\rho^2(T_m)^3} = \frac{6}{q^2(T_m)^2} \end{aligned},$$

где $q^2 = \frac{\rho^2T_m}{N_0}$ – отношение сигнал/шум.

Таким образом, нижняя граница для дисперсии оценки высоты, при использовании НСЛЧМ равна:

$$\sigma_{НСЛЧМ}^2 = \left(\frac{cT_m}{2\Delta\Omega} \right)^2 \sigma_{\omega_b}^2 = \left(\frac{cT_m}{2\Delta\Omega} \right)^2 \frac{6}{q^2(T_m)^2} = \left(\frac{\sqrt{3/2}c}{q\Delta\Omega} \right)^2,$$

где $\Delta\Omega$ – девиация частоты.

Для СКО оценки получим:

$$\sigma_{НСЛЧМ} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{c}{q\Delta\Omega} \quad (36)$$

На рисунках 49 и 50 представлены соответственно абсолютное значение смещения оценки и СКО, полученные на основании компьютерного моделирования для несимметричного закона частотной модуляции. На плоскость диаграммы, рисунок 49, также нанесена граница Крамера-Рао, полученная в соответствии с выражением (36).

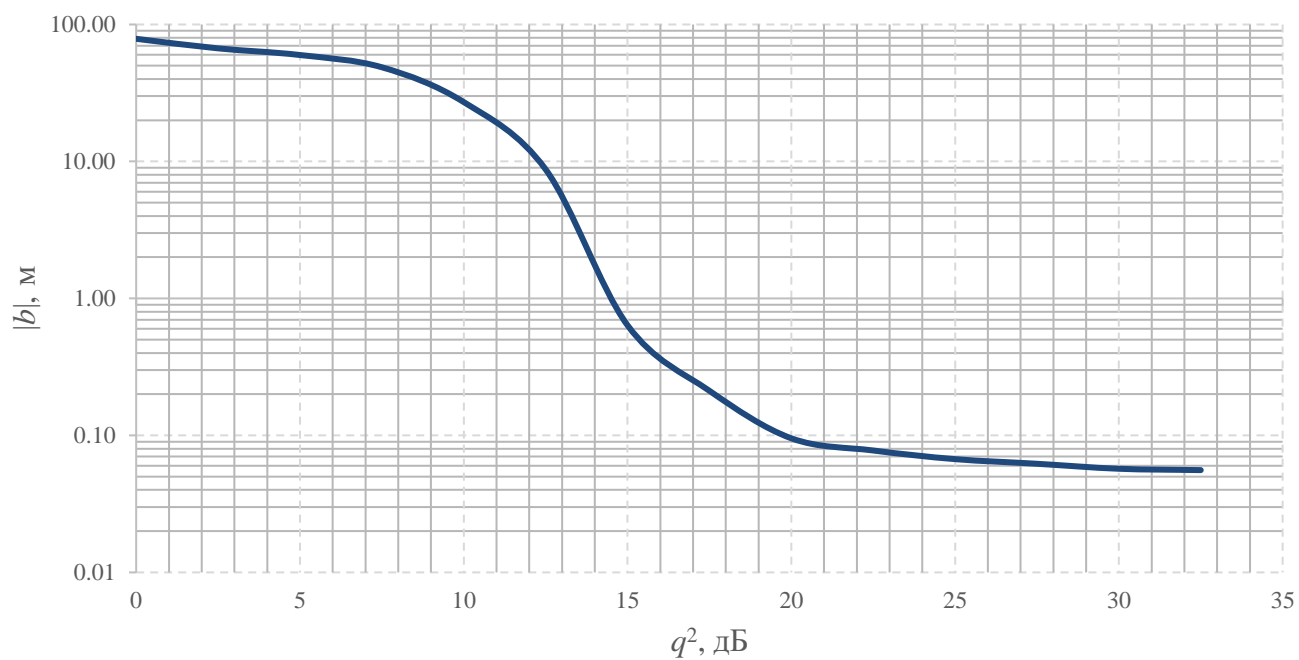


Рисунок 49 – Зависимость абсолютного значения смещения оценки от отношения сигнал/шум при НСЛЧМ

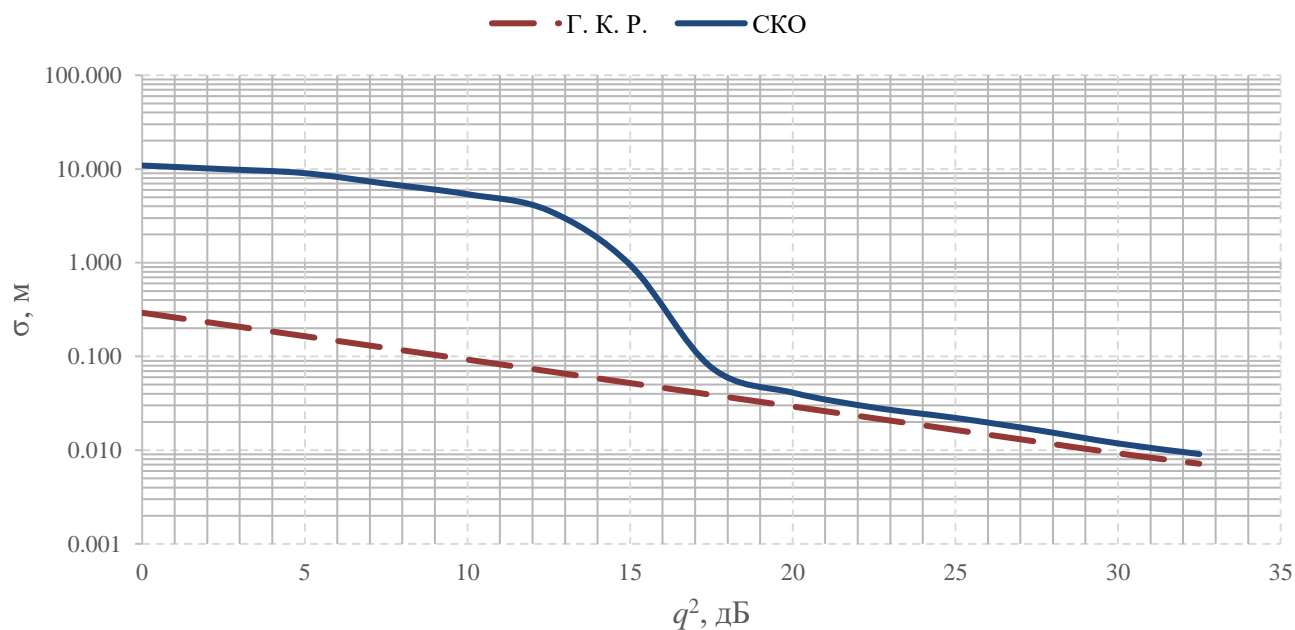


Рисунок 50 – Зависимость СКО оценки от отношения сигнал/шум при НСЛЧМ

Графики показывают, что в сравнении с СЛЧМ, рисунок 49, 50, одинаковый уровень точности измеритель с НСЛЧМ может достигнуть при ОСШ на 1 дБ больше, т.е. использование НСЛЧМ обладает на 1 дБ меньшей устойчивостью РВ к шумам.

Область устойчивой работы измерительного контура начинается с уровня ОСШ в 16 дБ, когда контур входит в синхронизм и СКО оценок ложится на ГКР. Эффективность оценок в этой области составляет 0,7, что на 12,5 % уступает эффективности, полученной при СЛЧМ.

Гармонический закон частотной модуляции является более сложным в описании и реализации. Определим мгновенную частоту и фазу излучаемого сигнала при использовании ГЧМ в соответствии с в выражениями:

$$\begin{aligned}\omega_t(t) &= \frac{\Delta\Omega}{2} \cos \Omega_m t \\ \varphi_t(t) &= \frac{\Delta\Omega}{2\Omega_m} \sin \Omega_m t\end{aligned}$$

где $\Delta\Omega$ – девиация частоты; Ω_m – частота модуляции.

Тогда частота и фаза принимаемого сигнала будут соответственно равны:

$$\begin{aligned}\omega_r(t) &= \frac{\Delta\Omega}{2} \cos \Omega_m (t - \tau) \\ \varphi_r(t) &= \frac{\Delta\Omega}{2\Omega_m} [\sin \Omega_m (t - \tau) + \sin \Omega_m \tau]\end{aligned}$$

Используя полученные выражения, определим мгновенную частоту и фазу СБ:

$$\begin{aligned}\omega_b(t) &= \omega_r(t) - \omega_t(t) = \frac{\Delta\Omega}{2} \cos \Omega_m (t - \tau) - \frac{\Delta\Omega}{2} \cos \Omega_m t = \\ &= \frac{\Delta\Omega}{2} 2 \sin \frac{\Omega_m \tau}{2} \sin \Omega_m \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \\ \Phi(t) &= \varphi_r(t) - \varphi_t(t) = \frac{\Delta\Omega}{2\Omega_m} [\sin \Omega_m (t - \tau) + \sin \Omega_m \tau] - \frac{\Delta\Omega}{2\Omega_m} \sin \Omega_m t = \\ &= \frac{\Delta\Omega}{2\Omega_m} \left[-2 \sin \frac{\Omega_m \tau}{2} \cos \Omega_m \left(t - \frac{\tau}{2} \right) + \sin \Omega_m \tau \right]\end{aligned}$$

Учитывая, что $\Omega_m \tau \ll 1$, $\omega_b(t) \approx \frac{\Delta\Omega\Omega_m\tau}{2} \sin \Omega_m t$, а $\Phi(t) \approx \Delta\Omega\tau \sin^2 \frac{\Omega_m t}{2}$, СБ будет равен:

$$e_b(t) = \rho \exp\left(-j\theta \sin^2 \frac{\Omega_m t}{2}\right), \quad 0 \leq t \leq T_m.$$

Неизвестные параметры: ρ , φ , $\theta = \Delta\Omega\tau$

СБ: $r(t) = e_b(t) + w(t)$, где $w(t)$ – белый шум с СПМ = N_0

Запишем СБ в дискретном времени:

$$r(t) \rightarrow \bar{r} = \{r([n-1]Ts)\}_{n=1}^N$$

$$w_n = \frac{1}{Ts} \int_{t_n-Ts}^{t_n} w(t) dt \rightarrow CN(0, Pw = \frac{N_0}{Ts})$$

Для $r[n]$ функция правдоподобия определяется выражением:

$$\Lambda(\bar{r} |_{\rho, \varphi, \theta}) = \prod_{n=1}^N \frac{1}{\pi P_w} \exp \left\{ -\frac{1}{P_w} |r_n - e_n|^2 \right\} = \frac{1}{\pi^N P_w^N} \exp \left\{ -\frac{1}{P_w} \sum_{n=1}^N |r_n - e_n|^2 \right\}$$

$$\ln(f) = \text{const} - \frac{1}{P_w} \sum_{n=1}^N |r_n - e_n|^2 \rightarrow \ln(f) = \text{const} - \frac{1}{N_0} \int_0^{T_m} |r(t) - e_b(t)|^2 dt$$

$$= \text{const} - \frac{1}{N_0} \int_0^{T_m} \left[|r(t)|^2 - 2 \operatorname{Re}(r^*(t)e_b(t)) + |e_b(t)|^2 \right] dt =$$

$$= \text{const} - \frac{1}{N_0} \int_0^{T_m} \left[-2 \operatorname{Re}(r^*(t)e_b(t)) + |e_b(t)|^2 \right] dt =$$

$$= \text{const} + \frac{1}{N_0} \int_0^{T_m} \left[2\rho \operatorname{Re} \left(r^*(t) \exp \left(j \left(\varphi + \theta \sin^2 \frac{\Omega_m t}{2} \right) \right) \right) - \rho^2 \right] dt$$

Определим частные производные 1-го порядка от ФПП по неизвестным параметрам:

$$\frac{\partial}{\partial \rho} \ln(f) = \frac{2}{N_0} \int_0^{T_m} \left[\operatorname{Re} \left(r^*(t) \exp \left(j \left(\varphi + \theta \sin^2 \frac{\Omega_m t}{2} \right) \right) \right) - \rho \right] dt$$

$$\frac{\partial}{\partial \varphi} \ln(f) = \frac{2\rho}{N_0} \int_0^{T_m} \left[\operatorname{Re} \left(jr^*(t) \exp \left(j \left(\varphi + \theta \sin^2 \frac{\Omega_m t}{2} \right) \right) \right) \right] dt$$

$$\frac{\partial}{\partial \theta} \ln(f) = -\frac{2\rho}{N_0} \int_0^{T_m} \left[\operatorname{Re} \left(jr^*(t) \sin^2 \frac{\Omega_m t}{2} \exp \left(j \left(\varphi + \theta \sin^2 \frac{\Omega_m t}{2} \right) \right) \right) \right] dt$$

Определим частные производные 2-го порядка от ФПП по неизвестным параметрам:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2}{\partial \rho^2} \ln(f) &= -\frac{2}{N_0} \int_0^{T_m} dt = -\frac{2T_m}{N_0} \\ \frac{\partial^2}{\partial \rho \partial \varphi} \ln(f) &= \frac{2}{N_0} \int_0^{T_m} \left[\operatorname{Re} \left(jr^*(t) \exp \left(j \left(\varphi + \theta \sin^2 \frac{\Omega_m t}{2} \right) \right) \right) \right] dt \\ \frac{\partial^2}{\partial \rho \partial \theta} \ln(f) &= \frac{2}{N_0} \int_0^{T_m} \left[\operatorname{Re} \left(-jr^*(t) \exp \left(j \left(\varphi + \theta \sin^2 \frac{\Omega_m t}{2} \right) \right) \right) \right] \sin^2 \frac{\Omega_m t}{2} dt \\ \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} \ln(f) &= -\frac{2\rho}{N_0} \int_0^{T_m} \left[\operatorname{Re} \left(r^*(t) \exp \left(j \left(\varphi + \theta \sin^2 \frac{\Omega_m t}{2} \right) \right) \right) \right] dt \\ \frac{\partial^2}{\partial \varphi \partial \theta} \ln(f) &= \frac{2\rho}{N_0} \int_0^{T_m} \left[\operatorname{Re} \left(r^*(t) \exp \left(j \left(\varphi + \theta \sin^2 \frac{\Omega_m t}{2} \right) \right) \right) \right] \sin^2 \frac{\Omega_m t}{2} dt \\ \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} \ln(f) &= -\frac{2\rho}{N_0} \int_0^{T_m} \left[\operatorname{Re} \left(r^*(t) \exp \left(j \left(\varphi + \theta \sin^2 \frac{\Omega_m t}{2} \right) \right) \right) \right] \sin^4 \frac{\Omega_m t}{2} dt \end{aligned}$$

Так как $r(t) = e_b(t) + w(t)$, то после усреднения по шумам выражения для производных будут иметь вид:

$$\begin{aligned} \left\langle \frac{\partial^2}{\partial \rho^2} \ln(f) \right\rangle &= -\frac{2}{N_0} \int_0^{T_m} dt = -\frac{2T_m}{N_0} \\ \left\langle \frac{\partial^2}{\partial \rho \partial \varphi} \ln(f) \right\rangle &= \frac{2}{N_0} \int_0^{T_m} [\operatorname{Re}(j\rho)] dt = 0 \\ \left\langle \frac{\partial^2}{\partial \rho \partial \theta} \ln(f) \right\rangle &= \frac{2}{N_0} \int_0^{T_m} [\operatorname{Re}(-j\rho)] \sin^2 \frac{\Omega_m t}{2} dt = 0 \\ \left\langle \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} \ln(f) \right\rangle &= -\frac{2\rho}{N_0} \int_0^{T_m} [\operatorname{Re}(\rho)] dt = -\frac{2\rho^2 T_m}{N_0} = -2q^2 \\ \left\langle \frac{\partial^2}{\partial \varphi \partial \theta} \ln(f) \right\rangle &= -\frac{2\rho}{N_0} \int_0^{T_m} [\operatorname{Re}(\rho)] \sin^2 \frac{\Omega_m t}{2} dt = -\frac{2\rho^2 T_m}{N_0} = -q^2 \\ \left\langle \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} \ln(f) \right\rangle &= -\frac{2\rho}{N_0} \int_0^{T_m} [\operatorname{Re}(\rho)] \sin^4 \frac{\Omega_m t}{2} dt = -\frac{2\rho^2 T_m}{N_0} = -\frac{3}{4} q^2 \end{aligned}$$

В соответствии с полученными выражениями для вторых производных запишем прямую и обратную информационную матрицу Фишера:

$$F = \begin{pmatrix} \frac{2T_m}{N_0} & 0 & 0 \\ 0 & 2q^2 & q^2 \\ 0 & q^2 & \frac{3}{4}q^2 \end{pmatrix} \Rightarrow F^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{N_0}{2T_m} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2q^2} & -\frac{2}{q^2} \\ 0 & -\frac{2}{q^2} & \frac{4}{q^2} \end{pmatrix},$$

Следовательно, границы Крамера-Рао для дисперсий неизвестных параметров равны:

$$\begin{aligned}\sigma_{\rho}^2 &= \frac{N_0}{2T_m} = \rho^2 \frac{N_0}{2\rho^2 T_m} = \frac{\rho^2}{2q^2} \\ \sigma_{\varphi}^2 &= \frac{3}{2q^2} \\ \sigma_{\theta}^2 &= \frac{4}{q^2}\end{aligned},$$

где $q^2 = \frac{\rho^2 T_m}{N_0}$ – отношение сигнал/шум.

Таким образом, нижняя граница Крамера-Рао для дисперсии оценки высоты равна:

$$\sigma_{ГЧМ}^2 = \left(\frac{c}{2\Delta\Omega} \right)^2 \sigma_{\theta}^2 = \left(\frac{c}{2\Delta\Omega} \right)^2 \frac{4}{q^2} = \left(\frac{c}{q\Delta\Omega} \right)^2.$$

В терминах СКО это выражение можно записать так:

$$\sigma_{ГЧМ} = \frac{c}{q\Delta\Omega} \quad (37)$$

На рисунках 51 и 52 представлены абсолютное значение смещения оценки и СКО, полученные на основании компьютерного моделирования для гармонического закона частотной модуляции. На плоскость диаграммы, рисунок 52, также нанесена граница Крамера-Рао, полученная в соответствии с выражением (37).

