

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)»**

На правах рукописи



Серкин Фёдор Борисович

**ЛОКАЛЬНАЯ СИСТЕМА МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ С ИНТЕГРИРОВАННЫМ
КАНАЛОМ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ**

05.12.14 – Радиолокация и радионавигация

Диссертация
на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат технических наук, доцент,
Важенин Николай Афанасьевич

Москва 2016

Содержание.

Введение	5
Глава 1. Сравнительный анализ систем высокоточного локального местоопределения....	11
1.1 Системы на основе стандарта IEEE 802.11 (Wi-Fi)	12
1.1.1 WiFiSLAM.....	12
1.1.2 Алгоритмы Reinhard Exel на основе IEEE 802.11b	15
1.1.3 Алгоритмы Adbo Gaber and Abbas Omar для OFDM сигналов.....	17
1.2 Псевдоспутниковые системы	19
1.3 Системы на основе сверхширокополосных сигналов	20
1.4 Системы, использующие радиочастотные метки	21
1.5 Системы на основе ультразвуковых сигналов	22
1.6 Системы на основе стандарта IEEE 802.15.1 (Bluetooth)	22
1.7 Системы на основе инфракрасного излучения	23
1.8 Оптические системы	24
1.9 Системы на основе магнитного поля	26
1.10 Акустические системы.....	27
1.11 Сравнительный анализ систем локального местоопределения	28
1.12 Выводы	30
Глава 2. Анализ алгоритмов совмещения навигационной системы и системы передачи данных	32
2.1 Алгоритмы совмещения системы передачи данных и навигационной системы.....	32
2.1.1 Квадратурный алгоритм совмещения	34
2.1.2 Модифицированный квадратурный алгоритм совмещения.....	35
2.1.3 Алгоритм совмещения в информационном канале	36
2.1.4 Алгоритм совмещения в гибридном информационном канале.....	37
2.2 Анализ влияния навигационной системы и системы передачи данных друг на друга	38
2.3 Математическая модель совмещенной системы	41
2.3.1 Алгоритмы дискриминаторов петель слежения.....	45
2.3.2 Алгоритмы петлевых фильтров петель слежения с разными типами управления для работы в импульсном режиме.....	49
2.4 Анализ характеристик информационного канала	51
2.5 Анализ характеристик навигационной составляющей системы	53
2.6 Выводы	54

Глава 3. Анализ алгоритмов оценки текущего отношения сигнал-шум на основе квадратурных компонент принимаемого сигнала	56
3.1 Анализ существующих алгоритмов оценки отношения сигнал/шум	56
3.2 Математическая модель компонент и характеристик сигнала	57
3.3 Алгоритмы оценки отношения сигнал-шум на основе квадратурных компонент сигнала.....	61
3.4 Алгоритмы оценки отношения сигнал-шум на основе характеристик длины и фазы вектора.....	63
3.5 Алгоритмы, полученные на основе эмпирических предположений.....	66
3.6 Имитационное моделирование алгоритмов оценки отношения сигнал/шум	68
3.7 Выводы.....	77
Глава 4. Анализ вариантов реализации цифровых синтезаторов частоты в системах слежения за задержкой	79
4.1 Эффекты дискретности в цифровых синтезаторах частоты	79
4.2 Математические модели для описания эффектов дискретности в двухуровневых цифровых синтезаторах частоты.....	80
4.2.1 ЦСЧ на накопительном сумматоре.....	81
4.2.2 ЦСЧ на накопительном сумматоре с использованием диттера.....	83
4.2.3 ЦСЧ на накопительном сумматоре с СПИ	83
4.3 Имитационное моделирование эффектов дискретности в двухуровневых цифровых синтезаторах частоты.....	84
4.4 Анализ результатов моделирования.....	86
4.5 Выводы.....	90
Глава 5. Разработка и экспериментальное исследование характеристик прототипа совмещенной системы	92
5.1 Технология и аппаратно-программные средства программно-определяемого радио	92
5.2 Разработка и отладка технических решений и алгоритмов	95
5.3 Оптимизация вычислительных процедур при реализации алгоритмов обработки сигналов совмещенной системы	97
5.4 Реализация прототипа совмещенной системы	100
5.3 Описание и результаты экспериментов с прототипом в помещении	103
5.3.1 Модель движения 1	104
5.3.2 Модель движения 2	105
5.4 Описание и результаты экспериментов с прототипом на испытательном полигоне	106
5.5 Выводы.....	113
Заключение.....	115