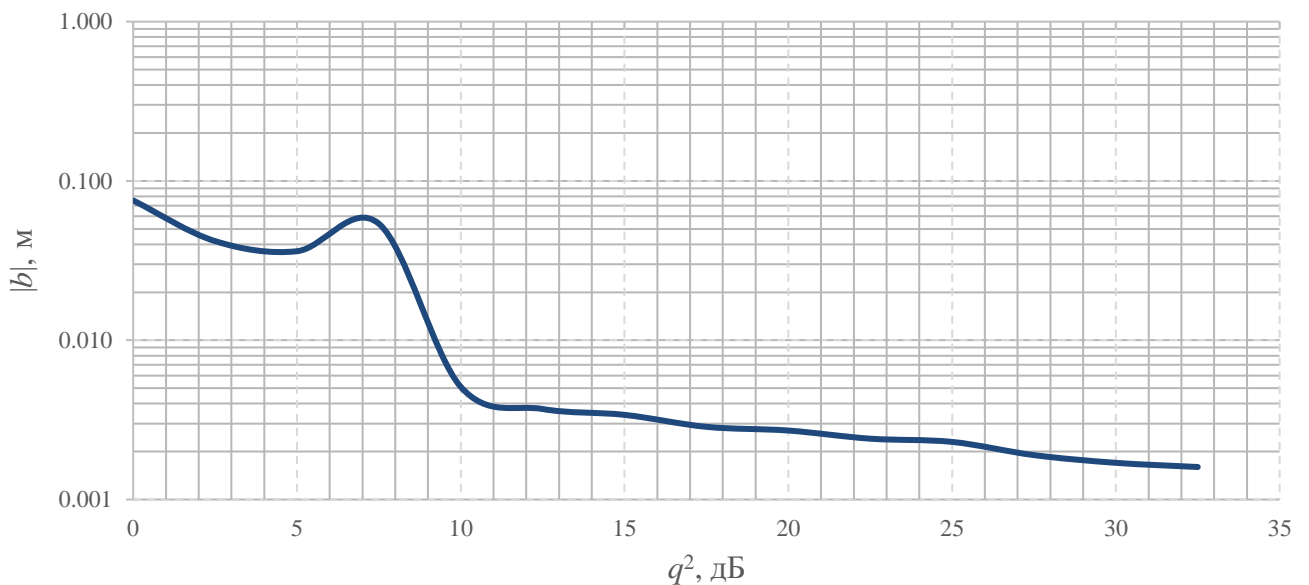


Рисунок 51 – Зависимость абсолютного значения смещения оценки от отношения сигнал/шум при ГЧМ

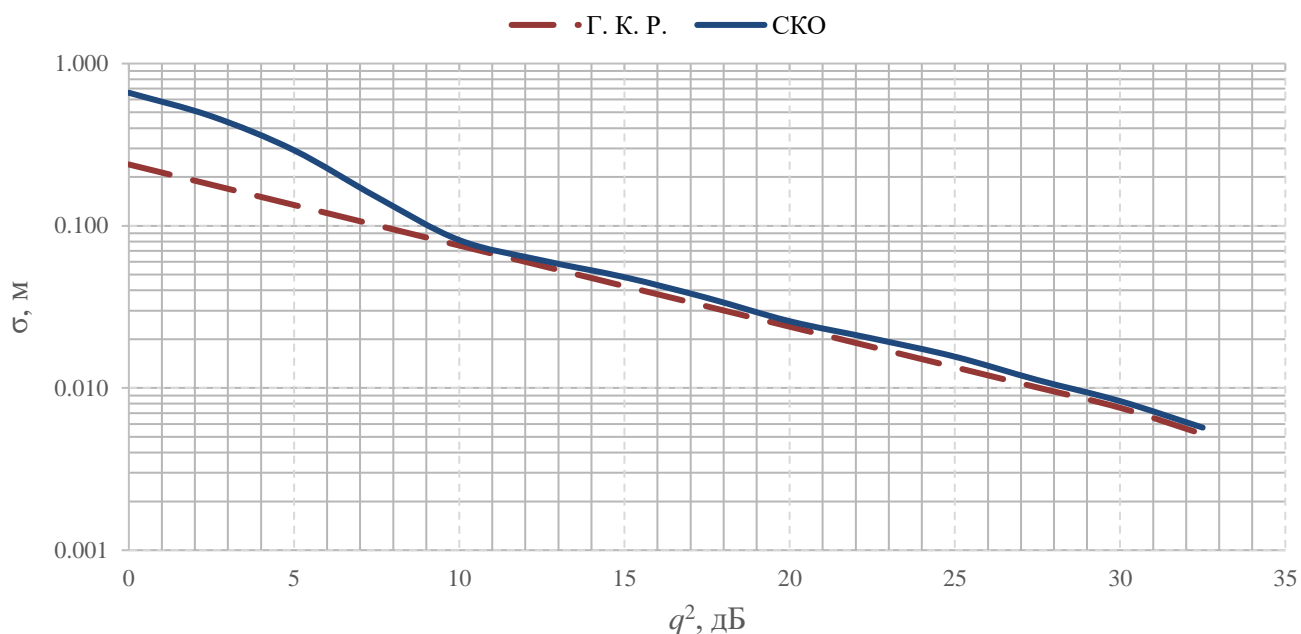


Рисунок 52 – Зависимость СКО оценки от отношения сигнал/шум при ГЧМ

Графики на рисунках 51, 52 показывают, что по оценкам параметров смещения и СКО измерительный контур ФАПЧ при использовании ГЧМ сохраняет свою устойчивость до величины ОСШ менее 10 дБ. Это более чем на 5 дБ лучше, чем при использовании СЛЧМ и НСЛЧМ.

СКО оценок ложится на ГКР, при ОСШ > 10 дБ, а эффективность оценивания в этой области, определенная как отношение величины ГКР к величине СКО при $q^2 = 30$ дБ, составляет 0,9, что на 12,5 % превосходит СЛЧМ и на 25 % превосходит НСЛЧМ.

Уравнения (35), (36) и (37) можно записать в общем виде следующим образом:

$$\sigma_H = \gamma \frac{c}{q\Delta\Omega},$$

где γ – постоянный множитель, который зависит от вида частотной модуляции. Для СЛЧМ, НСЛЧМ и ГЧМ эта постоянная соответственно равна: $\gamma_{\text{СЛЧМ}} = \gamma_{\text{НСЛЧМ}} = \sqrt{3/2} \approx 1.22$, для ГЧМ – $\gamma_{\text{ГЧМ}} = 1$.

Из этого можно заключить, что используемый закон частотной модуляции для РВ с измерительным контуром ФАПЧ оказывает ощутимое влияние на точность оценки высоты. Моделирование подтверждает, что наилучшими характеристиками точности оценивания высоты на фоне шумов обладает РВ, использующий гармоническую частотную модуляцию. Полученное значение эффективности такого измерителя относительно нижней границы Крамера-Рао равно 0,9, при этом и сама величина ГКР для гармонической частотной модуляции на 22% ниже, по сравнению с ГКР, построенной для сигналов с СЧМ и НСЛЧМ.

4.1.2 Влияние типа частотной модуляции на точность оценки высоты над шероховатой поверхностью

Чтобы получить более полное представление о степени влияния закона частотной модуляции на точность измерительного контура ФАПЧ, необходимо провести исследование его работы с учетом шероховатости отражающей поверхности [113, 114].

Такое исследование возможно провести методом компьютерного моделирования с использованием либо цилиндрической модели отражающей шероховатой поверхности, параграф 4.1, либо модели со стационарными точками, параграф 4.2.

Для данного эксперимента выбраны следующие сценарные условия: высота РВ $H = 75$ м; скорость движения носителя РВ $V = 0$ м/с; ОСШ $q^2 = 20$ дБ; радиус корреляции высот шероховатостей поверхности $L = 5$ м.

Эксперимент организуем таким образом, что для каждого вида частотной модуляции при фиксированной величине ОСШ сняты зависимости смещения оценки высоты b_H и СКО оценки σ_H в зависимости от СКО высот шероховатостей p .

Результаты моделирования представлены на рисунках 5 и 5.

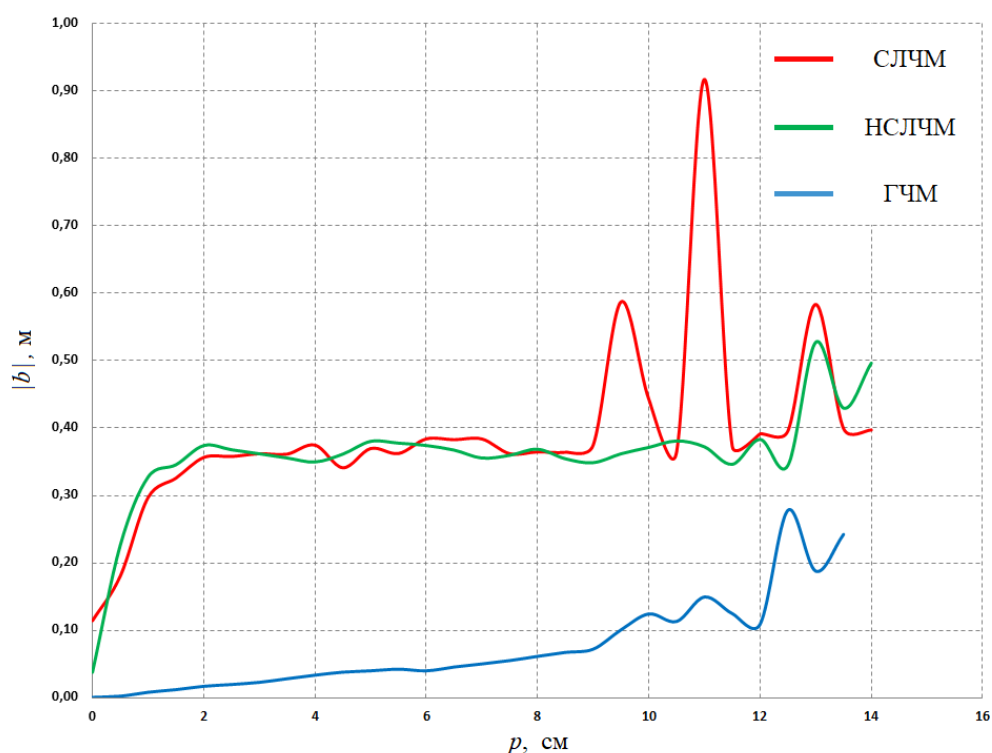


Рисунок 53 – Зависимость смещения оценки от СКО высот шероховатости

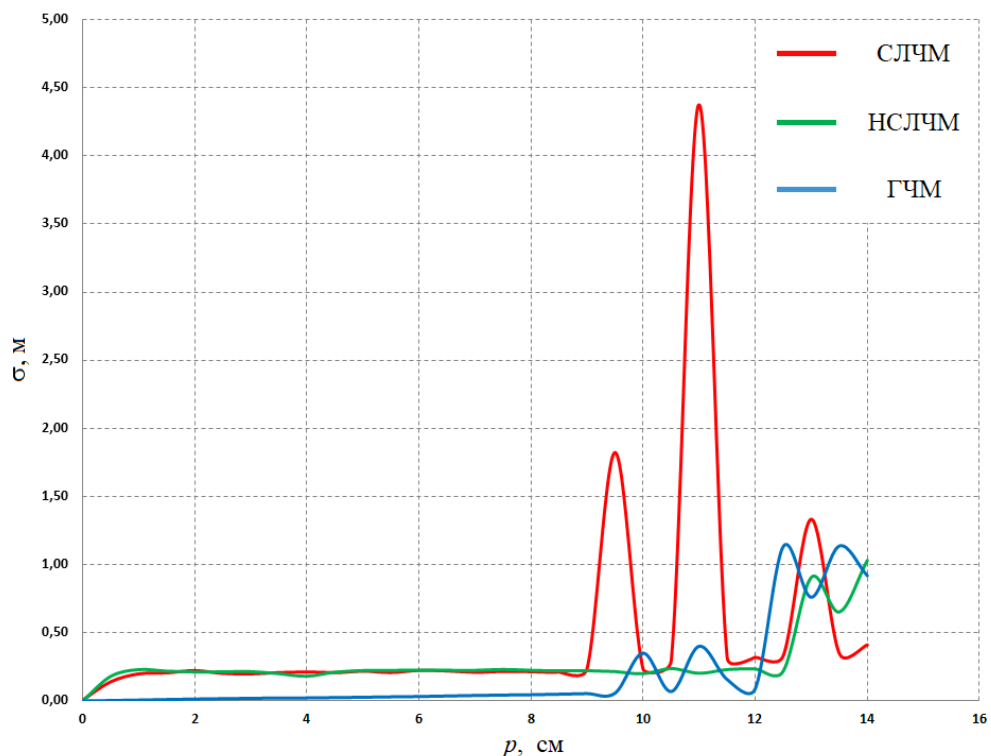


Рисунок 54 – Зависимость СКО оценки от СКО высот шероховатости

Всплески на графиках, которые появляются при больших значениях шероховатости, обусловлены глубоким замиранием полезного сигнала вследствие сложения противофазных откликов от большого количества отражающих точек. Однако при движении носителя РВ это явление носит кратковременный характер и может быть легко устранено при помощи фильтрации. Из представленных диаграмм следует, что наилучшие результаты показал гармонический закон ЧМ зондирующего сигнала. Причина этого очевидна: при данном законе СБ обладает более широким спектром.

Проведенные исследования показывают степень влияния типа частотной модуляции зондирующего сигнала на точность РВ с измерительным контуром ФАПЧ.

В условиях, когда отражение происходит от абсолютно гладкой поверхности, и на оценку высоты влияют только внутренние шумы приемника, использование зондирующего сигнала с ГЧМ обеспечивает на 22 % меньше СКО, а смещение оценки меньше на порядок в сравнении с линейными законами ЧМ.

В условиях отражения от протяженной шероховатой поверхности использование ГЧМ также обнаруживает лучшую точность. На интервале СКО высот шероховатости от 0 до 2λ абсолютная величина смещения оценки при ГЧМ более чем в 3 раза меньше по сравнению со смещением при СЛЧМ и НСЛЧМ, для которых величина $|b|$ примерно одинакова. Величина СКО

ошибок оценки при ГЧМ на заданном интервале СКО шероховатости в среднем в 4 раза ниже, чем для линейных законов ЧМ.

Полученные результаты связаны с тем, что зоны обращения фазы СБ носят более плавный характер, что помогает контуру фазовой автоподстройки более точно выдерживать равенство фазы оцениваемого и опорного сигналов. В условиях отражения от протяженной шероховатой поверхности, порождающего расширение спектра СБ, использование ГЧМ выгоднее за счет того, что такой сигнал оценивается не в узкой полосе, по одиночному максимальному пику спектра, который редко когда соответствует истинной высоте, а оценивается в широкой полосе, когда более полно учитывается структура сигнала.

4.2 Выбор петлевого сглаживающего фильтра для измерительного контура ФАПЧ

Ключевым звеном любой современной системы ФАПЧ является петлевой сглаживающий фильтр (ПСФ). От его характеристик зависят динамические и точностные свойства всего следящего контура. Работая в составе измерительного контура ФАПЧ РВ, свойства этого фильтра оказывают непосредственное влияние на точность оценки высоты [8].

В данной работе рассмотрены несколько типов линейных фильтров, которые могут быть использованы в качестве ПСФ: стационарные фильтры с астатизмом первого и второго порядка, фильтр Калмана.

Настоящий параграф посвящен изучению влияния различных видов ПСФ на точность и динамические свойства радиовысотомера с измерительным контуром ФАПЧ.

4.2.1 Стационарные линейные фильтры

Структурная схема РВ со стационарным фильтром в измерительном контуре ФАПЧ представлена на рисунке 19, параграф 2.3.1 [29 – 31].

Цифровым ПСФ на схеме является блок $K(z)$, на вход которого поступают дискретные отсчеты разности фаз $\Delta\Phi[n]$ с периодом равным периоду модуляции T_m . На выходе ПСФ формируется оценка высоты H , которая после масштабного преобразования с коэффициентом $1/\mu$, используется для получения сигнала автоподстройки ГОС $dt_0[n]$. В установившемся режиме сигнал $dt_0[n]$ соответствует времени задержки принимаемого сигнала на текущем периоде модуляции.

В качестве аналоговых прототипов цифрового ПСФ выбраны стационарные линейные фильтры с астатизмом 1-го и 2-го порядков, коэффициенты передачи (КП) которых соответственно равны

$$K(s) = \frac{k_{\text{ПСФ}}}{s(T_{\text{ПСФ}}s + 1)}, \quad (38)$$

$$K(s) = \frac{k_{\text{ПСФ}}(T_{\text{ПСФ}}s + 1)}{s^2}, \quad (39)$$

где $k_{\text{ПСФ}}$ – статический коэффициент усиления контура ФАПЧ, $T_{\text{ПСФ}}$ – постоянная времени фильтра. Параметры $k_{\text{ПСФ}}$ и $T_{\text{ПСФ}}$ можно определить путем линеаризации полученного контура, задавая граничную частоту полосы пропускания и величину перерегулирования.

Замкнутая система ФАПЧ при использовании фильтров с КП (38) и (39) эквивалентна колебательному звену следующего вида [72]:

$$W(s) = \frac{\Omega_0^2}{s^2 + 2\xi\Omega_0s + \Omega_0^2},$$

где Ω_0 – граничная частота полосы пропускания и ξ – коэффициент демпфирования, который может быть вычислен, если известна величина перерегулирования Δ .

Задавая граничную частоту Ω_0 и перерегулирование Δ можно определить статический коэффициент усиления $k_{\text{ПСФ}}$ и постоянную времени $T_{\text{ПСФ}}$.

Синтез цифровых СФ выполнен в работе методом билинейного преобразования [74 – 77], в результате чего получены фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ) с коэффициентом передачи $K(z)$, соответствующим прототипам (38) и (39):

$$K[z] = \frac{a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}}{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}}.$$

Для стационарного линейного фильтра с астатизмом 1-го порядка коэффициенты a_i и b_j будут определяться выражениями:

$$a_0 = \frac{0.5k_{\text{ПСФ}}Tm}{1 + 2T_{\text{ПСФ}}/Tm}, \quad a_1 = \frac{k_{\text{ПСФ}}Tm}{1 + 2T_{\text{ПСФ}}/Tm}, \quad a_2 = \frac{0.5k_{\text{ПСФ}}Tm}{1 + 2T_{\text{ПСФ}}/Tm},$$

$$b_0 = 1, \quad b_1 = \frac{-4T_{\text{ПСФ}}}{1 + 2T_{\text{ПСФ}}/Tm}, \quad b_2 = \frac{1 - 2T_{\text{ПСФ}}/Tm}{1 + 2T_{\text{ПСФ}}/Tm};$$

где $k_{\text{ПСФ}} = \frac{\Omega_0}{2\xi}$, $T_{\text{ПСФ}} = \frac{1}{2\xi\Omega_0}$.

Для стационарного линейного фильтра с астатизмом 2-го порядка коэффициенты a_i и b_j будут определяться выражениями:

$$a_0 = 0.25k_{\text{ПСФ}}Tm^2(1 + 2\frac{T_{\text{ПСФ}}}{Tm}), \quad a_1 = 0.5k_{\text{ПСФ}}Tm^2, \quad a_2 = 0.25k_{\text{ПСФ}}Tm^2(1 - 2\frac{T_{\text{ПСФ}}}{Tm}),$$

$$b_0 = 1, \quad b_1 = 2, \quad b_2 = 1;$$

где $k_{\text{ПСФ}} = \Omega_0^2$, $T_{\text{ПСФ}} = \frac{2\xi}{\Omega_0}$.