Список сокращений и условных обозначений	118
Список литературы	121

Введение

Актуальность темы исследования

Исследования и разработки радиосистем, позволяющих определять местоположение подвижных объектов берут начало в середине 20 века. Широкое распространение получили глобальные спутниковые навигационные системы, позволяющие определять местоположение объектов с высокой точностью. Однако, в настоящее время возникает задача местоопределения не только под открытым небом, но и в областях, где спутниковые сигналы сильно искажены или недоступны, например, в цехах, ангарах, глубоких карьерах, офисных помещениях и т.п. При наличии сильной многолучевости или затенения получить высокую точность местоопределения с помощью глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) становится затруднительно. Однако, существуют системы локального местоопределения, которые способны дополнить или полностью заменить ГНСС на некоторой ограниченной территории или внутри помещений. В качестве сигналов таких систем могут использоваться сверхширокополосные сигналы, сигналы систем связи на основе стандартов IEEE 802.11, IEEE 802.15 и т.д. Подобные системы могут также строиться на основе использования магнитного поля, звуковых и оптических сигналов. Одним из направлений создания локальных систем местоопределения являются псевдоспутниковые системы, излучающие сигналы подобные сигналам ГНСС. В настоящее время широкое практическое применение получают и системы относительного местоопределения, в которых объект всегда начинает движение из известной точки. Примером реализации относительного местоопределения является система компании Locata.

Одной из основных проблем при реализации систем местоопределения является наличие большого количества помеховых сигналов в эфире, затрудняющих оценку радиотехнических параметров сигналов системы. Особенно остро данная проблема встает при работе системы в ISM-диапазоне (ISM – Industrial, Scientific, Medical), где, как известно, работает множество излучающих устройств, в том числе и системы передачи информации. Другой востребованной особенностью систем локального местоопределения является реализация высокоскоростного канала передачи информации. На данный момент реализация такого канала возможна, например, в системах на основе стандарта IEEE 802.11, однако, в связи с информационной направленностью стандарта, в его рамках оказывается затруднительно реализовать известные высокоточные алгоритмы оценки радиотехнических параметров сигнала. Несмотря на многочисленные попытки реализации на основе протокола IEEE 802.11 системы высокоточного местоопределения, до настоящего времени эту задачу нельзя считать в полной мере решенной. Таким образом, научный и практический интерес представляет разработка принципов построения и алгоритмов обработки сигналов системы высокоточного местоопределения с

интегрированным высокоскоростным каналом передачи данных. Максимальные ошибки местоопределения не должны превышать 10-20 см, а скорость передачи данных при этом может достигать десятков Мбит/с. Данная система должна быть способной работать в условиях отсутствия сигналов ГНСС, при наличии сильной многолучевости, а также во взаимодействии с работающими в этом же пространстве сетями стандарта IEEE 802.11. В данной работе предложены и исследованы новые алгоритмы совмещения широко распространенной системы связи на базе стандарта IEEE 802.11 и системы определения местоположения, использующей разностно-дальномерный метод местоопределения. Проведен анализ качества работы информационной и навигационной составляющих системы в условиях многолучевости. Также представлены результаты разработки прототипа навигационной части данной системы и результаты экспериментов по определению относительного перемещения объекта на плоскости в условиях реальной многолучевости, характерной для офисного помещения и открытого пространства. В ходе разработки данной системы был решен ряд научно-технических задач, связанных с минимизацией влияния навигационной и информационной составляющих системы друг на друга, минимизацией влияния эффектов дискретности в цифровых синтезаторах частоты петель слежения, а также с анализом существующих и разработкой новых алгоритмов оценки отношения сигнал/шум для управления качеством работы системы.

Цель диссертационной работы и решаемые задачи

Целью диссертационной работы является разработка и анализ новых алгоритмов и аппаратно-программных средств совмещения системы беспроводной передачи информации на основе стандарта IEEE 802.11 и системы высокоточного местоопределения. Для достижения поставленной цели, решались следующие задачи:

1. Анализ существующих систем, сочетающих в себе функции передачи данных и местоопределения.
2. Разработка и анализ структуры сигналов и оценка влияния навигационной и информационной составляющих друг на друга.
3. Разработка и анализ алгоритмов формирования и обработки сигналов для реализации совместимости системы местоопределения и сети передачи данных протокола IEEE 802.11.
4. Сравнительный анализ алгоритмов построения цифровых синтезаторов частоты в петлях слежения за задержкой в навигационных приемниках для минимизации эффектов дискретности.
5. Сравнительный анализ алгоритмов оценки текущего отношения сигнал/шум на основе квадратурных компонент принимаемого сигнала для управления качеством связи и местоопределения.

6. Разработка имитационных моделей совмещенной системы для анализа характеристик информационной и навигационной составляющих системы, а также исследования влияния эффектов многолучевости.

7. Разработка прототипа совмещенной системы на основе технологии программно-определяемого радио для экспериментального подтверждения работоспособности и эффективности разработанных алгоритмов совмещения и анализа точности местоопределения в реальных условиях.

Методы исследования

В работе использовался математический аппарат теории электрической связи, математического анализа, теории вероятностей и математической статистики. В виду сложности аналитического решения поставленных задач в качестве основного метода исследования использовался метод компьютерного имитационного моделирования. Для проведения имитационного моделирования и экспериментов при поддержке программных средств MS Windows, Linux, Mathworks MATLAB и аппаратной платформы LabVIEW USRP использовались технологии модельно-ориентированного проектирования, программно-определяемого радио и многопоточного программирования.

Научная новизна

1. Предложены модификации алгоритмов формирования и обработки сигналов стандарта IEEE 802.11, позволяющие реализовать возможность высокоточного определения местоположения подвижных объектов, сохранив функционал системы передачи данных.

2. С помощью разработанной имитационной модели получены характеристики работы навигационного и информационного каналов предложенной совмещенной системы для условий распространения сигнала, определенных статистическими моделями ETSI.

3. Получены и исследованы новые алгоритмы оценки отношения сигнал/шум на основе квадратурных составляющих сигнала, позволяющие при наличии избыточного количества передатчиков за счет исключения заведомо ложных измерений уменьшить СКО ошибки местоопределения.

4. Исследовано влияние различных алгоритмов построения цифровых синтезаторов частоты на качество работы системы слежения за задержкой, выделены наиболее эффективные из них.

5. С использованием прототипа совмещенной системы, реализованного на основе технологии программно-определяемого радио, экспериментально получены характеристики работы совмещенной системы в реальном помещении и на открытом пространстве, проведена оценка применимости известных статистических моделей ETSI для анализа характеристик совмещенной системы.

6. Экспериментально подтверждена принципиальная возможность получения высокоточных фазово-кодовых измерений в совмещенной системе на основе предложенных технических решений.

Практическая ценность

Практическая ценность работы заключается в том, что в ней разработаны и апробированы алгоритмы формирования и обработки сигналов, позволяющие реализовать систему высокоточного местоопределения с интегрированным каналом передачи данных, совместимую с широко распространенными сетями Wi-Fi. Предложенные алгоритмы и технические решения могут быть использованы на практике при разработке и создании систем автоматического управления строительной, сельскохозяйственной и иной техникой в условиях, когда сигналы спутниковых систем отсутствуют или сильно искажены.

Положения, выносимые на защиту

1. Предложенные модификации алгоритмов формирования и обработки сигналов стандарта IEEE 802.11 в условиях испытательного полигона или офисного помещения обеспечивают возможность получения сантиметровой точности относительного местоопределения при использовании фазовых измерений и наличии избыточности радиопередатчиков при наличии сигналов прямого распространения без ухудшения качества передачи информации.
2. Разработанные математические модели и методика анализа предложенных алгоритмов оценки отношения сигнал/шум на основе обработки квадратурных компонент принимаемого сигнала подтверждают возможность обеспечения оценки текущего отношения сигнал/шум при отсутствии систематической ошибки оценки фазы и при отношениях сигнал/шум более 0 дБ с ошибкой менее 0.1 дБ по отношению к границе Крамера-Рао, а при значениях систематической ошибки оценки фазы до $\pi/8$ - с максимальной ошибкой до 0.1 дБ.
3. Разработанные математические модели и методика анализа предложенного алгоритма реализации прямого двухуровневого цифрового синтезатора частоты с использованием добавления псевдослучайного процесса к текущему значению фазы синтезатора подтверждают возможность подавления низкочастотных составляющих спектра корреляционного сигнала не менее, чем на 49 дБ по сравнению с реализацией на накопительном сумматоре.
4. Экспериментально подтверждено, что использование сигнала от дополнительной базовой станции позволяет за счет избыточности измерений сократить ошибки оценки позиции на плоскости, связанные с многолучевым распространением сигналов, более чем в 3 раза.