4.2.2 Фильтр Калмана в качестве ПСФ

Данный тип фильтра находит широкое применение в задачах оценивания и автоматического слежения [116 – 122]. Известно использование фильтра Калмана в системах ФАПЧ (см., например, [25, 68]). Использование калмановской фильтрации также известно применительно к радиовысотомерам непрерывного излучения [123], в силу чего вполне закономерным выглядит синтез и исследование такого фильтра в измерительном контуре ФАПЧ.

Структурная схема измерительного контура ФАПЧ с петлевым фильтром Калмана представлена на рисунке 55. Сигнал $e_b(t)$ в этой схеме формируется аналогично схеме на рисунке 1. Блоки выделенные пунктирной линией идентичны блокам измерительного контура ФАПЧ с линейным стационарным фильтром.

Оценка высоты H формируется масштабирующим усилителем с коэффициентом передачи μ из сигнала автоподстройки dt_0 . Сигнал dt_0 в установившемся режиме всегда стремится к величине пропорциональной времени запаздывания принимаемых отраженных от поверхности колебаний.

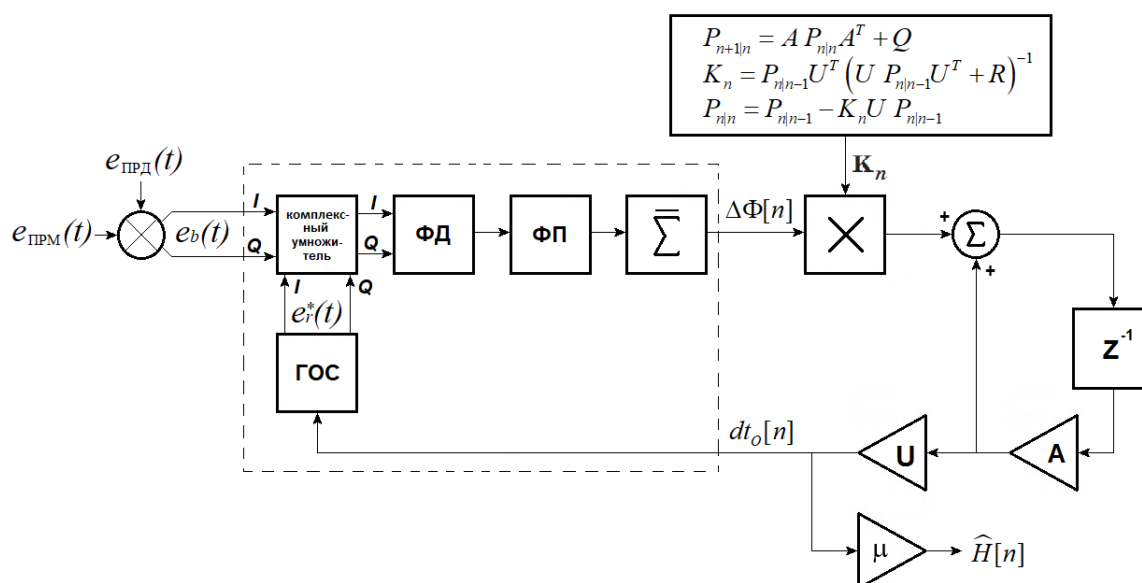


Рисунок 55 – Измерительный контур ФАПЧ с петлевым фильтром Калмана

Уравнения фильтра Калмана имеют вид [73]:

$$\begin{aligned}x_{n|n-1} &= A x_{n-1|n-1}, \\x_{n|n} &= x_{n|n-1} + K_n (y_n - U x_{n|n-1}), \\P_{n|n-1} &= A P_{n-1|n-1} A^T + Q, \\K_n &= P_{n|n-1} U^T (U P_{n|n-1} U^T + R)^{-1}, \\P_{n|n} &= P_{n|n-1} - K_n U P_{n|n-1},\end{aligned}$$

где вектор состояния:

$$x_{n|n} = \begin{pmatrix} H_n \\ \dot{H}_n \end{pmatrix},$$

H_n, \dot{H}_n – оценки текущей высоты и вертикальной скорости РВ; $x_{n|n-1}$ – экстраполированный вектор состояния; y_n – измерение высоты; A – матрица перехода

$$A = \begin{pmatrix} 1 & T_m \\ 0 & 1 \end{pmatrix};$$

$U = [1 \ 0]$ – матрица наблюдений; K_n – матрица коэффициентов усиления фильтра; $P_{n|n}, P_{n|n-1}$ – корреляционная и экстраполированная матрицы ошибок оценки, Q, R – корреляционные матрицы формирующего шума и шума наблюдений:

$$Q = \begin{pmatrix} T_m^2/3 & T_m/2 \\ T_m/2 & 1 \end{pmatrix} \sigma_a^2 + \begin{pmatrix} \sigma_H^2 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad R = \left(\frac{c}{4\pi \Delta F} \right)^2 \frac{1}{q^2}, \quad (40)$$

где σ_H^2 – дисперсия высот шероховатости поверхности, σ_a^2 – дисперсии вертикального ускорения носителя РВ, которые вызваны влиянием условий полета РВ, q^2 – отношение сигнал/шум. При записи корреляционной матрицы формирующего шума Q была взята модель движения с ускорением типа белый шум [117 – 119]. Спектральная плотность формирующего шума равна σ_a^2/T_m . Уравнение (40) для дисперсии шумов наблюдения R учитывает, что дисперсия измерения разности фаз в $\Phi И$ обратно пропорциональна отношению сигнал/шум q^2 .

4.2.3 Моделирование измерительного контура ФАПЧ с разными типами ПСФ

Работа измерительного контура ФАПЧ с разными типами ПСФ и иллюстрируется переходными процессами, рисунок 56. При моделировании контура ФАПЧ для данного исследования были выбраны следующие сценарные параметры: $H = 75 \text{ м}$, $T_m = 1 \text{ мс}$, $\Delta F = 200 \text{ МГц}$, $\Omega_0 = 2\pi \times 10 \text{ рад/с}$, $\Delta = 0,3$, $\sigma_a^2 = 0,1 \text{ м/с}^2$, $\sigma_H^2 = 0,1 \text{ м}$, $q^2 > 30 \text{ дБ}$.

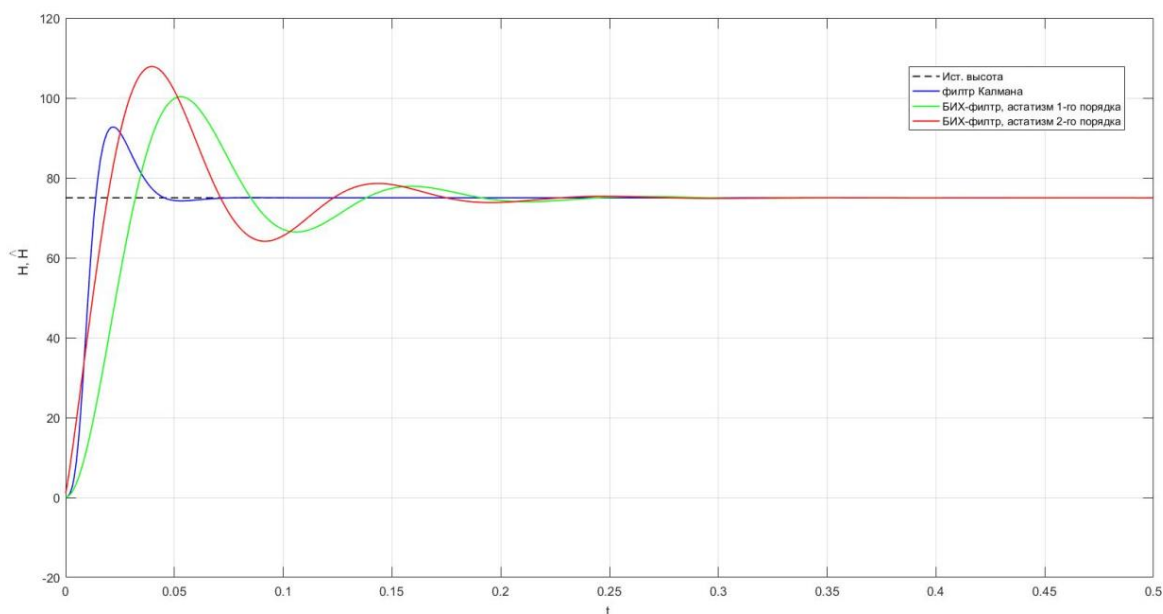


Рисунок 56 – Переходный процесс на выходе измерителя высоты с разными типами ПСФ

Из рисунка 56 можно видеть, что в установившемся режиме оценка H , полученная измерительным контуром, во всех случаях устойчиво сходится к заданному значению высоты РВ. Статическая ошибка в установившемся режиме отсутствует. Для определения скорости получения оценки измерительным контуром с разными типами ПСФ, определим время переходного процесса t_{III} , как время его вхождения в коридор допуска на отклонение от истинного значения $\pm 0,5 \text{ м}$, что соответствует среднему уровню точности РВ малых высот, таблица 1.

Медленнее всего затухает переходный процесс в контуре со стационарным фильтром и астатизмом 1-го порядка. Величина перерегулирования составляет 32 м , $t_{III} = 0,27 \text{ с}$. Стационарный ПСФ с астатизмом 2-го порядка обеспечивает перерегулирование 25 м и $t_{III} = 0,25 \text{ с}$. Измерительный контур с фильтром Калмана работает с величиной перерегулирования в 18 м и выдает оценку высоты через $t_{III} = 0,09 \text{ с}$, что почти в 3 раза быстрее по сравнению измерительным контуром, использующим стационарные фильтры.

4.2.4 Качество работы измерительного контура ФАПЧ с разными типами ПСФ

Качество работы любой системы автоматического регулирования, в том числе и следящей системы измерительного контура ФАПЧ, определяется величиной ошибки, представляющей собой разность между истинным значением и оценкой измеряемого параметра [72].

Известно, что ошибка оценивания представляет собой композицию их систематической и флуктуационной компонент. Систематическая составляющая ошибки в свою очередь тоже может подразделяться на несколько компонент, наиболее важной из которых для данного исследования является динамическая ошибка. Величина динамической ошибки в наибольшей степени зависит от параметров ПСФ.

Флуктуационная составляющая ошибки также в значительной степени зависит от свойств ПСФ. Причем, чтобы уменьшить флуктуационную ошибку, необходимо придать ПСФ лучшие сглаживающие свойства, что неизбежно приводит к уменьшению быстродействия измерительной системы и, как следствие, к росту динамической ошибки. Таким образом появляется задача построения такого ПСФ, который обеспечивал бы некоторый оптимум по сумме этих двух компонент.

Чтобы получить количественную оценку динамических свойств измерительного контура ФАПЧ, как замкнутой системы, в теории автоматического регулирования принято подвергать систему воздействию гармонического входного сигнала с заданными свойствами [72]. В этой связи рассмотрим работу измерительного контура ФАПЧ в условиях, когда измеряемая высота непрерывно изменяется по гармоническому закону:

$$H(t) = H_0 + A_s \cdot \cos \left[\frac{2\pi V_0 t}{P_s} \right], \quad (41)$$

где A_s и P_s – амплитуда и период шероховатостей поверхности; V_0 – скорость носителя; H_0 – средняя высота. В первом приближении такое изменение высоты полета возможно при полете носителя над морской поверхностью, рисунок 57.

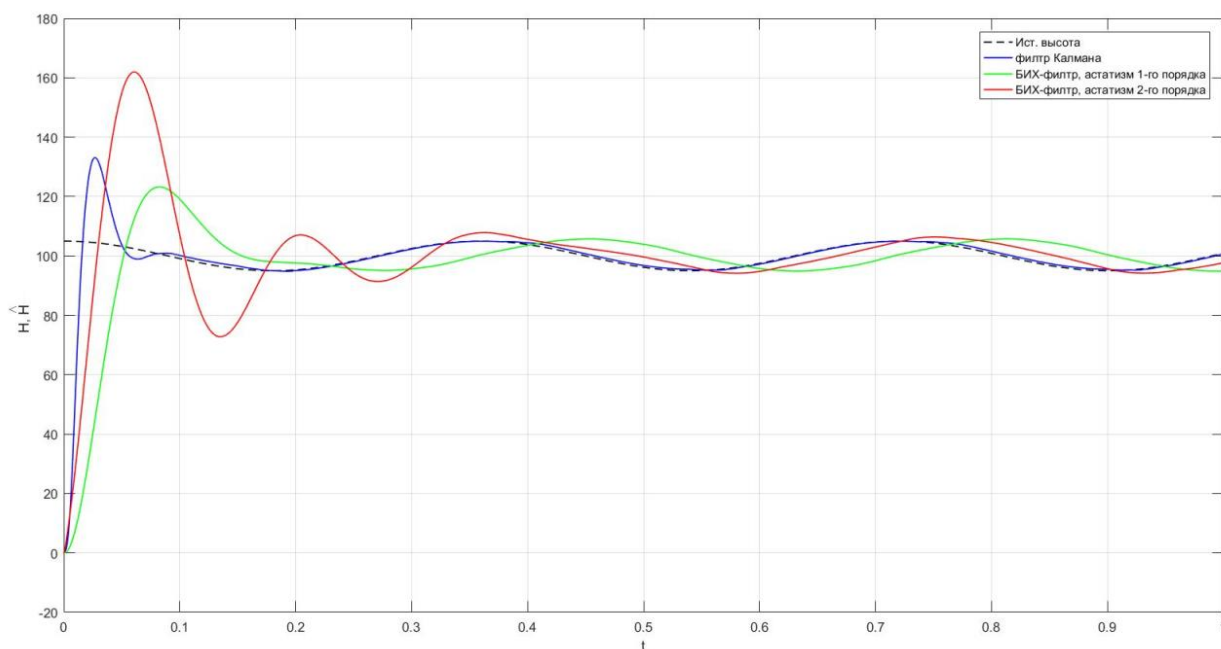


Рисунок 57 – Оценка высоты РВ при полете над гармонической шероховатой поверхностью

Так как процессы $H(t)$ и $\hat{H}(t)$ гармонические и сдвинутые по фазе на постоянную величину времени динамического запаздывания $\tau_{дин}$, то мгновенное значение динамической ошибки $\delta_{дин}$ тоже изменяется по гармоническому закону. Чтобы дать интегральную оценку динамической ошибки, определим ее, как амплитуду этого гармонического процесса:

$$\delta_{дин} = \max |H(t) - \hat{H}(t)|.$$

При моделировании гармонического изменения высоты, в соответствии с выражением (41), были заданы следующие сценарные параметры: скорость носителя $V = 100$ км/ч, средняя высота $H_0 = 100$ м, период шероховатости $P_s = 10$ м, амплитуда – $A_s = 5$ м.

Величина динамической ошибки в измерительном контуре ФАПЧ при этом составила:

– $\delta_{дин} = 2,67$ м, $\tau_{дин} = 0,023$ с для фильтра с астатизмом 1-го порядка;

– $\delta_{дин} = 1,39$ м, $\tau_{дин} = 0,010$ с для фильтра с астатизмом 2-го порядка;

– $\delta_{дин} = 0,86$ м, $\tau_{дин} = 0,005$ с для фильтра Калмана.

Флуктуационная ошибка оценки высоты при приёме сигнала на фоне шумов определена в работе путем статистической обработки выборки результатов измерений, полученной в зависимости от ОСШ, q^2 . В результате моделирования получены соответствующие зависимости для смещения оценки $|b|$ и СКО σ , рисунок 58, 59.