Внедрение

Программные и аппаратные реализации предложенных алгоритмов внедрены в ООО «Топкон Позиционинг Системс» при разработке и исследовании перспективных систем местоопределения.

Достоверность

Достоверность полученных результатов обеспечивается корректностью исходных положений и математических моделей, используемых при разработке предложенных алгоритмов, строгостью проведения их математического анализа и результатами моделирования. Что подтверждается совпадением в частных случаях результатов математического анализа и имитационного моделирования с ранее известными теоретическими результатами. Также достоверность результатов работы подтверждена сопоставлением указанных результатов с экспериментальными результатами, полученными с использованием прототипа.

Апробация результатов работы

Результаты исследований докладывались на 7 конференциях: Московской молодежной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике - 2013» (МАИ, Москва, 2013); на «15th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), 2013» (Испания, Картахена, 2013); на 18-ой Международной научная конференция «Системный анализ, управление и навигация», (МАИ, Москва, 2013); на 12-ой Международной конференции «Авиация и Космонавтика – 2013» (МАИ, Москва, 2013); на 13-ой Международной конференции «Авиация и Космонавтика – 2014» (МАИ, Москва, 2014); на 20-ой Международной научной конференции «Системный анализ, управление и навигация» (г. Евпатория, Крым, 2015), на 14-ой Международной конференции «Авиация и Космонавтика – 2015» (МАИ, Москва, 2015);

Публикации

Результаты исследований опубликованы в 4 работах, из которых 4 статьи в журналах, входящих в перечень ВАК.

Личный вклад автора

Автором диссертационной работы лично проведен обзор и анализ существующих систем высокоточного локального местоопределения; предложены и исследованы алгоритмы формирования и обработки сигналов, реализующие возможность одновременной высокоскоростной передачи информации и высокоточного местоопределения; разработана реализация предложенных алгоритмов в виде лабораторного макета и проведены экспериментальные исследования характеристик его функционирования в условиях офисного помещения и испытательного полигона; проведен сравнительный анализ алгоритмов построения цифровых синтезаторов частоты петель слежения, на основе которого сформулированы рекомендации по выбору алгоритма для снижения шумов дискретности. Совместно с научным руководителем Н.А. Важениным выполнена разработка и анализ новых алгоритмов оценки отношения сигнал/шум, используемых в системе для адаптивного выбора модуляционно-кодовой схемы в информационном канале, а также отбраковки заведомо ложных измерений при расчете координат.

Структура и объем работы

Работа состоит из введения, пяти глав, заключения и содержит 83 рисунка, 110 формул, 7 таблиц и 98 позиций списка литературы. Общий объем работы 127 страниц.

Соответствие работы паспорту специальности

Работа соответствует паспорту специальности 05.12.14 «Радиолокация и радионавигация». Пункт 6 - «Исследование и разработка устройств радионавигации, в том числе космических, с целью повышения точности местоопределения объектов в пространстве, эффективности управления объектами и широкого использования радионавигационных устройств в народном хозяйстве», пункт 8 – «Исследование и разработка каналов передачи информации в многопозиционных системах».

Глава 1. Сравнительный анализ систем высокоточного локального местоопределения

В данной главе проведен анализ систем, способных обеспечивать дециметровую или сантиметровую точность локального местоопределения. Приведена классификация данных систем по типам используемых сигналов, а также основные характеристики данных систем. Сформулированы основные проблемы существующих систем и направления исследования.

Рассмотрим общие принципы и основные методы местоопределения, используемые в современных системах на примере решения задачи местоопределения на плоскости (рис. 1.1), где M – местоположение приемника, а точки с номерами 1...4 – местоположение радиопередатчиков. Из всех возможных методов определения местоположения объекта наиболее широкое распространение получили следующие [1-3]:

1. Пеленгационный (AoA (DoA, AoD) – Angle (Direction) of Arrival (Departure)), при котором на основе углов (пеленгов) a и b сигналов передатчиков 1 и 2 местоположение объекта M определяется как точка пересечения двух прямых (рис. 1.1, а).
2. Дальномерный (ToA – Time of Arrival, RToF – Round-trip Time of Flight), при котором на основе расстояния от приемника до нескольких передатчиков местоположение определяется как точка пересечения окружностей (рис. 1.1, б).
3. Разностно-дальномерный (TDoA – Time Difference of Arrival), при котором местоположение определяется как точка пересечения функций разности дальностей до передатчиков, представляющих собой гиперболы (рис. 1.1, в).

В литературе также описаны другие методы [1-3]: суммарно-дальномерный, дальномерно-пеленгационный, разностно-пеленгационный и другие, но их использование для решения поставленных задач является затруднительным в силу аппаратно-алгоритмических ограничений прототипов.

Описанные методы для решения задачи местоопределения используют различные геометрические параметры. Непосредственная оценка данных параметров с помощью радиоустройств в ряде случаев может быть недоступна. Однако, возможно измерение различных радиотехнических параметров, которые с помощью известных соотношений возможно пересчитать в указанные геометрические параметры. В качестве радиотехнических параметров могут использоваться задержка и фаза сигнала, направление приема сигнала, а также принятая мощность сигнала.

Классифицируем далее рассматриваемые системы по типу сигнала, в них используемого, либо стандарту, который лежит в основе системы, рассмотрим их основные преимущества и недостатки.

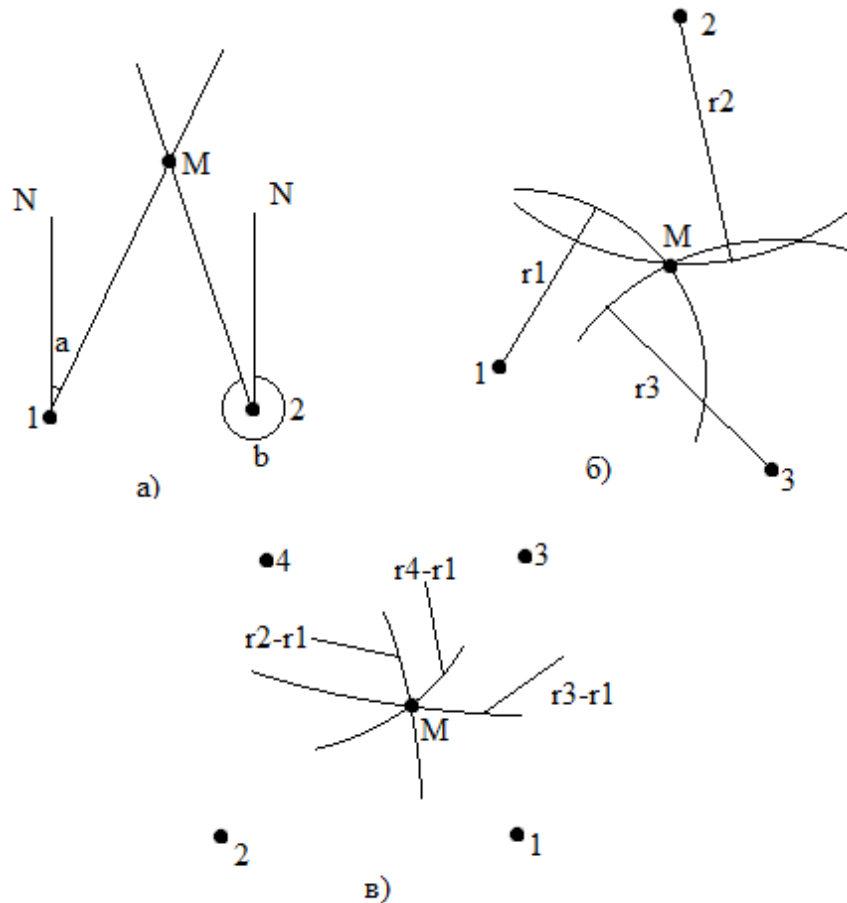


Рисунок 1.1 – Методы местоопределения.

1.1 Системы на основе стандарта IEEE 802.11 (Wi-Fi)

В настоящее время широко распространены системы передачи данных на основе стандарта IEEE 802.11 или Wi-Fi. Множество работ посвящено исследованию методов местоопределения в сетях связи Wi-Fi. Большая часть методов основывается на оценке принятой мощности сигнала, хотя существуют и системы на основе оценки задержки, фазы, а также угла прихода сигнала. Системы на основе стандарта IEEE 802.11, позволяющие обеспечить наиболее точное вычисление позиции представлены ниже.