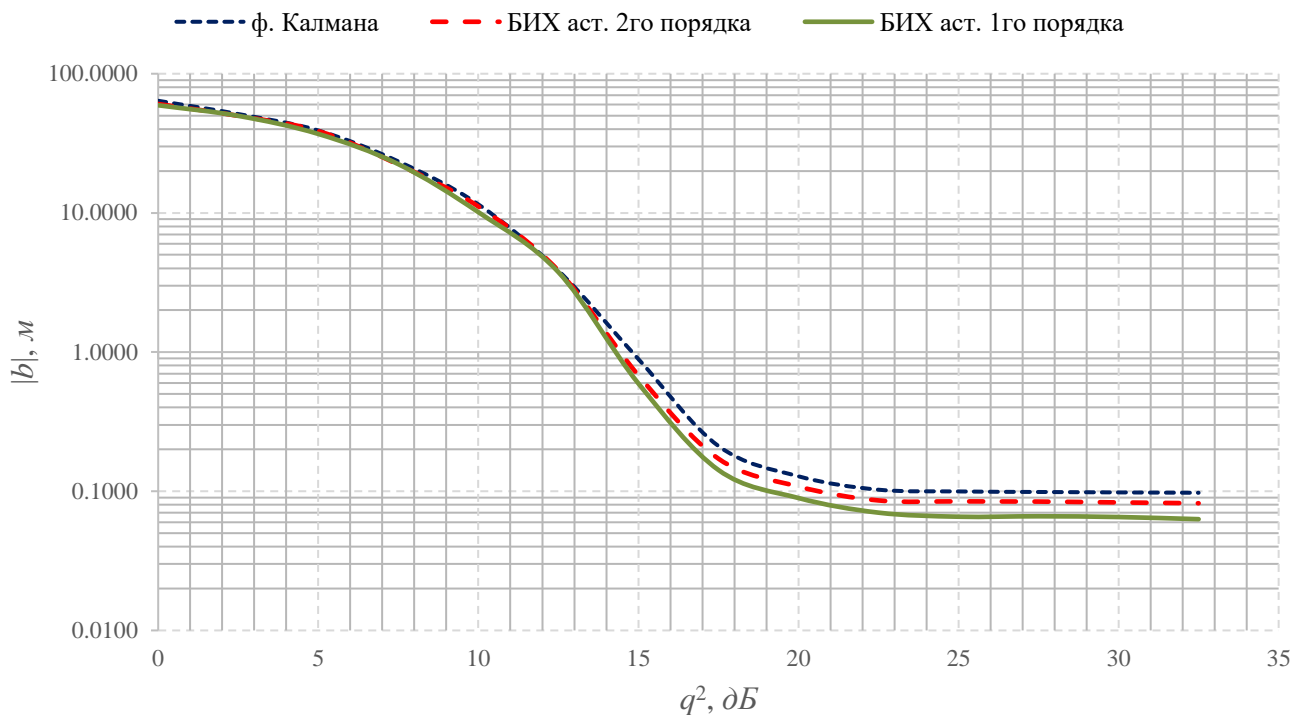


Рисунок 58 – Зависимость смещения оценки от величины ОСШ

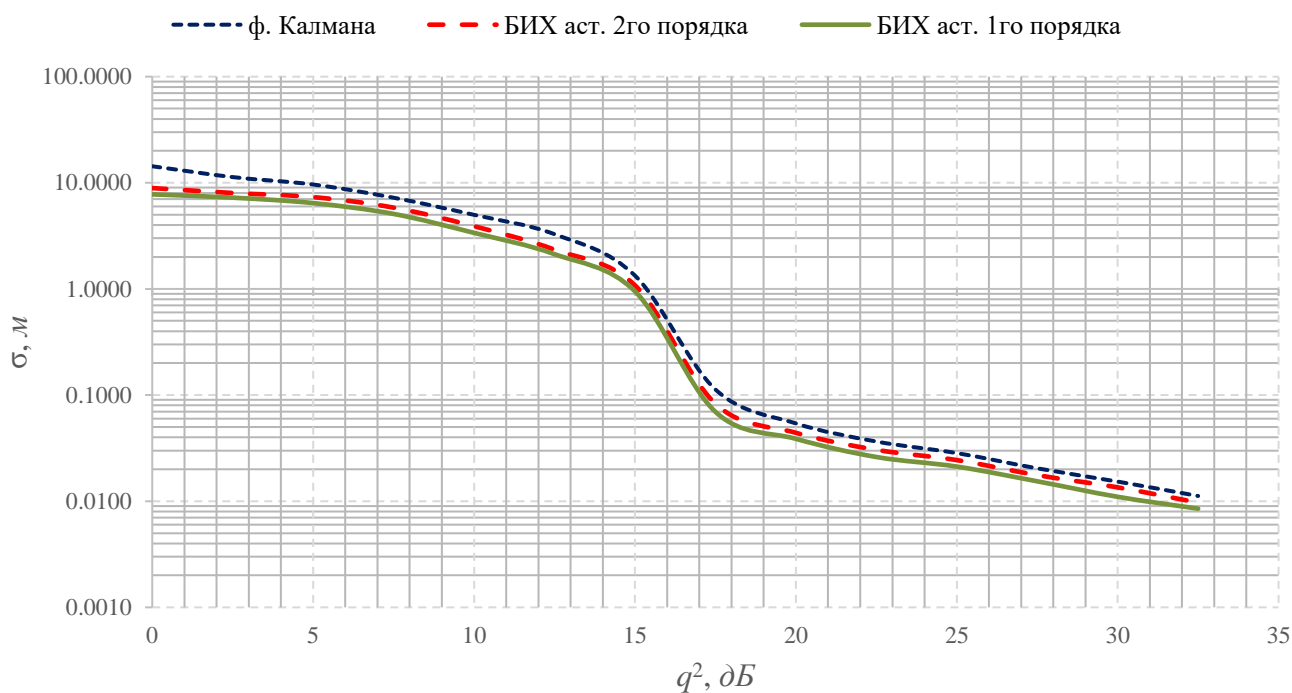


Рисунок 59 – Зависимость СКО оценки от величины ОСШ

Из графиков следует, что измерители высоты с различными сглаживающими фильтрами имеют близкие статистические характеристики флуктуационных ошибок. При величинах ОСШ более 23 дБ смещение оценки высоты становится менее 0,1 м и практически не изменяется. По

результатам моделирования, работа стационарного фильтра с астатизмом 1-го порядка в качестве ПСФ дает смещение в $0,066$ м; фильтра с астатизмом 2-го порядка – $0,085$ м; фильтра Калмана – $0,099$ м. Смещение в последнем случае на $0,033$ м больше, чем в случае использования фильтра с астатизмом 1-го порядка, тем не менее легко видеть, что речь идет о малых величинах, не имеющих решающего значения на практике.

СКО оценок, рисунок 59, при использовании разных ПСФ во всем диапазоне заданных величин ОСШ имеет в целом близкие значения. Для фильтра Калмана величина σ в среднем на 30 % больше, чем у стационарного фильтра с астатизмом 1-го порядка и на 15 % больше, чем у фильтра с астатизмом 2-го порядка. Однако на практике, когда ОСШ более 20 дБ, абсолютные значения СКО имеют малые величины, менее $0,04$ м, и показанная разница не играет решающего значения.

Проведенное исследование показало, что синтез петлевого фильтра в измерительном контуре ФАПЧ радиовысотомера непрерывного излучения в значительной степени влияет на точность оценки высоты. Наилучшим решением при выборе ПСФ для замкнутого контура слежения является фильтр Калмана, использование которого дает меньшую динамическую ошибку по сравнению со стационарными линейными фильтрами.

4.3 Выводы по четвертой главе

В данной главе диссертационной работы были исследованы возможные пути оптимизации предложенного в п. 2.3 измерительного контура ФАПЧ.

Проведен поиск формы закона частотной модуляции для зондирующего сигнала РВ, обеспечивающей улучшение точностных характеристик. В частности получены границы потенциальной точности для нескольких форм закона частотной модуляции и выполнено моделирование, чем показано, что применение ГЧМ обеспечивает на 22 % лучшую потенциальную точность, а при отражении сигнала с ГЧМ от протяженной шероховатой поверхности дает смещение оценки в 3 раза, а СКО в 4 раза меньше, чем с линейными формами закона модуляции.

Выполнена сравнительная оценка свойств измерительного контура ФАПЧ с несколькими типами ПСФ, в качестве которых выбраны стационарные фильтры с астатизмом 1-го и 2-го порядка и фильтр Калмана. Оценке подвергались динамические свойства измерительного контура в каждом случае, а также полученные ошибки оценок в условиях воздействия шумов измерения.

Динамические свойства измерителя оценены по времени вхождения переходного процесса в коридор допуска $\pm 0,5$ м, и по величине динамической ошибки. Переходный процесс в контуре

со стационарным ПСФ и астатизмом 1-го порядка имеет $t_{III} = 0,27$ с. Динамическая ошибка измерительного контура с таким фильтром составляет $\delta_{дин} = 2,67$ м, $\tau_{дин} = 0,023$ с. При использовании стационарного фильтра с астатизмом 2-го порядка в качестве ПСФ время вхождения переходного процесса, $t_{III} = 0,25$ с, $\delta_{дин} = 1,39$ м и $\tau_{дин} = 0,010$ с. Для фильтра Калмана эти величины составляют соответственно $t_{III} = 0,09$ с, $0,86$ м и $\tau_{дин} = 0,005$ с, из чего следует, что измерительный контур ФАПЧ с ПСФ Калмана работает в среднем 2 раза быстрее, чем с линейными ПСФ.

Сравнительный анализ флуктуационных ошибок измерительного контура ФАПЧ с рассматриваемыми видами ПСФ показал, что смещение и СКО оценок высоты при использовании фильтра Калмана в среднем на 30 % выше, чем при линейном ПСФ с астатизмом 1-го порядка и на 15 % выше, чем при линейном ПСФ с астатизмом 2-го порядка.

Ввиду того, что на практике величина ОСШ редко бывает меньше 20 дБ, а величины $|b|$ и σ при этом имеют порядок единиц сантиметров, разница между ними на практике становится пренебрежимо мала. Наиболее существенной для рассматриваемой измерительной системы представляется величина вносимой ПСФ динамической ошибки. По этому параметру использование ПСФ Калмана обеспечивает двухкратное увеличение быстродействия измерителя.

Следующая глава диссертационного исследования будет посвящена экспериментальной проверке полученных в ходе компьютерного моделирования и теоретического расчета результатов.

ГЛАВА 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РВ С ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМ КОНТУРОМ ФАПЧ

Данные, полученные в предыдущих главах настоящей работы на основании компьютерного моделирования РВ с измерительным контуром ФАПЧ, показывают, что предлагаемый метод обработки СБ обладает высокой эффективностью и потенциальной точностью. Важной особенностью измерительного контура ФАПЧ, в сравнении с другими видами следящих РВ, является его значительно меньшая чувствительность к расширению спектра СБ, вызванного шероховатостью подстилающей поверхности. Проведенные исследования привели к модификации структурной схемы измерительного контура, что повысило его устойчивость к шумам измерений, а благодаря использованию гармонического закона частотной модуляции точность оценок высоты удалось повысить на 15 % по сравнению с точностью, получаемой при линейных законах ЧМ.

Накопленный объем исследовательских данных, полученных в ходе математического моделирования, несомненно, требует экспериментального подтверждения не только с целью окончательной проверки теоретических расчетов, но и для выявления возможных эффектов, которые могли быть не учтены при моделировании.

Настоящая глава диссертационного исследования посвящена экспериментальной оценке точности и эффективности работы РВ с измерительным контуром ФАПЧ и состоит из двух частей.

В первой части рассматривается полунатурное моделирование РВ с измерительным контуром ФАПЧ при различных типах частотной модуляции излучаемого сигнала в лабораторных условиях. Для этого в ходе работы был разработан макет приемопередающей части РВ и построен испытательный стенд, который имитирует отражение радиосигнала от абсолютно гладкой поверхности.

Известны два практических способа симитировать в лабораторных условиях отражение радиосигнала: при помощи имитатора на основе коаксиальной линии задержки и при помощи электронного эмулятора радиообстановки [124, 125]. Первый способ прост в реализации, и обладает высокой точностью. На основе коаксиальной линии задержки выполнен, например, калибратор К-5 из комплекта КПА-034 [126], входящий в состав контрольно-проверочной аппаратуры авиационных радиовысотометров отечественного производства. К недостаткам следует отнести ограниченность применения, так как калибратор К-5 может имитировать только одну фиксированную высоту.

Использование электронных эмуляторов радиообстановки реального времени дает более широкие возможности для экспериментов. Пример структурной схемы такого устройства от европейской приборостроительной корпорации THALES представлен на рисунке 60.

Устройство работает следующим образом. Антенный вход приемника и выход передатчика испытываемого РВ подключаются к блоку смесителей (*Frequency Mixing*), где происходит гетеродинирование сигналов таким образом, чтобы согласовать с радиочастотным трактом РВ блок цифрового преобразования (*Data Converters*). Блок цифрового преобразования состоит из скоростного АЦП, преобразующего зондирующие сигналы, которые излучает РВ, и скоростного ЦАП, формирующего имитируемый отраженный сигнал. Блок цифрового преобразования связан с процессором цифровой обработки сигналов (*Digital Signal Processing*), который в соответствии с заложенными алгоритмами преобразует сигнал с АЦП в эквивалент отраженного сигнала при заданных высоте, уровне шумов и т. д. Данный подход открывает большие возможности для имитации радиообстановки при проведении экспериментов и тестировании РВ малых высот. Однако данное оборудование весьма дорого и доступ к нему ограничен.

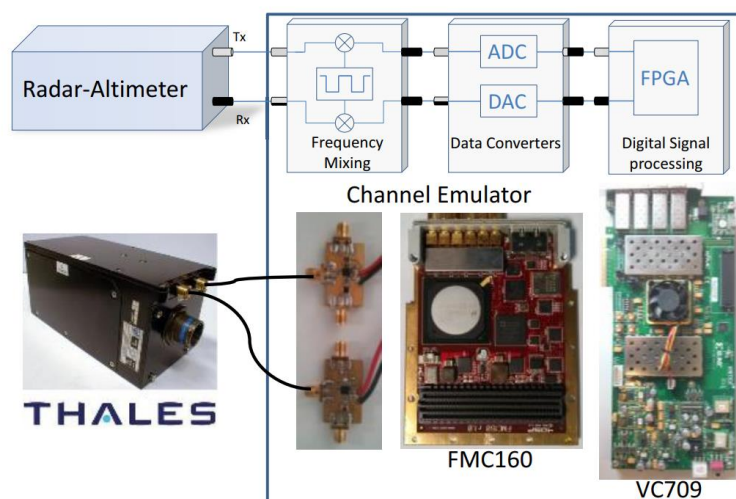


Рисунок 60 – Структурная схема электронного эмулятора радиообстановки для тестирования бортовых авиационных РВ

В рамках данной диссертационной работы принято достаточным использование имитатора на основе коаксиальной ЛЗ. При этом для получения нескольких значений высоты использованы два отрезка ЛЗ разной длины, включением которых в различных комбинациях можно получать несколько значений имитируемой высоты. Таким образом, отражение радиосигнала РВ имитируется путем подключения к приемопередатчику коаксиальной линии задержки, электрическая длина которой заранее определена с высокой точностью, формируя необходимое время τ .

Вторая часть главы посвящена натурным испытаниям макетного образца РВ с измерительным контуром ФАПЧ в условиях, когда имитируется отражение излучаемого сигнала от протяженной цели с неровной отражающей поверхностью. Чаще всего такие испытания

проводятся в рамках летного эксперимента на борту летающей лаборатории. Однако для достижения целей данного исследования условия эксперимента могут быть упрощены, а измерения выполнены относительно стационарной протяженной цели с шероховатой поверхностью. В качестве такой цели выбран фасад многоэтажного здания, расстояние до которого и оценивалось во время эксперимента.

5.1 Полунатурное моделирование

Практическая часть полунатурного моделирования выполнена на специальном стенде, организованном при поддержке лаборатории Санкт-Петербургского филиала компании Rohde&Schwarz. Структурная схема и внешний вид стенда представлены на рисунках 61 и 62 соответственно. Полученные экспериментальные данные были затем обработаны на математической модели измерительного контура ФАПЧ.

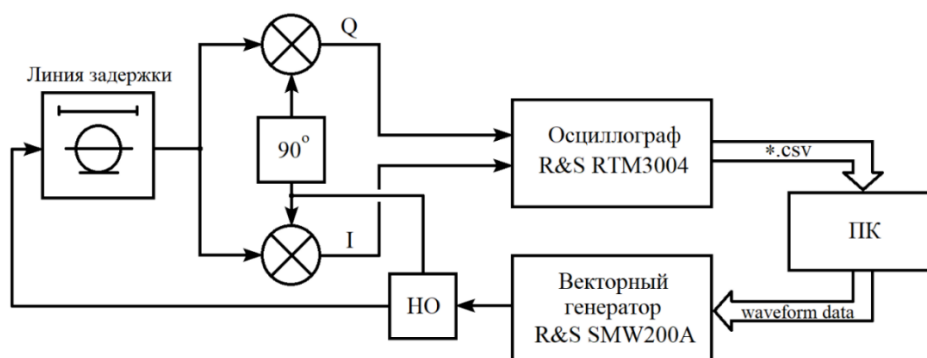


Рисунок 61 – Структурная схема испытательного лабораторного стенда

5.1.1 Практическая часть полунатурного моделирования

Стенд состоит из СВЧ приемника диапазона 5,6 ГГц, выполненного на двух смесителях и фазовращателе; передатчика, функцию которого выполнял векторный генератор R&S SMW200A; цифрового осциллографа R&S RTM3004 для оцифровки и записи полученного СБ; направленного ответвителя (НО). Роль устройства обработки сигналов выполнил персональный компьютер (ПК) с системой Matlab, где производилась обработка СБ по полученным на стенде записям.

В качестве имитатора канала распространения сигнала РВ использованы три линии задержки (ЛЗ), выполненные на коаксиальном кабеле РК50-4-22. Затухание и групповое время задержки ЛЗ были предварительно измерены векторным анализатором цепей R&S ZNB20 [127].

Используя величину группового времени задержки ЛЗ, не трудно определить физическую длину волновода ЛЗ:

$$L_{ЛЗ} = \frac{\tau_{ЛЗ} c}{\sqrt{\varepsilon}} \quad (42)$$

где $\tau_{ЛЗ}$ – групповое время задержки ЛЗ, ε – диэлектрическая постоянная кабеля РК50-4-22 [128]. В соответствии с выражением (42) определены длины используемых ЛЗ. Имитируемая высота определена как $H_{И} = 0.5\sqrt{\varepsilon}L_{ЛЗ}$. Результаты измерений представлены в таблице 5.

Таблица 5 – Параметры линии задержки

	Затухание, дБ	$\tau_{ЛЗ}$, нс	Погрешность измерения времени, δ_t , нс	ε	Физическая длина линии, L , м	Имитируемая высота, $H_{И}$, м	Погрешность измерения длины л. з., δ_L , м
ЛЗ №1	- 8,4	23,433	± 0,001	2,1	4.852	3.515 (H1)	± 0,0002
ЛЗ №2	- 25,7	82,898			17.163	12.435 (H2)	
ЛЗ №3	- 35,2	106,226			21,993	15.934 (H3)	

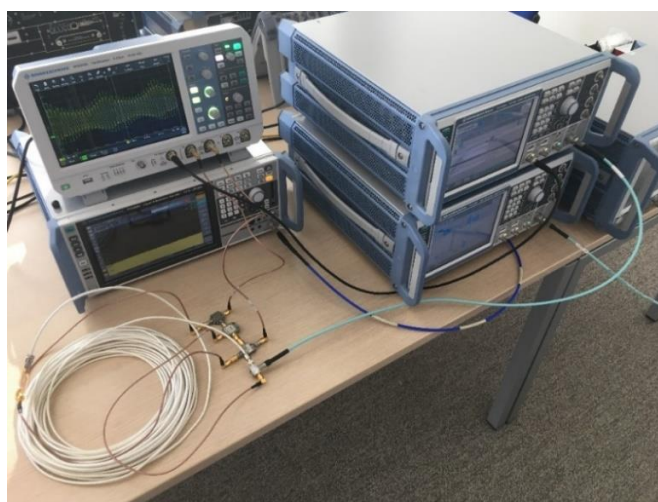


Рисунок 62 – Внешний вид стенда

Стенд работает следующим образом. Излучаемый радиосигнал на несущей частоте формируется векторным генератором SMW200A. Для каждого эксперимента в среде MATLAB предварительно создан файл данных (waveform data) излучаемого радиосигнала с соответствующим видом модуляции. Такой файл, загруженный в векторный генератор, затем воспроизводится им в виде реального излучения мощностью +10 дБм, с несущей частотной

$f_0 = 5600$ МГц, девиацией $\Delta f = 200$ МГц, периодом модуляции $T_m = 1$ мс. Контроль параметров излучения выполнен анализатором спектра реального времени R&S FSW3030. Часть мощности излучения, через НО с величиной переходного затухания минус 10 дБ, подается на гетеродинный вход смесителей СВЧ приемника и служит для получения на выходе приемника квадратур I и Q комплексного СБ.

Квадратуры СБ I и Q подаются на входы цифрового многоканального осциллографа R&S RTM3004, и для каждого эксперимента записываются в отдельный *.csv файл. Дальнейшая обработка производится с данными в этом файле. Пример такой записи, визуализированной в среде MATLAB, представлен на рисунке 63.

Записи СБ всей серии экспериментов обработаны в программном модуле, реализованном в среде MATLAB, в соответствии с алгоритмом работы РВ. Полученные оценки сопоставлены с определенным заранее значением имитируемой высоты.

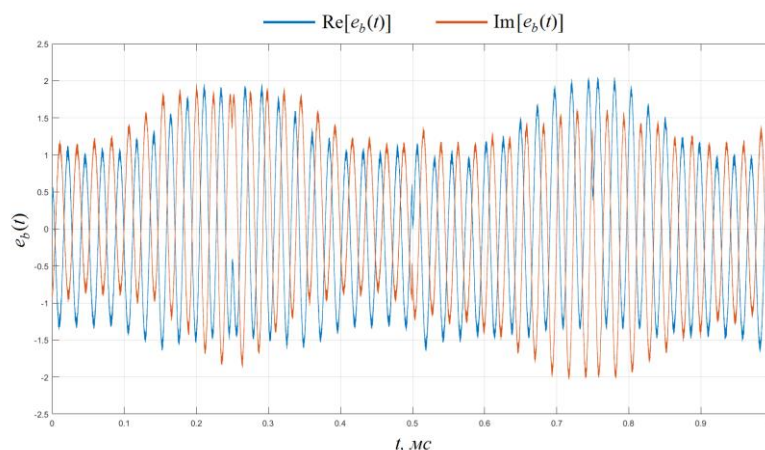


Рисунок 63 – Квадратуры комплексного СБ

Лабораторный эксперимент организован следующим образом. Подготовлены три модели излучаемого сигнала с различными видами частотной модуляции – НЛЧМ, СЛЧМ и ГЧМ, каждая из которых затем была воспроизведена векторным генератором. Последовательно для каждой из этих моделей получены записи комплексного СБ при трех значениях времени задержки излученного сигнала, таблица 5. Реализация СБ продолжительностью $2,5 T_m$ в каждом случае была записана в *.csv файл. Таким образом организовано 9 сценариев эксперимента и получено 9 файлов-записей СБ. Данные затем обрабатывались в программном модуле, где записанная реализация СБ циклически воспроизводилась 200 раз до получения общей продолжительности СБ равной 0,5 с. На эту реализацию накладывался белый комплексный гауссовский дискретный шум, средняя мощность которого выбиралась исходя из заданного при моделировании ОСШ. Полученные оценки высоты были подвергнуты статистической обработке: определены СКО и смещение оценки при различных значениях ОСШ.

5.1.2 Обработка записи СБ измерительным контуром ФАПЧ

Как было показано ранее в работе, измерительный контур ФАПЧ подстраивает фазу опорного сигнала, представляющего собой модель ожидаемого СБ, таким образом, чтобы максимизировать взаимную корреляцию этих двух сигналов [10, 11, 12]. На рисунке 64 представлен пример реализации фазы СБ при излучении передатчиком РВ колебаний с симметричной линейной частотной модуляцией. Теоретически фаза СБ в этом случае должна изменяться во времени по линейному пилообразному симметричному закону.

Ввиду не идеальности элементов тракта приемника, неоднородности среды распространения радиоволн, внешних шумов и погрешностей источника излучения, у фазы СБ наблюдается медленный дрейф с периодом равным нескольким периодам модуляции, рисунок 64, а).

Чтобы дрейф фазовой траектории не оказывал влияния на работу измерительного контура, необходимо предусмотреть его компенсацию на каждом периоде модуляции. Такая задача решается автоматически в модифицированном измерительном контуре ФАПЧ, рисунок 23, п. 2.3.3 при помощи ФНК.

На поступающий в измерительный контур СБ программным способом накладываются шумы в соответствии с заданным ОСШ. После этого модель измерительного контура ФАПЧ осуществляет оценку имитируемой высоты $H_{и}$.

Пример реализации фазы зашумленного СБ и фазы опорного сигнала в установившемся режиме работы ФАПЧ показан на рисунке 64, б).

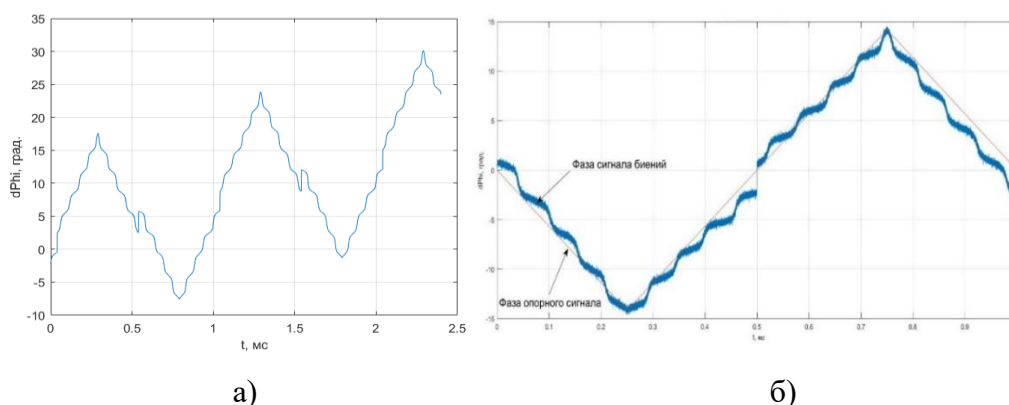


Рисунок 64 – Пример реализации фазы СБ при СЛЧМ: а) в исходной записи; б) на входе контура ФАПЧ после компенсации дрейфа и зашумления СБ

Ввиду того, что предлагаемая система ФАПЧ представляет собой колебательное звено 2-го порядка, оценка высоты формируется в конце переходного процесса, рисунок 65.

Параметры петлевого фильтра ФАПЧ выбраны следующими: при работе с линейными ЧМ $k_{ПСФ} = 3,9 \times 10^3$, $T_{ПСФ} = 0,011$ с; при работе с ГЧМ $k_{ПСФ} = 8,8 \times 10^3$, $T_{ПСФ} = 0,015$ с. Это обеспечивает время переходного процесса равным 0,35 с, по истечении которого ФАПЧ работает в следящем режиме и выдает оценку высоты \hat{H}_{II} непрерывно.

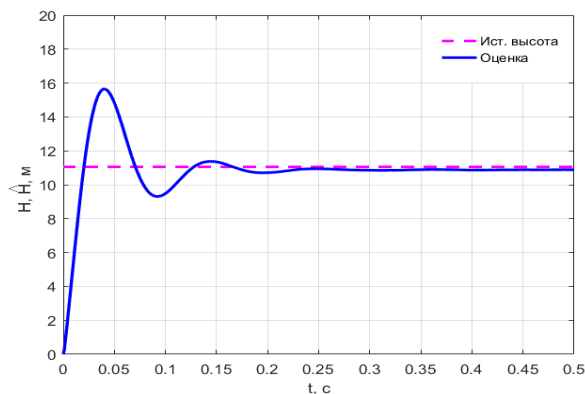


Рисунок 65 – Переходный процесс на выходе измерителя высоты

5.1.3 Точность оценки

Анализ точности работы измерительного контура ФАПЧ проведен на основе статистической обработки полученных в эксперименте выборок оценок высоты \hat{H}_{II} для каждого из представленных сценариев эксперимента. Количество статистических испытаний в экспериментах составило 500 измерений. При этом были получены математическое ожидание оценки высоты, смещение и СКО для разных значений ОСШ. Величина ОСШ изменялась в пределах от 0 до 50 дБ. Графики зависимостей абсолютного значения смещения оценки от ОСШ с использованием разных линий задержки представлены на рисунке 66, зависимости СКО – на рисунке 67.

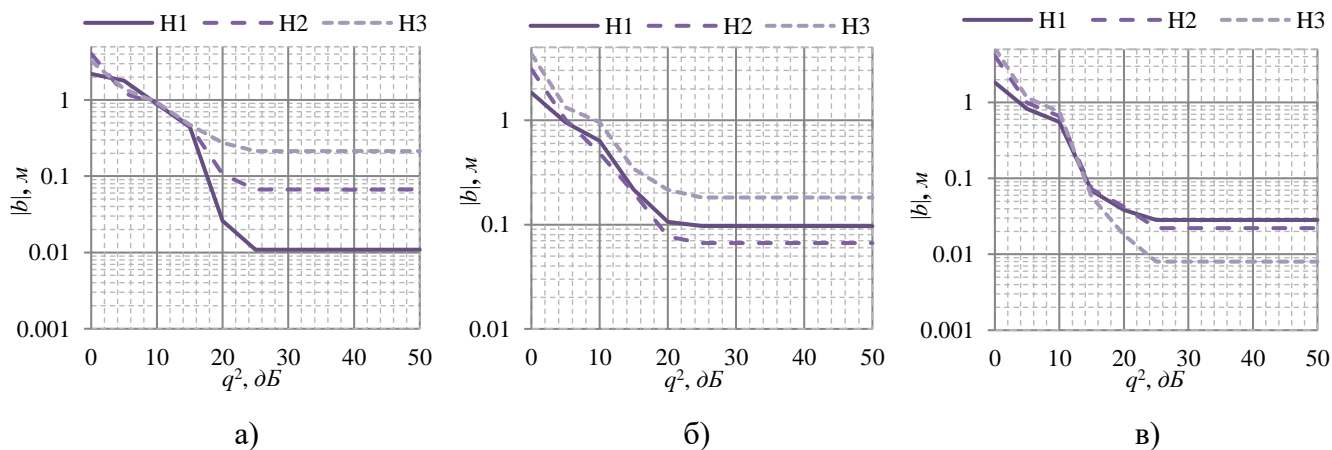


Рисунок 66 – Зависимость смещения оценки высот от ОСШ:

а) при НСЛЧМ; б) при СЛЧМ; в) при ГЧМ

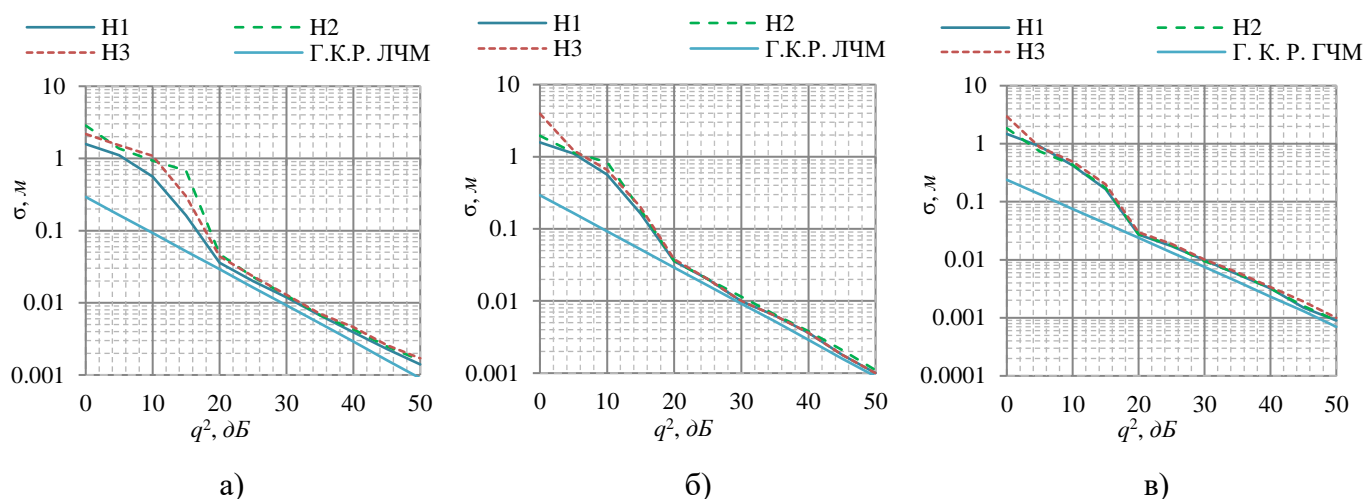


Рисунок 67 – Зависимость СКО оценки высот от ОСШ:

а) при НСЛЧМ; б) при СЛЧМ; в) при ГЧМ

Анализ графиков на рисунках свидетельствует о существовании двух областей ОСШ, границей разделения которых можно считать величину $q_{зр}^2 = 17$ дБ. При ОСШ меньшем $q_{зр}^2$ в измерителе возникают аномальные ошибки. Поэтому смещение и СКО оценок высоты имеют достаточно большие значения, которые мало зависят от вида частотной модуляции излучаемого сигнала. В области значений ОСШ, которые превышают $q_{зр}^2$, аномальные ошибки исчезают. Поэтому смещение оценок практически перестает зависеть от ОСШ. При больших величинах q^2 при СЛЧМ величина $|b| < 0,18$ м; при НСЛЧМ $|b| < 0,21$ м; при ГЧМ величина $|b| < 0,02$ м. То есть, эксперимент показывает, что использование ГЧМ дает величину смещения ошибки оценки на порядок меньше, чем при других видах частотной модуляции.

Следует также отметить, что в случае использования ГЧМ, смещение оценки убывает с ростом измеряемой высоты в отличие от НЛЧМ, где $|b|$ увеличивается с увеличением H . Это явление можно объяснить расширением зон разрыва мгновенной частоты СБ при увеличении высоты РВ для НЛЧМ, которые оказывают влияние на измерительный контур ФАПЧ. Использование СЛЧМ не обнаруживает какой-либо строгой зависимости смещения $|b|$ от высоты, которое находится на уровне порядка 0,21 м. Такое поведение смещения оценки высоты связано с отсутствием зон разрыва мгновенной частоты СБ у этого типа модуляции.

СКО оценок в области $q \geq q_{зр}$ приближается к границе Крамера-Рао. Лучшие результаты по СКО ошибки оценки дает РВ с ГЧМ. Так при $q = q_{зр}$ СКО σ у РВ с ГЧМ в 1,2 раза меньше, чем при СЛЧМ, и в 1,5 раза меньше, чем при НСЛЧМ.

Полученные данные для удобства сравнения представлены на рисунке 68, в виде усредненных зависимостей СКО оценок высот H_1 , H_2 , H_3 от величины q^2 . Каждая такая кривая соответствует определенному закону частотной модуляции.

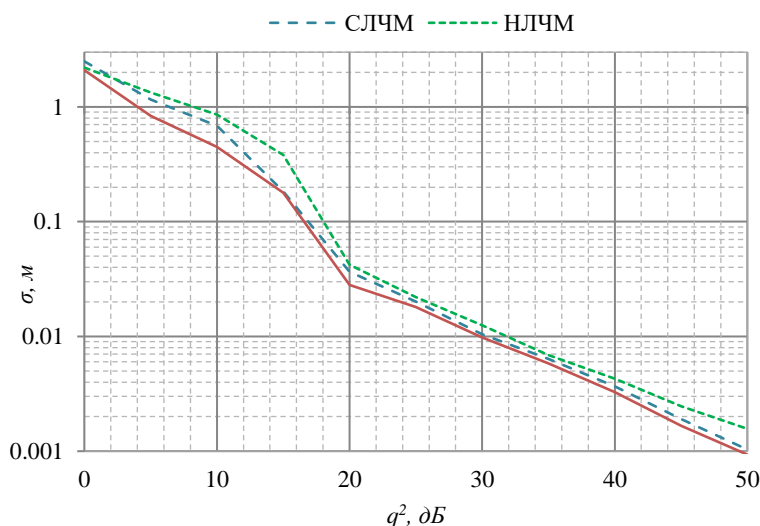


Рисунок 68 – Зависимости СКО оценок высоты от ОСШ для разных видов частотной модуляции

Из рисунка видно, что наилучшие показатели точности получаются, когда используется ГЧМ, что подтверждает выводы, сделанные в параграфе 4.1 предыдущей главы.

НСЛЧМ, имеющая широкое распространение на практике ввиду своей простоты, показывает менее точные результаты измерений. Это объясняется наличием скачков мгновенного значения частоты СБ на границах периодов модуляции. Ввиду отсутствия моментов скачкообразного изменения частоты СБ, РВ с СЛЧМ превосходит по точности РВ с НСЛЧМ.

Наилучшей точностью обладает РВ с ГЧМ, так как такой вид модуляции порождает СБ с более широким спектром [113].

Результаты проведенных полунатурных испытаний были опубликованы в [129].

5.2 Натурные испытания радиовысотомера с измерительным контуром ФАПЧ

В рамках данного диссертационного исследования проведено экспериментальное исследование работы РВ в присутствии дальномерного шума [1] на макетном образце. Цель таких исследований – изучение функционирования РВ с измерительным контуром ФАПЧ в условиях отражения излучаемого радиосигнала от реальной протяженной шероховатой поверхности, в качестве которой выбран фасад высотного здания, рисунок 69.



Рисунок 69 – Натурные испытания РВ с измерительным контуром ФАПЧ

Эксперимент организован таким образом, что макетный образец радиовысотомера и вся необходимая аппаратура размещаются в здании напротив на высоте 30 м, что практически исключает попадание в боковые лепестки ДН антенн переотражений от земли [129, 130]. Таким образом, в главной лепестке ДН приемной и передающей антенн РВ оказывается только плоскость фасада соседнего здания, имитирующего протяженную отражающую поверхность.

Использование расположенных параллельно друг другу высотных зданий в качестве испытательного полигона позволяет имитировать для РВ высоту порядка 100 м без использования летательного аппарата или каких-либо специальных вышек. При этом неровная поверхность фасада с его угловатыми формами хорошо воспроизводит структуру шероховатой подстилающей поверхности, относительно которой РВ обычно осуществляет измерения.

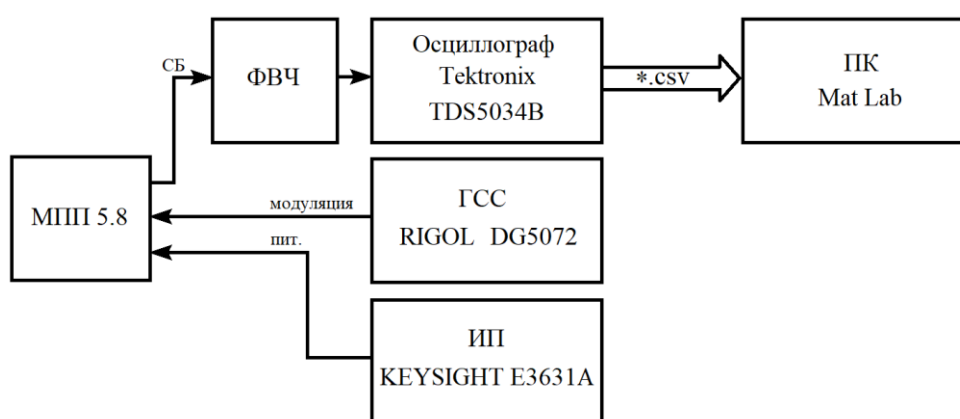


Рисунок 70 – Схема стенда для натурных испытаний

Для проведения натурных испытаний был построен экспериментальный стенд, функциональная схема которого представлена на рисунке 70.

В качестве приемопередатчика для макетного образца РД выбран модуль МПП 5.8, в конструкцию которого интегрированы планарные передающая и приемная антенны. Более подробно устройство МПП 5.8 описано в [57]. Питание приемопередающего модуля обеспечивается стабилизированным источником питания KEYSIGHT E3631A. Модулирующий сигнал формируется генератором сигналов специальной формы (ГСС) RIGOL DG5072. Для регистрации СБ использован цифровой осциллограф Tektronix TDS5034B, который подключен к МПП 5.8 через фильтр высоких частот (ФВЧ) 4-го порядка, с коэффициентом усиления в полосе пропускания 40 дБ. Частота среза этого фильтра выбрана равной 10 кГц, что позволяет эффективно подавлять паразитные низкочастотные составляющие обрабатываемого сигнала.