1.1.1 WiFiSLAM

WiFiSLAM [18, 19, 27] – это система местоопределения внутри помещений для смартфонов, в которой для определения позиции используются оценки мощности принятых Wi-Fi сигналов, получаемые со стандартного модуля IEEE 802.11. В базовом виде SLAM (Simultaneous Localization And Mapping) – это процесс, при котором абонент способен построить карту среды («fingerprint») и в то же время использовать эту карту для определения местоположения (см. рис. 1.2). В SLAM траектория движения и позиции всех ориентиров оцениваются в реальном времени без необходимости априорной информации о позиции.

Предположим, что абонент движется через среду, производя относительные измерения позиций некоторого количества неизвестных ориентиров. Тогда в момент времени k определены следующие величины:

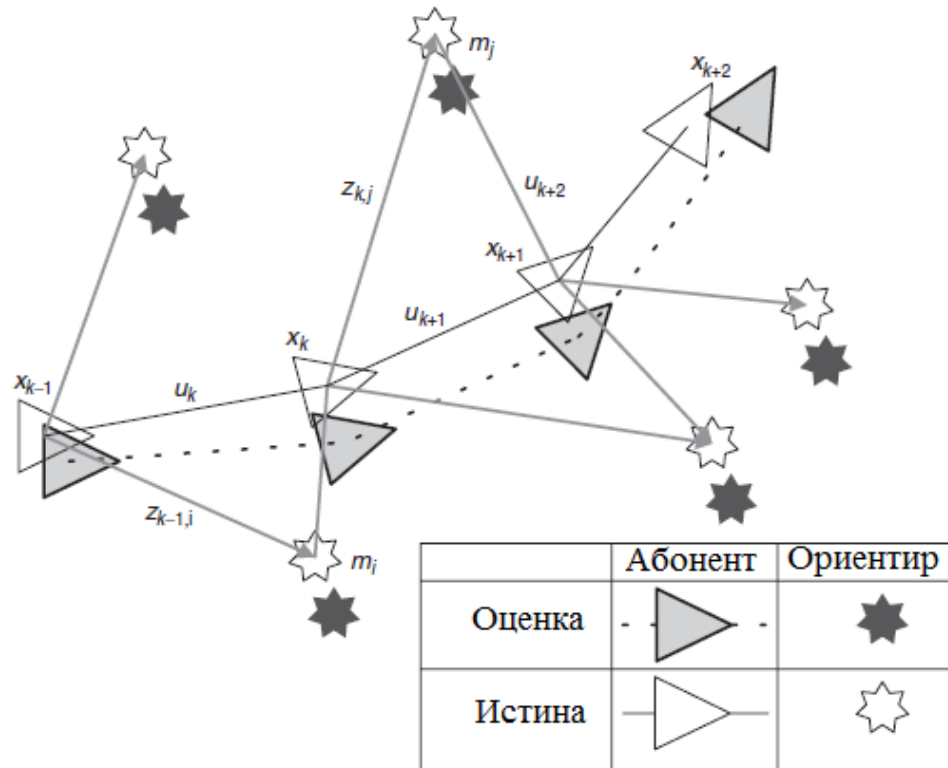


Рисунок 1.2 – SLAM-алгоритм.

\mathbf{x}_k – вектор состояния, описывающий позицию и ориентацию абонента.

\mathbf{u}_k – вектор управления, примененный в момент времени $k-1$ для перемещения абонента в состояние \mathbf{x}_k .

\mathbf{m}_i – вектор, описывающий позицию i -ого ориентира в предположении, что его истинное положение не меняется во времени.

z_{ik} – измерение позиции i -ого ориентира, полученное абонентом в момент времени k .

$\mathbf{X}_{0:k} = \{\mathbf{x}_0, \mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_k\} = \{\mathbf{X}_{0:k-1}, \mathbf{x}_k\}$ – история позиций абонента.

$\mathbf{U}_{0:k} = \{\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_k\} = \{\mathbf{U}_{0:k-1}, \mathbf{u}_k\}$ – история значений управления.

$\mathbf{m} = \{\mathbf{m}_1, \mathbf{m}_2, \dots, \mathbf{m}_n\}$ – вектор ориентиров.

$\mathbf{Z}_{0:k} = \{z_1, z_2, \dots, z_k\} = \{\mathbf{Z}_{0:k-1}, z_k\}$ – вектор измерений позиций ориентиров.

В вероятностном виде решение задачи SLAM требует, чтобы распределение вероятности

$$P(\mathbf{x}_k, \mathbf{m} | \mathbf{Z}_{0:k}, \mathbf{U}_{0:k}, \mathbf{x}_0) \quad (1.1)$$

было вычислено для всех моментов времени k . Данное распределение вероятности описывает совместную апостериорную плотность распределения позиций ориентиров и состояния абонента в момент k , учитывая измерения и значения управления, включая момент k .

Таким образом, достижимо рекурсивное решение задачи SLAM, начиная с оценки распределения $P(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{m} | \mathbf{Z}_{0:k-1}, \mathbf{U}_{0:k-1})$ в момент $k-1$ с помощью теоремы Байеса. Данная оценка требует наличия модели перехода состояний и модели измерений, описывающих эффекты использования значения управления и измерений. Модель измерений описывает вероятность фиксирования измерения \mathbf{z}_k , когда позиция абонента и ориентира известны и в общем случае описывается следующим образом:

$$P(\mathbf{z}_k | \mathbf{x}_k, \mathbf{m}). \quad (1.2)$$

Следует отметить, что при предположении, что позиции абонента и карта определены, измерения условно независимы. Модель движения абонента может быть описана, используя распределение вероятности перехода состояний:

$$P(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{u}_k). \quad (1.3)$$

Таким образом, смена состояний предполагается Марковским процессом, в котором следующее состояние \mathbf{x}_k зависит только от предыдущего состояния \mathbf{x}_{k-1} и примененного значения управления \mathbf{u}_k и не зависит от измерений и карты.

Алгоритм SLAM реализован в виде двух-шагового рекурсивного предсказания (шаг обновления времени) коррекции (шаг обновления измерения).

Обновление времени:

$$\begin{aligned} P(\mathbf{x}_k, \mathbf{m} | \mathbf{Z}_{0:k-1}, \mathbf{U}_{0:k}, \mathbf{x}_0) = \\ = \int P(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{u}_k) \times P(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{m} | \mathbf{Z}_{0:k-1}, \mathbf{U}_{0:k-1}, \mathbf{x}_0) d\mathbf{x}_{k-1} \end{aligned} \quad (1.4)$$

Обновление измерения (оценки):

$$\begin{aligned} P(\mathbf{x}_k, \mathbf{m} | \mathbf{Z}_{0:k}, \mathbf{U}_{0:k}, \mathbf{x}_0) = \\ = \frac{P(\mathbf{x}_k | \mathbf{x}_k, \mathbf{m}) P(\mathbf{x}_k, \mathbf{m} | \mathbf{Z}_{0:k-1}, \mathbf{U}_{0:k}, \mathbf{x}_0)}{P(\mathbf{x}_k | \mathbf{Z}_{0:k-1}, \mathbf{U}_{0:k})} \end{aligned} \quad (1.5)$$

Выражения (1.4) и (1.5) описывают рекурсивную процедуру оценки совместной апостериорной вероятности $P(\mathbf{x}_k, \mathbf{m} | \mathbf{Z}_{0:k}, \mathbf{U}_{0:k}, \mathbf{x}_0)$ для состояния абонента \mathbf{x}_k и карты \mathbf{m} в момент k , основываясь на всех измерениях $\mathbf{Z}_{0:k}$ и всех значениях управления $\mathbf{U}_{0:k}$, включая момент k .

Основными преимуществами данного метода являются:

1. Использование протокола IEEE 802.11, позволяющего помимо позиции обеспечить абонента высокоскоростным каналом передачи данных.
2. Для работы в базовом случае не требуется априорная информация о среде и позиции.
3. Достаточно большой радиус действия, обеспечиваемый стандартом.

Недостатками метода являются низкая точность измерений, порядка 2-2.5 метров, а также высокая вычислительная сложность реализаций алгоритма [19], в особенности при решении задачи местоопределения в пространстве.