Роль устройства обработки сигналов выполнил ПК с установленной системой Matlab, где выполнялась обработка *.csv файлов с записанным СБ в соответствии с алгоритмами измерительного контура ФАПЧ.

Оцениваемая во время эксперимента дальность, имитирующая высоту полета, предварительно определена с помощью образцового средства измерения, в качестве которого использован лазерный дальномер BOSCH GLM 150. Дальность определена как минимальное расстояние от точки наблюдения до поверхности здания, и составила $88,465 \pm 0,006$ м.

Во время эксперимента получена выборка оценок дальности размером в 25 отсчетов, относительно которой вычислены смещение b и СКО σ .

В качестве примера, на рисунке 71 представлен спектр полученного СБ, соответствующий отражению от выбранной протяженной цели при использовании излучения с СЛЧМ.

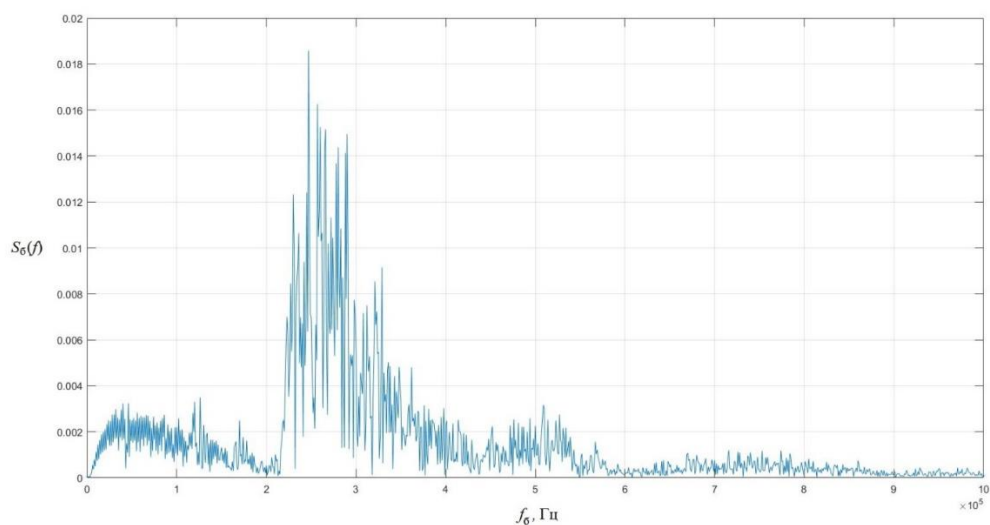


Рисунок 71 – Спектр СБ в ходе эксперимента

Как следует из рисунка, форма спектра полученного СБ близка к ожидаемой, когда РД принимает сигналы, отраженные от протяженной поверхности [8]: положение максимума спектра соответствует дальности до отражающей точки на поверхности цели с минимальным удалением до фазового центра антенны приемника. Сигналы от светящихся точек поверхности, расположенные по периферии вызывают расширение спектра СБ в область высоких частот. Полученный спектр показывает, что располагаемая величина ОСШ в эксперименте составила 17 – 18 дБ.

Испытания проведены при двух видах частотной модуляции: СЛЧМ и ГЧМ. Несимметричный закон ЛЧМ оставлен за рамками эксперимента в связи с тем, что по результатам предыдущих исследований такая форма модуляции обеспечивает меньшую точность РВ и практического интереса для дальнейших исследований не представляет.

Фаза комплексного СБ ($\Phi(t)$) и фаза опорного сигнала ($\Phi_0(t)$) в установившемся режиме для СЛЧМ и ГЧМ представлены на рисунке 72 а) и б).

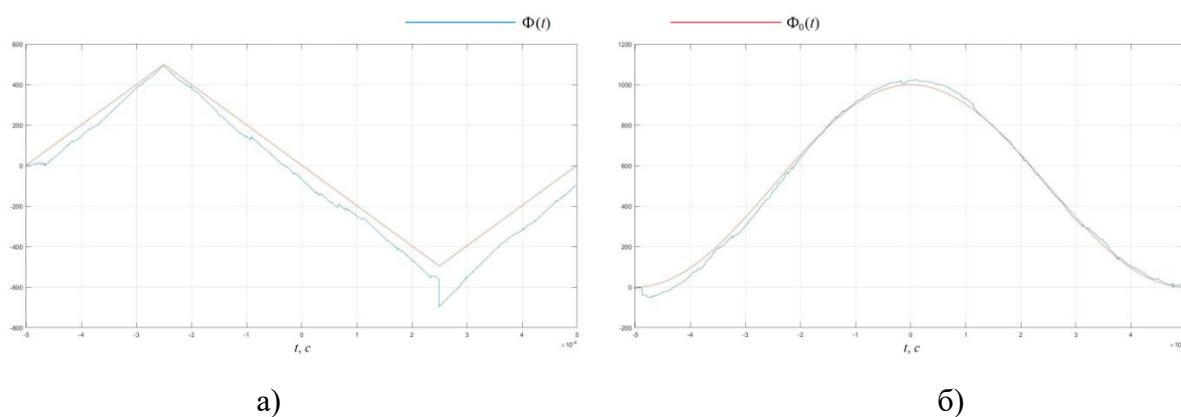


Рисунок 72 – Фаза полученного СБ и опорного сигнала: а) при СЛЧМ, б) при ГЧМ

Среднее значение оценки дальности макетным образцом РВ с измерительным контуром ФАПЧ в эксперименте составило 90.98 м при использовании СЛЧМ зондирующего сигнала и 90.37 м при использовании ГЧМ зондирующего сигнала. По измеренной заранее образцовым средством величине дальности до цели, получены значения смещения оценки и СКО:

$$- b_{\text{ГЧМ}} = 1.90 \text{ м}, \sigma_{\text{ГЧМ}} = 2.44 \text{ м};$$

$$- b_{\text{СЛЧМ}} = 2.51 \text{ м}, \sigma_{\text{СЛЧМ}} = 2.70 \text{ м}.$$

Из результатов эксперимента видно, что РВ с измерительным контуром ФАПЧ обеспечивает точную оценку высоты в условиях отражения радиосигнала от протяженной шероховатой поверхности. Использование в макетном образце РВ зондирующего сигнала с ГЧМ имеет на 24% меньшую величину смещения оценки и на 10% меньше СКО в сравнении с применением СЛЧМ. Данные результаты подтверждают справедливость полученных в ходе

предшествующих исследований выводов о преимуществах гармонического закона частотной модуляции перед линейными законами частотной модуляции.

В связи с рядом технических ограничений приемо-передающей аппаратуры, располагаемой для проведения данного эксперимента, получить более высокие значения ОСШ ($q^2 > 18 \text{ дБ}$) при приеме отраженного сигнала оказалось затруднительно, что повлияло на общую точность полученных оценок, которая в эксперименте оказалась хуже, чем у современных промышленных образцов, таблица 1, п. 1.2.1. Тем не менее, качество полученных данных достаточно для того, чтобы подтвердить показанные ранее теоретические расчеты [131 - 134] и результаты моделирования.

5.3 Выводы по пятой главе

Экспериментальная часть данного исследования была выполнена в два этапа. На первом этапе был построен лабораторный стенд на основе оборудования компании *Rohde&Schwarz* и испытан макетный образец.

Высоты полета имитировались коаксиальными линиями задержки, на вход которых подавался излучаемый СВЧ сигнал, а выход был соединен с приемником. Макет предусматривал возможность реализации трех законов частотной модуляции излучаемого сигнала: СЛЧМ, НСЛЧМ и ГЧМ. В эксперименте были реализованы несколько сценариев работы радиовысотомера. Для каждого сценария произведены соответствующие записи реализаций СБ. Эти реализации затем обработаны при помощи математической модели измерительного контура ФАПЧ.

Полученные таким образом оценки высоты были подвергнуты статистической обработке, в результате чего установлено, что измерительный контур ФАПЧ имеет высокую эффективность. Границей эффективной работы измерительного контура ФАПЧ можно считать уровень ОСШ равный 17 дБ , когда ошибка оценки не превышает порог 2% .

Наилучшие показатели точности наблюдались при использовании сигналов с ГЧМ. Как было отмечено ранее, это связано с большей шириной спектра СБ. СКО ошибки оценки для радиовысотомера с ГЧМ составляет менее $0,03 \text{ м}$ при ОСШ 20 дБ .

Прохождение радиосигнала через линию задержки имитирует отражение от точечной цели, либо от абсолютно гладкой поверхности, что в реальных условиях практически не встречается. Для того, чтобы воспроизвести условия реальных измерений, когда имеет место эффект расширения спектра СБ, проведена серия натурных испытаний в условиях отражения

радиосигнала от протяженной шероховатой поверхности, что обеспечивает более высокую степень приближения к реальным условиям эксплуатации РВ.

Отражающая шероховатая поверхность была симитирована фасадом многоэтажного здания. Приемопередатчик РВ располагался на противоположном здании на высоте 30-ти метров и облучал цель непрерывным зондирующим сигналом двух видов, с использованием СЛЧМ и с использованием ГЧМ. Таким образом удалось оценить точность работы измерительного контура ФАПЧ, в условиях максимально приближенных к реальным, в результате чего установлено, что данный измеритель может с успехом применяться для оценки высоты над реальной подстилающей поверхностью, с присущим ей эффектом дальномерного шума, а использование ГЧМ позволяет достигнуть на 24% лучшей точности по смещению и на 10% – по СКО оценок.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе на основании проведенного анализа существующих радиовысотомеров непрерывного излучения и классификации применяемых методов обработки сигналов, предложен оригинальный метод оценки СБ. В основе данного метода лежит использование специального измерительного контура ФАПЧ, осуществляющего фазовую автоподстройку опорного сигнала, представляющего собой модель-копию ожидаемого СБ. Показано, что такой измеритель позволяет формировать оценки высоты, соответствующие максимуму функции правдоподобия.

Изучение современных тенденций развития в области радиовысотометрии непрерывного излучения свидетельствует, что тема диссертации на сегодняшний день представляется актуальной. Это прежде всего связано с развитием малоразмерных аппаратов, требующих специальной радиовысотометрической аппаратуры. При этом, полученные в ходе диссертационной работы результаты могут быть использованы и в смежных областях: акустической и гидролокации, в различных промышленных датчиках и медицинской аппаратуре.

Основные итоги выполненного исследования заключаются в следующем.

а) Проведен анализ и классификация существующих методов обработки сигналов, используемых в РВ непрерывного излучения начиная от простейших измерителей первых поколений до современных концептуальных подходов, основанных на методах искусственного интеллекта и нейросетевой обработки. Проведенная классификация дает основания полагать, что в рассматриваемой задаче большим потенциалом обладают методы, в которых обработка организована по принципу следящей системы. Используя данный подход, был синтезирован специальный измерительный контур ФАПЧ, который использует для оценки высоты оригинальный способ, основанный на фазовой автоподстройке опорного модельного сигнала, к обрабатываемому сигналу биений.

б) На основании доступных публикаций, а также фундаментальной литературы по теории радиолокации, теории обнаружения и теории цифровой обработки сигналов были синтезированы математические модели существующих и хорошо зарекомендовавших себя на практике РВ следящего типа. В качестве таковых выбраны методы следящего измерителя частоты СБ, и метода автоподстройки периода модуляции, что дало необходимый инструментарий для проведения исследований работы измерительного контура ФАПЧ в сравнении с хорошо освоенными на практике типами РВ непрерывного излучения. Такие исследования были проведены методом компьютерного моделирования в среде Matlab.

в) Результаты исследований показали, что принцип фазовой автоподстройки при обработке сигнала биений обладает высокой потенциальной точностью, однако, ввиду чувствительности фазовой структуры к шумам измерений, может давать большую флуктуационную ошибку оценки в сравнении с другими следящими измерителями. Это обстоятельство вынудило модифицировать измерительный контур ФАПЧ, добавив в него дополнительную обратную связь по частоте и специальный фазовый фильтр наименьших квадратов и позволило добиться точной работы РВ с измерительным контуром ФАПЧ на фоне шумов. При величине ОСШ = 30 дБ, смещение оценки снизилось в 10 раз, достигнув величины $|b| = 0,07$ м, а СКО снизилось на два порядка, достигнув величины $\sigma = 0,01$ м.

г) Важным этапом диссертационной работы стало исследование точности РВ непрерывного излучения в условиях отражения радиосигнала от протяженной шероховатой поверхности, когда на измеритель воздействует так называемый дальномерный шум, вызывающий расширение спектра полезного сигнала. Для этой цели было проведено математическое моделирование. Чтобы повысить достоверность этого исследования были построены две математические модели протяженной шероховатой поверхности: модель цилиндрической случайной шероховатой отражающей поверхности, и двухмерная модель отражающей шероховатой поверхности со стационарными точками. Измерительный контур ФАПЧ успешно обрабатывал сигналы биений, сформированные этими моделями. В сравнении с другими типами следящих РВ непрерывного излучения, РВ с измерительным контуром ФАПЧ показал значительно меньший уровень чувствительности к эффекту расширения спектра биений, вызванного шероховатостью отражающей поверхности, и на 50% более высокую точность, чем у РВ с автоподстройкой периода модуляции и РВ со следящим измерителем частоты.

д) Влияние доплеровского расширения спектра на точность работы РВ с измерительным контуром ФАПЧ при горизонтальном полете также исследовано на построенных математических моделях. Обнаружено, что такое влияние становится заметным при скорости движения носителя, превышающей 70 м/с, что для большинства малых летательных аппаратов близко к предельно достижимой скорости.

е) В рамках диссертационной работы был исследован вопрос влияния формы закона частотной модуляции на точность оценок. Исследованию подвергнуты сигналы с симметричной ЛЧМ и несимметричной ЛЧМ, а также с гармоническим законом частотной модуляции. Для СКО оценок при использовании данных видов ЧМ были получены нижние границы Крамера-Рао и проведено моделирование, которые показали, что использование ГЧМ позволяет более чем на 20% снизить флуктуационную ошибку оценок, а в условиях отражения зондирующего сигнала РВ от

протяженной шероховатой поверхности, использование ГЧМ позволяет более чем в 3 раза повысить точность на интервале СКО высот шероховатости от 0 до 2λ .

ж) В работе также проведено исследование влияния характеристик петлевого фильтра на качество оценивания высоты измерительным контуром ФАПЧ. Сравнительному анализу подвергнуты варианты исполнения измерительного контура ФАПЧ со стационарными линейными фильтрами с астатизмом 1-го и 2-го порядка и ФАПЧ с фильтром Калмана. Установлено, что в сравнении со стационарными фильтрами, петлевой сглаживающий фильтр Калмана позволяет существенно улучшить динамические свойства измерительного контура. Калмановский фильтр имеет в 3 раза меньшее время переходного процесса, а по времени динамического запаздывания и по величине динамической ошибки измерительный контур ФАПЧ с фильтром Калмана работает в среднем 2 раза быстрее чем с линейными петлевыми фильтрами. По этому использование петлевого сглаживающего фильтра Калмана в данном измерителе представляется предпочтительным.

и) Полученные при помощи компьютерного моделирования результаты подтверждены экспериментально. Экспериментальная часть настоящей работы организована в два этапа. На первом этапе проведен полунатурный эксперимент в лабораторных условиях на макетном образце приемопередатчика РВ с имитацией отражения сигнала РВ от абсолютно гладкой поверхности. При этом установлено, что границей эффективной работы измерительного контура ФАПЧ является уровень ОСШ, равный 17 дБ, когда ошибка оценки не превышает порог 2%. Наилучшие показатели по качеству оценки наблюдались при использовании сигналов с гармонической частотной модуляцией, при этом СКО ошибки оценки составляет менее 0,03 м при величине ОСШ 20 дБ. Полученные результаты подтверждают эффективность работы измерительного контура ФАПЧ и преимущества использования гармонической частотной модуляции, когда зондирующий сигнал отражается от абсолютно гладкой поверхности.

к) На втором этапе экспериментальной части работы проведены натурные испытания макетного образца РВ с измерительным контуром ФАПЧ в условиях отражения от протяженной шероховатой поверхности. В ходе этих исследований установлено, что данный измеритель может с успехом применяться для оценки высоты от реальной подстилающей поверхности, а использование гармонического закона частотной модуляции позволяет на 24% улучшить точность по смещению и на 10% – по СКО оценок.

л) Таким образом, теоретически показано и экспериментально подтверждено, что исследуемый РВ непрерывного излучения с измерительным контуром ФАПЧ может быть построен, разработанные алгоритмы реализованы в его вычислителе, а задача оценки высоты

воздушного судна методом фазовой автоподстройки опорного сигнала в РВ непрерывного излучения успешно решена.

Представленный в диссертационной работе оригинальный метод оценки высоты, основанный на автоподстройке опорного сигнала в РВ непрерывного излучения защищен патентом РФ на полезную модель №207967 от 29.07.2021.

Основные положения и результаты работы обсуждались на пяти научных конференциях, в том числе на территории ведущего в Стране предприятия-производителя радиовысотометров ОАО «УПКБ «Деталь», г. Каменск-Уральский и опубликованы в пяти рецензируемых научных изданиях, среди которых сборник материалов, рецензируемый IEEE.

Несмотря на проведенные изыскания, в рамках одной диссертационной работы невозможно охватить весь комплекс вопросов, который открывает разработка измерительного контура ФАПЧ. Ряд исследовательских задач вынесен рамки данной работы и оставлен для будущих исследований. В частности, для будущих исследований оставлена задача компенсации в РВ доплеровского сдвига частоты биений, которая может быть решена несколькими различными способами. Интересным направлением для будущих исследований остался поиск оптимальной (по критерию максимума потенциальной точности) формы закона частотной модуляции. Кроме того, существует ряд прикладных конструкторских задач.

В заключении автор выражает благодарность своему руководителю, д.т.н., профессору А. А. Монакову за постоянное внимание к работе, оказанную помощь и поддержку. Автор благодарен М. С. Барилко, в сотрудничестве с которым был создан приемно-передающий модуль, положенный в основу макета для натурных испытаний. Также автор выражает благодарность сотрудникам лаборатории Санкт-Петербургского филиала компании *Rohde&Schwarz*, предоставившим необходимое оборудование для проведения полунатурных экспериментов.

ПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ И ОБОЗНАЧЕНИЯ

- АПМ – автоподстройка периода модуляции
АРУ – автоматическая регулировка усиления
АЦП – аналого-цифровой преобразователь
БИХ – бесконечная импульсная характеристика
БПФ – быстрое преобразование Фурье
ВКФ – взаимная корреляционная функция
ВС – воздушное судно
ГКР – граница Крамера-Рао
ГОС – генератор опорного сигнала
ГСС – генератор сигналов специальной формы
ГУН – генератор, управляемый напряжением
ГЧМ – гармоническая частотная модуляция
ДН – диаграмма направленности антенны
ДХ – дискриминационная характеристика
ИП – источник питания
ЛА – летательный аппарат
ЛЗ – линия задержки
ЛЧМ – линейная частотная модуляция
МЛА – малоразмерный летательный аппарат
МШУ – малошумящий усилитель
НСЛЧМ – несимметричная линейная частотная модуляция
ОСШ – отношение сигнал/шум
ПК – персональный компьютер
ПРД – передатчик
ПРМ – приемник
ПСФ – петлевой сглаживающий фильтр
ПФ – полосовой фильтр
РВ – радиовысотомер
СБ – сигнал биений
СИЧ – следящий измеритель частоты
СКО – среднеквадратическое отклонение
СЛЧМ – симметричная частотная модуляция

СПМ – спектральная плотность мощности

УМ – усилитель мощности

ФАПЧ – система фазовой автоподстройки частоты

ФД – фазовый детектор

ФИ – фазовый измеритель

ФМНК – фильтр по методу наименьших квадратов

ФП – фазовый преобразователь

ФПП – функция правдоподобия

ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь

ЦОС – цифровая обработка сигналов

ЧД – частотный дискриминатор

ЧМ – частотная модуляция

ЧХ – частотная характеристика

$a_i; b_i$ – коэффициенты усиления и обратных связей стационарного цифрового фильтра

$\Phi(t)$ – фаза СБ

$\Phi_0(t)$ – фаза опорного сигнала

$\Delta\Phi$ – величина разности фаз

$E(t)$ – рассеянный шероховатой поверхностью сигнал

$e_{ПРД}(t)$ – излучаемый сигнал

$e_{ПРМ}(t)$ – принимаемый сигнал

$e_b(t)$ – сигнал биений

k – волновое число

$k_{ПСФ}$ – коэффициент передачи петлевого сглаживающего фильтра

c – скорость света в вакууме

ω_b – частота биений

$\hat{\omega}_b$ – оценка частоты биений

ω_0 – центральная частота настройки полосового фильтра

ω_D – частота Доплера

$\eta(t)$ – мультипликативная доплеровская помеха

H – высота

\hat{H} – оценка высоты

H_0 – заданная высота

$H_{ФФ}(\Delta\omega_D, j\omega)$ – передаточная функция формирующего фильтра

$F_{ДН}(\theta)$ – функция диаграммы направленности антенны

Ω_m – частота модуляции

ν – крутизна ЛЧМ

μ – масштабный коэффициент в измерительном контуре

ξ – коэффициент демпфирования

$\xi_C(x, y)$ – функция 3-х мерной случайной шероховатой поверхности

s – оператор Лапласа

S_b – спектр сигнала биений

p – СКО высот шероховатости случайной поверхности

L – радиус корреляции складок шероховатости случайной поверхности

λ – длина волны излучения

$|b|$ – абсолютное значение смещения ошибки оценки

σ – СКО оценки

τ – время запаздывания отраженного сигнала

$\tau_{дин}$ – время динамического запаздывания измерительной системы

τ_s – взаимный временной сдвиг опорного сигнала и сигнала биений

N_0 – спектральная плотность мощности Гауссовского шума

$w(t)$ – белый шум

T_m – период модуляции

$T_{ПСФ}$ – постоянная времени петлевого сглаживающего фильтра

T_s – период дискретизации

V_0 – скорость носителя

ρ – комплексная амплитуда сигнала

dt_0 – сигнал обратной связи в измерительном контуре ФАПЧ

Δ – величина перерегулирования

ΔF – девиация частоты, Гц

$\Delta\theta$ – угол раскрытия диаграммы направленности антенны по половинной мощности;

$$\Delta\Omega = 2\pi \cdot \Delta F$$

$\Delta\omega_d$ – величина доплеровского расширения спектра

θ – угол визирования отражающей точки из фазового центра антенны

$\delta_{дин}$ – величина динамической ошибки

ε – диэлектрическая постоянная.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Островитянов, Р. В. Статистическая теория радиолокации протяженных целей./ Р. В. Островитянов, Ф. А. Басалов – М.: Радио и связь, 1982. – 232 с.
2. Справочник по радиолокации / Под ред. М. И. Сколника. Пер. с англ. под общей ред. В. С. Вербы. В 2-х книгах. Книга 2. М.: Техносфера, 2014.
3. Pat. 2247662 US A G01S 13/345 (1941.07) Radiant energy distance measuring system / R. C. Newhouse.
4. Сосновский, А. А. Радиоэлектронное оборудование летательных аппаратов: Справочник./ А. А. Сосновский, И. А. Хаймович – М.: Транспорт, 1987. – 255с.
5. Сосновский А. А. Авиационная радионавигация: Справочник. / А. А. Сосновский, А. И. Хаймович, Э. А. Лутин, И. Б. Максимов; Под ред. А. А. Сосновского. – М.: Транспорт, 1990. – 264с.
6. Vidmar, M. Design Improves 4.3-GHz Radio Altimeter Accuracy / M. Vidmar // *Microwaves & RF*. 2005, v. 44, № 6. – P. 57-70.
7. Improved Frequency Estimation Technique for FMCW Radar Altimeters / S. Reshma et al. // *International Conference on Recent Trends on Electronics, Information, Communication & Technology (RTEICT)*, 2021. – P. 185-189
8. Жуковский, А. П. Теоретические основы радиовысотометрии / А. П. Жуковский, Е. И. Оноприенко, В. И. Чижов; Под ред. А. П. Жуковского. – М.: Сов. Радио, 1979. – 320 с. 320 с.
9. Тарасенков, А.А. ЧМ-радиодальномер с дискретным следящим контуром / А.А. Тарасенков // *Датчики и Системы*. – 2019. – №2. – С. 40-44.
10. Choi J. -H. Design of an FMCW Radar Altimeter for Wide-Range and Low Measurement Error / J. -H. Choi, J. -H. Jang and J. -E. Roh // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2015, vol. 64, No. 12. – P. 3517-3525.
11. Trivedi N. Altitude Measurement and Tracking Algorithm for FMCW Radar Altimeter Based on Reconfigurable Baseband waveform / N. Trivedi, D. Kore, S. Sasidhar, A. V. Reddy, B. S. V. Prasad and D. JayeshBarve // *IEEE 13th International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS)*, 2018. – P. 328-332
12. Ronkin M. Novel FMCW-Interferometry Method Testing on an Ultrasonic Clamp-On Flowmeter / M. Ronkin, A. Kalmykov and K. Zeyde // *IEEE Sensors Journal*, 2020, vol. 20, No. 11. – P. 6029-6037.

13. Kalmykov, A. A FMCW — Interferometry approach for ultrasonic flow meters / A. Kalmykov, M. Ronkin // *Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT)*, 2018. – P. 237-240.
14. Kunita M. Range measurement using ultrasound FMCW signals / M. Kunita, Masamitsu Sudo and Takashi Mochizuki // *IEEE Ultrasonics Symposium*, 2008. – P. 1366-1369.
15. Yuanzhang Fan. Radar waveform design and multi-target detection in vehicular applications / Yuanzhang Fan, Zhiliang Yang // *International Conference on Estimation, Detection and Information Fusion (ICEDIF)*, 2015. – P. 286-289
16. Kunita M. A new method for blood velocity measurements using ultrasound FMCW signals / M. Kunita, M. Sudo, S. Inoue and M. Akahane // *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2010, vol. 57, No. 5. – P. 1064-1076.
17. Ronkin, M. Breathing Activity Parameters Measurements Using FMCW Ultrasonic Flow Meters / M. Ronkin, A. Kalmykov // *International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON)*, 2019. – P. 0509-0513.
18. FMCW radar in oil-filled waveguides for range detection in hydraulic cylinders / Ayhan Serdal et al. // *Conference: Radar Conference (EuRAD)*, 2012.
19. Woods G. S. A high accuracy microwave ranging system for industrial applications / G. S. Woods, D. L. Maskell and M. V. Mahoney // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 1993, vol. 42, No 4. – P. 812-816.
20. Hantscher S. Security assistant system combining millimetre wave radar sensors and chemical sensors / S. Hantscher et al. // *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 2011. – P. 216-219
21. Roland, E. Best Phase-Locked Loops. Design, Simulation, and Applications. Fourth edition / E. Roland –USA. Ohio. Blacklick McGraw-Hill, 1999.
22. Белов, Л. А. Радиоэлектроника. Формирование стабильных частот и сигналов: учебник для ВУЗов / Л. А. Белов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Издательство Юрайт, 2020.
23. Shinnaka, S. A New Frequency-Adaptive Phase-Estimation Method Based on a New PLL Structure for Single-Phase Signals / S. Shinnaka // *Power Conversion Conference - Nagoya*, 2007. – P. 191-198.
24. Analyses and Enhancement of Linear Kalman-Filter-Based Phase-Locked Loop / W. Xu et al. // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2021, vol. 70. – P. 1-10.
25. PLL Based Multirate Harmonic Estimation / J. R. Carvalho et al. // *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2007. – P. 1-6.

26. Vibration Parameters Estimation using mHDFT Filter in PLL Technique / A. Chauhan // International Conference on Computational Performance Evaluation (ComPE), 2020. – P. 649-653.
27. Sithamparanathan, K. Digital-PLL Assisted Frequency Estimation with Improved Error Variance / K. Sithamparanathan // IEEE GLOBECOM 2008 - 2008 IEEE Global Telecommunications Conference, 2008. – P. 1-5.
28. Pat. 4503401 US G01S13/08 (1985.03) Wideband phase locked loop tracking oscillator for radio altimeter/ Constantinos S. Kyriakos, Dean S. Maurer, Louis J. Millo.
29. Патент на полезную модель №207967 Российская Федерация, U1 G01S 13/34, H04L 25/03. Радиовысотомер с непрерывным излучением и фазовой автоподстройкой опорного сигнала: № 2021122588 : заявлен 29.07.2021 : опубликован 29.11.2021 / А. А. Монаков, А. А. Тарасенков. – 8 с.
30. Тарасенков, А.А. Следящий радиовысотомер малых высот с системой ФАПЧ / А.А. Монаков, А.А. Тарасенков // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2022. – Т.25. – №2. – С. 54-63.
31. Tarasenkoy, A.A. A low-level radar altimeter with phase locked loop estimator / A.A. Tarasenkoy, A.A. Monakov // Wave Electronics and Its Application in Information and Telecommunication Systems. – 2022. – Т. 5. – № 1. – С. 472-475.
32. Monakov, A. Statistical Properties of FMCW Radar Altimeter Signals Scattered From a Rough Cylindrical Surface / A. Monakov, M. Nesterov // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2017, vol. 53, No. 1. – P. 323-333.
33. Монаков, А. А. Статистические свойства сигналов радиовысотомера при отражении от шероховатой цилиндрической поверхности. / А. А. Монаков, М. Ю., Нестеров // *Успехи современной радиоэлектроники*. – 2015, №12. – С. 51-66.
34. Радар «Высотомер-1», URL: <https://device.milandr.ru/products/svch-ustroystva/radar-vysotomer-1/#description> (дата обращения 15.08.2023).
35. Исмаил, Мухаммед Абд аль-Вахаб. Радиолокационный высотомер с двойной частотной модуляцией / Пер. с англ. Н. М. Шулейкина ; Под ред. Ю. А. Могилевского ; С предисл. чл.-кор. АН СССР Ю. Б. Кобзарева. - Москва: Изд-во иностр. лит., 1957.
36. Pat. 2011392 US G01S1/02 (1935.08) Airplane altitude indicating system / Jetson O. Bentley
37. Pat. 2083344 US A G01S 13/345 (1937.06) System and method of determining distances / R. C. Newhouse
38. Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь», URL: <https://www.upkb.ru/> (дата обращения 15.08.2023).

39. BONZER Inc. MARK-10X Radar altimeter & Accessories. Installation instructions, URL: <https://www.esscoaircraft.com/products/bonzer-inc-mark-10x-radar-altimeter-acc-installation> (дата обращения 16.08.2023)
40. APOLLO 11 RYAN LUNAR LANDING RADAR. News Reference, URL: <https://cdn2.hubspot.net/hubfs/413105/Apollo%20Press%20Kits/Ryan.pdf> (дата обращения 15.08.2023).
41. Rozas, P. Apollo experience report – Lunar module landing radar and rendezvous radar: NASA technical note / Patrick Rozas, Allen R. Cunnigham. – Washington: National aeronautics and space administration, June 1972.
42. Honeywell, URL: <https://aerospace.honeywell.com/us/en/products-and-services/product/hardware-and-systems/navigation-and-radios/kra-405b-radar-altimeter> (дата обращения 15.08.2023).
43. LRA-210 Low Range Radio Altimeter, URL: <http://www.collinsaerospace.com/what-we-do/industries/commercial-aviation/flight-deck/navigation-and-guidance/radio-navigation-and-landing/lra-2100-low-range-altimeter> (дата обращения 15.08.2023).
44. PN822-2365 LRA-2100 Digital Low Range Radio Altimeter Test Report Certification Rockwell Collins, URL: <https://fccid.io/AJKPN822-2365/Test-Report/Test-Report-1297878> (дата обращения 15.08.2023).
45. GARMIN, URL: <https://www.garmin.com/en-US/p/135561> (дата обращения 15.08.2023).
46. Airbus Erroneous Radio Altitudes, URL: <https://www.icao.int/safety/acp/ACPWGF/ACP-WG-F-25/ACPWGF25IP07.Appendix2.FMG15%20PPT02%20Airbus%20Erroneous%20Radio%20Altitudes.pdf> (дата обращения 15.08.2023).
47. THALES AEROSPACE BLOG, URL: <https://onboard.thalesgroup.com/etso-authorization-for-thales-radio-altimeter/> (дата обращения 15.08.2023)
48. Freeflight RA7500, URL: <https://www.hypertech.co.il/wp-content/uploads/2021/05/2021-Product-Sheet-RA-7500-US-EN-r01.pdf> (дата обращения 15.08.2023).
49. LEONARDO, URL: <https://electronics.leonardo.com/documents/16277707/18391547/Compact+Radar+Altimete+MM09113%29.LQ.pdf> (дата обращения 15.08.2023).
50. WAVENET RA-01, URL: <https://www.aircraftspruce.eu/wavenet-ra-01-ga-radar-altimeter-ga.htm> (дата обращения 15.08.2023).
51. WAVENET DRA-2421, URL: <http://www.wavenetradio.com/en/projects/dra-2421-ga-2/> (дата обращения 15.08.2023).
52. Jankiraman, M. FMCW Radar Design / M. Jankiraman – London: ARTECH HOUSE, 2018. – 415 p.

53. METEKSAN CRA, URL: https://www.meteksan.com/files/yeni_brosurler/cra_radar_altimeters.pdf (дата обращения 15.08.2023).
54. NRA24 millimeter wave radar Hunan Nanoradar Science and Technology Co., Ltd. 2017. URL: <https://manuals.plus/nanoradar/nra24-millimeter-wave-radar-manual#axzz7wDwDM7jC> (дата обращения 15.08.2023).
55. Anisten, URL: <https://ainstein.ai/us-d1-all-weather-radar-altimeter/> (дата обращения 15.08.2023).
56. Тарасенков, А.А. Радиоволновый датчик для охранных систем / А.А. Тарасенков, М.С. Барилко // *Аэрокосмическое приборостроение и эксплуатационные технологии: сборник докладов Второй международной научной конференции*, г. Санкт-Петербург, 14-22 апреля 2021 г. – Санкт-Петербург: ГУАП, 2021. – С. 5 – 8.
57. Infineon, URL: <https://www.infineon.com/cms/en/product/sensor/radar-sensors/radar-sensors-for-iot/24ghz-radar/bgt24mtr12/> (дата обращения 15.08.2023).
58. Texas Instruments, URL: <https://www.ti.com/lit/gpn/AWRL6432> (дата обращения 15.08.2023).
59. Compact mmWave FMCW radar: Implementation and performance analysis / S. Jardak et. al. // *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2019, No.34(2), – P. 36–44.
60. Design and Analysis of a 60-GHz CMOS Doppler Micro-Radar System-in-Package for Vital-Sign and Vibration Detection / T. -Y. J. Kao et al. // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2013, vol. 61, No. 4. – P. 1649-1659.
61. UHNDER, URL: https://www.uhnder.com/images/data/S80_PTB_Rev1.0_May_5_2022_.pdf (дата обращения 15.08.2023).
62. IMEC Radar on Chip, URL: <https://www.imec-int.com/en/imec-magazine/imec-magazine-march-2018/ultra-small-economical-and-cheap-radar-made-possible-thanks-to-chip-technology> (дата обращения 15.08.2023).
63. NXP, URL: <https://www.nxp.com/products/radio-frequency/radar-transceivers-and-socs/high-performance-77ghz-rfcmos-automotive-radar-one-chip-soc:SAF85XX>. (дата обращения 15.08.2023).
64. Pat. 2206869 USA G01S 13/345 (1940.07) Radiant energy distance measuring system / R. C. Newhouse.
65. Ковалев, М. А. Радиотехнические навигационные средства самолетовождения и посадки. В 2 ч. Ч. 1: учеб. Пособие. / М.А. Ковалев, И. И. Хаблю, А. Л. Золотарев [и др.]; – Самара: Самарский государственный аэрокосмический университет, 2011. – 91 с.
66. Скрыпник, О. Н. Радионавигационные системы воздушных судов: учебник. / О. Н. Скрыпник, – М.: ИНФРА-М, 2018. – 348 с.

67. Винницкий, А. С. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. / А. С. Винницкий, – М.: Сов. Радио, 1961. – 495 с.
68. Brown, K. IQ-locked loop tracker / K. Brown et al. // *ICASSP '77. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing.* – Hartford, CT, USA, 1977, – P. 293-298
69. McMahon, F. A. The AN/APN-81 Doppler Navigation System / F. A. McMahon // *IRE Transactions on Aeronautical and Navigational Electronics*, 1957, vol. ANE-4, No. 4. – P. 202-211.
70. Комаров, И. В. Основы теории радиолокационных систем с непрерывным излучением частотно-модулированных колебаний. / И. В. Комаров, С. М. Смольский— М: Горячая линия–Телеком, 2010. — 366 с.
71. Долгачева, С. А. Обработка сигнала ЧМ-дальномера с использованием нейронных сетей / С. А. Долгачева, Ю. А. Цапков // *Математическая физика и компьютерное моделирование.* – 2010. №13. – С. 107 – 112.
72. Бесекерский, В. А. Теория систем автоматического регулирования. Издание 2-е. / В. А. Бесекерский, Е. П. Попов – М.: Наука. – 1972. – 768 с.
73. Монаков, А. А. Математическое моделирование радиотехнических систем: учебное пособие / А. А. Монаков. — СПб.: Лань, 2016. – 148 с.
74. Лэм, Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация; пер. с англ. / под ред. И. Н. Теплюка – М: Мир, 1982. – 592 с.
75. Оппенгейм, А. Цифровая обработка сигналов / А. Оппенгейм, Р. Шафер: пер. с англ. / 3-е издание, испр. под ред. С. Ф. Боева – М: Техносфера, 2012.
76. Гольденберг, Л. М. Цифровая обработка сигналов: Справочник / Л. М. Гольденберг, Б. Д. Матюшкин, М. Н. Поляк – М.: Радио и связь, 1985. – 312 с.
77. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов / Учебник для ВУЗов. 2-е изд. / А. Б. Сергиенко. – СПб.: Питер, 2007. – 750 с.
78. Ван Трис, Гарри Л. Теория обнаружения, оценок и модуляции / Гарри Л. Ван Трис // в 4 т., Т.2: пер. с англ./ под ред. проф. В. Т. Горянинова. – М.: Сов. Радио, 1975. – 344 с.
79. Lehan, F. Optimum demodulation / F. Lehan, R. Parks // *IRE National Convention Record*, Pt. 8, 1953. – P. 101 – 103.
80. Большов, О. А. Пороговые сигналы при угловой модуляции / О. А. Большов // *Труды МАИ.* 2009. №33. – С. 7.
81. Stephen, J. Chapman MATLAB Programming for Engineers, 4th edition / J. Stephen – Melbourne: CL Engineering, 2008. – 592 p.

82. Xue, Dingyu System simulation techniques with MATLAB and Simulink / Dingyu Xue, YangQuan Chen – UK, West Sussex: John Wiley & Sons, 2014. – 485 p.
83. Тарасенков, А.А. Дальномер с непрерывным ЛЧМ сигналом и контуром ФАПЧ в качестве измерителя / А.А. Монаков, А.А. Тарасенков // «Радиолокация, навигация, связь»: сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции, г. Воронеж, 29-30 сентября 2021 г., RLNC 2021. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2021. – С. 226-235.
84. Тарасенков, А.А. Следящий радиовысотомер с петлей фазовой автоматической подстройки частоты в качестве измерителя / А.А. Монаков, А.А. Тарасенков // «Радиовысотометрия-2021»: Сборник трудов Шестой Всероссийской научно-технической конференции, г. Каменск-Уральский, 19-22 октября 2021 г. – Екатеринбург : ООО «Типография ФортДиалог», 2021. – С. 42 – 47.
85. Зубкович, С. Г. Статистические характеристики радиосигналов, отраженных от земной поверхности / С. Г. Зубкович – М.: Советское радио, 1968. – 224 с.
86. Басс, Ф. Г. Рассеяние волн на статистически неровной поверхности / Ф. Г. Басс, И. М. Фукс – М.: Наука, 1972. – 424 с.
87. Кулемин, Г. П. Рассеяние миллиметровых волн поверхностью земли под малыми углами / Г. П. Кулемин, В. Б. Рассказовский – Киев: Наукова Думка, 1987. – 232 с.
88. Tsang, L. Scattering of Electromagnetic Waves: Theories and Applications. Vol. 1. / L. Tsang, J. A. Kong, K.-H. Ding – New York: John Wiley & Sons, 2000. – 426 p.
89. Tsang, L. Scattering of Electromagnetic Waves: Numerical Simulations. Vol. 2 / L. Tsang et al. – New York: John Wiley & Sons, 2001. – 736 p.
90. Tsang, L. Scattering of Electromagnetic Waves: Advance Topics. Vol. 3 / L. Tsang, J. A. Kong – New York: John Wiley & Sons, 2001. – 432 p.
91. Большаков, А. Н. Функция рассеяния системы "РЛС-поверхность". Специальные вопросы электродинамики и техники лазерных систем / А. Н. Большаков, Л. Е. Овчинников // Межвуз. сборник. – Л.: ЛЭТИ-ЛИАП. – 1980. – С.41-47.
92. Baskakov, A. I. Limiting accuracy of height measurement for a precision radar altimeter in a low altitude flying vehicle above the sea surface. / A. I. Baskakov et al. – *Remote Sensing*. 2021, V.13 №14, 2660.
93. Wingham D. J. A Semianalytical Model of the Synthetic Aperture, Interferometric Radar Altimeter Mean Echo, and Echo Cross-Product and Its Statistical Fluctuations / D. J. Wingham, K. A. Giles, N. Galin, R. Cullen, T. W. K. Armitage and W. H. F. Smith // *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. 2018, No.1. – P. 1-15.

94. Radar altimeter waveform simulations in Antarctica with the Snow Microwave Radiative Transfer Model (SMRT) / L. Fanny et al. – *Remote Sensing of Environment*. 2021, №9.
95. Исимару, А. Распространение и рассеяние волн в случайно неоднородных средах. Том 2 / А. Исимару – М.: Мир, 1981. – 280 с.
96. Боровицкий, Д. С. Эхосигнал спутникового высотомера с учетом доплеровского рассеяния / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // *Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника*, 2017. Вып. 3 – С. 46-51.
97. Боровицкий, Д. С. Аналитическая модель эхосигнала спутникового высотомера / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // *Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника*, 2017. Вып. 3 – С. 39-45.
98. Боровицкий, Д. С. Компьютерная модель отраженного сигнала спутникового высотомера / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // *Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника*, 2017. Вып. 5 – С. 12-19.
99. Бородин, М.А. Моделирование формы эхосигнала радиовысотомера / М. А. Бородин // *Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника*, 2022. Т.25 №4. – С. 52-62.
100. Монаков, А. А. Моделирование рассеянного шероховатой поверхностью радиосигнала методом стационарных точек / А. А. Монаков // *Известия вузов России. Радиоэлектроника*, 2023. Т.26 №3 – С. 67-76.
101. Федорюк, М. В. Метод перевала / М. В. Федорюк – М.: URSS, 2015. – 368 с.
102. Тарасенков, А.А. Сравнительный анализ математических моделей следящих радиовысотомеров / А.А. Монаков, А.А. Тарасенков // *Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника*. – 2022. – Т.25. – №4. – С. 72-80.
103. Тарасенков, А.А. Точность следящих высотомеров при работе по двумерной шероховатой поверхности / А.А. Монаков, А.А. Тарасенков // *Радиотехника*. – 2023. – Т. 87. – №6. – С. 83 – 90.
104. Ismail, M.A. W. A Precise New System of FM Radar / M. A. W. Ismail // *Proceedings of the IRE*, 1956, No.9. – P. 1140-1145.
105. Piper, S. O. Homodyne FMCW radar range resolution effects with sinusoidal nonlinearities in the frequency sweep / S. O. Piper // *Proceedings International Radar Conference / Alexandria, VA, USA*, 1995. – P. 563-567.
106. El-soud, S. A. Accuracy of Noise-Modulated Radio Altimeter / S. A. El-soud, E. Garas and I. m. El-Dokany // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1981, vol. AES-17, No. 2. – P. 248-253

107. Ван Трис, Гарри Л. Теория обнаружения, оценок и модуляции / Гарри Л. Ван Трис // в 4 т., Т.1: пер. с англ./ под ред. проф. В. И. Тихонова. – М.: Сов. Радио, 1972. – 744 с.
108. Ван Трис, Гарри Л. Теория обнаружения, оценок и модуляции / Гарри Л. Ван Трис // в 4 т., Т.3: пер. с англ./ Под ред. проф. В. Т. Горяинова. – М.: Сов. Радио, 1977. – 664 с.
109. Гришин, Ю. П. Радиотехнические системы: учеб. для ВУЗов / Ю. П. Гришин, В. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов [и др.] / под ред. Казаринова Ю. М. – М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.
110. Гоголев, И.В. Граница Крамера-Рао оценки доплеровской деформации и задержки сигнала с произвольной шириной спектра / И.В. // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника, 2016. Вып. 6 – С. 3-6.
111. Мосолов, В. С. Оценка точности и разрешающей способности нелинейных радиолокаторов с ЛЧМ сигналом / В. С. Мосолов // Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации, 2006. Вып. 107 – С. 87-90.
112. Монаков, А. А. Радиовысотомер малых высот с измерительным контуром ФАПЧ (A low-level radar altimeter with phase locked loop estimator) / Монаков А. А., Тарасенков А. А. // IEEE Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), 2022 – С. 1 – 4.
113. Тарасенков, А.А. Выбор закона частотной модуляции радиовысотомера малых высот с контуром ФАПЧ / А.А. Тарасенков, А.А. Монаков // Аэрокосмическое приборостроение и эксплуатационные технологии: сборник докладов Второй международной научной конференции, г. Санкт-Петербург, 14-22 апреля 2021 г. – Санкт-Петербург: ГУАП, 2021. – С. 39 – 42.
114. Тарасенков, А.А. Влияние типа частотной модуляции на точность радиодальномера непрерывного излучения / А.А. Тарасенков // Вопросы радиоэлектроники. Серия Техника телевидения. – 2024. – Вып. 1. С 52 – 59.
115. Тихонов, В. И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: учеб. пособие для ВУЗов / В. И. Тихонов, В. Н. Харисов, – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.
116. Simon, D. Optimal state estimation / D. Simon – New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2006. – p. 502.
117. Адаптивные фильтры: Пер. с англ. / под ред. К.Ф.Н. Коуэна, П.М. Гранта – М.: Мир, 1988. – 388 с.
118. Estimation with Applications to Tracking and Navigation / Y. Bar-Shalom et al. – USA: John Wiley & Sons, Inc., 2002.
119. Li, Xiao-Rong A survey of maneuvering target tracking: approximation techniques for nonlinear filtering / Xiao-Rong Li, Vesselin P. Jilkov // Proceedings of the SPIE. 2004, No. 08 – P. 537-550.

120. Rong Li, X. Survey of maneuvering target tracking. Part I. Dynamic models / X. Rong Li, V. P. Jilkov // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2003, No. 4 – P. 1333-1364.
121. Rong Li, X. A Survey of Maneuvering Target Tracking—Part IV: Decision-Based Methods / X. Rong Li, V. P. Jilkov // *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*. 2002, No. 08.
122. The design of a Kalman filter for range estimation in UAV using FMCW Radar Altimeter / A. L. Jose et al. // *2016 International Conference on Research Advances in Integrated Navigation Systems (RAINS)* – Bangalore, India, 2016. – P. 1-4.
123. Тарасенков, А.А. Исследование влияния сглаживающих фильтров на точность радиовысотомера с контуром ФАПЧ / А.А. Монаков, А.А. Тарасенков // «Радиолокация, навигация, связь»: сборник трудов XXIX Международной научно-технической конференции, г. Воронеж, 18-20 апреля 2023 г., RLNC 2023. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2023. – С. 248-254.
124. André Paris. Real-time channel emulator for radar-altimeters characterization / André Paris et al. // *Conference: 13th European Radar Conference (EuRAD)*, 2016, No. 11. – P. 221-224.
125. Важенин, В. Г. Полунатурное моделирование бортовых радиолокационных систем, работающих по земной поверхности: учебное пособие / В.Г. Важенин [и др.]: под общ. ред. В. Г. Важенина. — Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2015.— 208 с.
126. Ковальчук, И. Ф. Радионавигационное оборудование самолетов: учеб. пособие для учеб. заведений гражд. авиации / И. Ф. Ковальчук. – М.: Транспорт, 1991. - 231 с.
127. Хибель, М. Основы векторного анализа цепей / М. Хибель; пер. с англ. С. М. Смольского; под ред. У. Филипп. – М.: Издательский дом МЭИ, 2009. – 500 с.
128. Радиочастотные кабели / Д. Я. Гальперович [и др.] – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 256 с.
129. Тарасенков, А.А. Экспериментальная оценка точности радиовысотомера малых высот с контуром ФАПЧ / А.А. Тарасенков // *Датчики и Системы*. – 2023. – №2. – С. 29-35.
130. Тарасенков, А.А. Сравнительные натурные испытания следящий радиодальномеров непрерывного излучения / А.А. Тарасенков // *Вопросы радиоэлектроники. Серия Техника телевидения*. – 2024. – Вып. 1. – С. 60 – 68.
131. Тарасенков, А.А. Экспериментальная оценка точности радиовысотомера с дискретным следящим контуром. / А. А. Тарасенков // *Научная сессия ГУАП: сборник докладов*, г. Санкт-Петербург, 9-13 апреля 2018 г. – Санкт-Петербург: ГУАП, 2018. – Ч.1. Технические науки. – С. 169 – 174.
132. Тарасенков А.А. Сравнительный анализ точности следящих радиовысотомеров / А.А. Монаков, А.А. Тарасенков // «Радиолокация, навигация, связь»: сборник трудов XXVIII

Международной научно-технической конференции, г. Воронеж, 19-21 апреля 2023 г., RLNC 2022. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2022. – С. 258-265.

133. Тарасенков, А.А. Сглаживающие фильтры в измерительном контуре ФАПЧ радиовысотомера малых высот / А. А. Тарасенков, А. А. Монаков // Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: сборник материалов XXVI Международной научной конференции, г. Санкт-Петербург, 20 мая – 02 июня 2023 г. : в 3-х частях. – Санкт-Петербург: ГУАП, 2023. – С. 261-268.
134. Тарасенков, А.А. Исследование влияния закона частотной модуляции на потенциальную точность радиовысотомера непрерывного излучения / А. А. Тарасенков, А. А. Монаков // «Радиолокация, навигация, связь»: сборник трудов XXX Международной научно-технической конференции, г. Воронеж, 16-18 апреля 2024 г., RLNC 2024. – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2024. – Том 2. – С. 421-428.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Акт внедрения ООО «КОНТУР-НИИРС», г. Санкт-Петербург



Общество с ограниченной ответственностью
«КОНТУР-НИИРС»
 (ООО «КОНТУР-НИИРС»)



УТВЕРЖДАЮ

Директор ООО «КОНТУР-НИИРС»


 Зеленский С. Е.

« 14 » 02 20 24 г.

АКТ №005/2024**о внедрении результатов**

диссертационной работы на соискание ученой степени
 кандидата технических наук
 «Оценка высоты воздушного судна методом фазовой автоподстройки
 опорного сигнала в радиовысотомере непрерывного излучения»

от 14.02.2024 г.

Комиссия в составе:

председатель, директор ООО «КОНТУР-НИИРС» Зеленский С. Е.,
 члены комиссии:

- зам. директора по спецтехнике Козырев А. Н.;
- зам. директора по развитию, Антохин И. Л.;
- главный специалист Иванов С. А.;
- начальник лаборатории, к. т. н., Вишенцев М. В.

составили настоящий акт внедрения о том, что результаты диссертационной работы Тарасенкова Андрея Александровича «Оценка высоты воздушного судна методом фазовой автоподстройки опорного сигнала в радиовысотомере непрерывного излучения», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по научной специальности 2.2.16 «Радиолокация и радионавигация», использованы в НИР по теме «Контур-РВ» ООО «КОНТУР-НИИРС» при разработке радиовысотомера малых высот в виде демонстратора.

Результаты диссертационной работы Тарасенкова А. А.:

1. Получен новый способ обработки сигнала биений в радиовысотомере малых высот на основе фазовой автоподстройки специального опорного сигнала.
2. Разработана математическая модель измерительного контура фазовой автоподстройки, обеспечивающего точную оценку высоты относительно шероховатой поверхности.
3. Предложены способы повышения быстродействия измерителя.

4. Выбран наиболее рациональный закон частотной модуляции излучаемого сигнала, обеспечивающий меньшую погрешность.

5. Получены экспериментальные данные, подтверждающие эффективность предлагаемого способа обработки сигнала биений в радиовысотомере малых высот.

6. По результатам разработок получен патент на полезную модель №207967 от 29.07.2021.

Заключение: Использование указанных результатов позволяет:

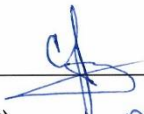
– получить новый способ обработки сигнала биений в радиовысотомере малых высот, позволяющий на 50% повысить точность оценки высоты над протяженной шероховатой поверхностью;

– повысить быстродействие радиовысотомера в 2 раза за счет применения калмановского фильтра в следящем измерительном контуре;

– выбрать рациональный закон частотной модуляции зондирующего сигнала радиовысотомера, что обеспечило увеличение точности на 20 %.


Председатель комиссии:

Директор ООО «КОНТУР-
НИИРС»

 С.Е. Зеленский
« 14 » 02 2024 г.

Члены комиссии:


Зам. директора по спецтехнике

 А.Н. Козырев
« 14 » 02 2024 г.

Зам. директора по развитию,

 И.Л. Антохин
« 14 » 02 2024 г.

Главный специалист

 С.А. Иванов
« 14 » 02 2024 г.

Начальник лаборатории,
к. т. н.

 М.В. Вишенцев
« 14 » февраль 2024 г.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Акт внедрения С-Пб ГУАП, Кафедра «Радиотехнические системы»



МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
 федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования
 «Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения»
 (ГУАП)

Санкт-Петербург

№ _____

УТВЕРЖДАЮ

Ректор С-Пб ГУАП,
доктор экономических наук, профессор

Антохина Ю. А.

«20» февраля 2024 г.



АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы
 Тарасенкова Андрея Александровича
 «Оценка высоты воздушного судна методом фазовой автоподстройки опорного сигнала в
 радиовысотомере непрерывного излучения»,
 представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук
 по специальности 2.2.16 – «Радиолокация и радионавигация»

Комиссия в составе

Председателя – директора института радиотехники, электроники и связи, доктора
 технических наук, профессора Бестугина А. Р.,

Членов комиссии:

- заведующего кафедрой «Радиотехнические системы», кандидата технических наук
 Поваренкина Н. В.;
- кандидата технических наук, доцента кафедры «Радиотехнические системы»
 Поддубного С. С.

настоящим актом подтверждает, что результаты диссертационной работы аспиранта
 А. А. Тарасенкова, «Оценка высоты воздушного судна методом фазовой автоподстройки
 опорного сигнала в радиовысотомере непрерывного излучения», а именно алгоритмы
 цифровой обработки сигнала биений при помощи измерительного контура ФАПЧ в
 радиовысотомере непрерывного излучения, внедрены в разделы лекционных курсов и

лабораторного практикума по следующим дисциплинам: «Основы математического моделирования радиотехнических систем», «Бортовые радиоэлектронные системы», «Радионавигационные системы и комплексы», читаемых на кафедре «Радиотехнические системы» по направлению подготовки 11.04.01 «Радиотехника».


Председатель:

директор института радиотехники,
электроники и связи,
доктор технических наук, профессор



/Бестугин А. Р./
«20» фев. 2024 года

Члены комиссии:

заведующий кафедрой
«Радиотехнические системы»,
кандидат технических наук


/Поваренкин Н. В./
«20» февраля 2024 года

доцент кафедры «Радиотехнические системы»,
кандидат технических наук,
доцент


/Поддубный С. С./
«20» февраля 2024 года