1.1.2 Алгоритмы Reinhard Exel на основе IEEE 802.11b

Алгоритмы Reinhard Exel на основе IEEE 802.11b [31, 32] основаны на аппаратной платформе, поддерживающей высокоточное считывание метки времени для определения момента прихода сигнала IEEE 802.11b. Метод считывания метки времени аналогичный методам в проводных локальных сетях может быть реализован на нестандартной плате SMiLE для WLAN (Wireless Local Area Network). Путем мониторинга фронта контрольных сигналов на передающей и приемной станциях создаются высокоточные метки времени. Используя данные метки с нескольких станций, возможно реализовать оценку местоположения разностно-дальномерным методом.

Ключевой особенностью реализации является принцип создания метки времени. Данный принцип основывается на оценке момента времени, при котором приемная станция детектирует специальный символ a_{ref} , введенный в информационный сигнал стандарта. Поскольку частота дискретизации $1/T_s$ конечна, a_{ref} может быть детектирован только в моменты отсчетов частоты дискретизации и будет оцениваться с ошибкой ε . Для повышения точности определения момента появления символа в работе предложен квадратичный синхронизатор, при котором дробная задержка описывается выражением:

$$\varepsilon = -\frac{1}{2\pi} \arg \left(\sum_{l=0}^{LN-1} |y_l|^2 e^{-\frac{j2\pi l}{N}} \right) \quad (1.6)$$

где $N=T/T_s$ – количество отсчетов на символ длительностью T , L – количество символов на интервале усреднения, а y – сигнал стандарта IEEE 802.11b, отсчеты которого в моменты времени kT_s описываются выражением:

$$y(kT_s) = \sum_m a_m g(kT_s - mT - \varepsilon T) e^{j(\theta + \Omega kT_s)} + n(kT_s) \quad (1.7)$$

где $n(kT_s)$ – отсчет Аддитивного Белого Гауссова Шума (АБГШ) в момент времени kT_s , a_m может принимать значения $\{1, j, -1, -j\}$ – ОФМн-4 (Квадратурная Относительная Фазовая Манипуляция) модуляция, $g(kT_s)$ – отсчет симметричного импульса формы приподнятого косинуса в момент времени kT_s , θ – сдвиг фазы, Ω – сдвиг частоты.

Следующий этап [33] эволюции данной системы использует метод «виртуального» слежения за фазой сигнала. При этом с помощью оценки разности фаз, полученной с двух станций возможно получить оценку разности расстояния

$$\hat{d}_{i,1} = \frac{\lambda}{2\pi} (\theta_i - \theta_1) + \lambda(n_i - n_1) \quad (1.8)$$

и затем использовать ее при местоопределении. Здесь $n_i - n_1$ – разница количества полных циклов фаз несущих частот. При инициализации слежения предполагается вычислять данное значение с помощью измерений, полученных с помощью описанного выше метода создания меток времени.

Данный метод использует термин «виртуального» слежения, поскольку в нем фактически отсутствует слежение за фазой сигнала в том виде, в котором это реализуется при слежении за сигналами спутников в навигации. Оценка разности фаз $\hat{\varphi}_{i,1}$ может быть определена истинным значением $\varphi_{i,1} = (\theta_i - \theta_1)$ из (1.8), искаженным некоторым шумом с нулевым средним значением $\omega_{i,1}$, зависящим от ошибки синхронизации, отношения сигнал/шум, длины пакета информации и параметров распространения сигнала:

$$\hat{\varphi}_{i,1} = \theta_i - \theta_1 + \omega_i - \omega_1 \quad (1.9)$$

Тогда процедуру обновления значения оценки разности расстояний можно записать следующим образом

Инициализация:

$$\hat{d}_{i,1}^0 \leftarrow \frac{\lambda}{2\pi} \hat{\varphi}_{i,1}^0 + \lambda n_{i,1} \quad (1.10)$$

Обновление значения:

$$\hat{\varphi}_{i,1}^k \leftarrow \hat{\varphi}_{i,1}^k - \hat{\varphi}_{i,1}^{k-1}, \text{ ограниченное значениями } (-\pi; \pi] \quad (1.11)$$

$$\hat{d}_{i,1}^k \leftarrow \hat{d}_{i,1}^{k-1} + \frac{\lambda}{2\pi} \hat{\varphi}_{i,1}^k \quad (1.12)$$

Достоинствами данного решения являются:

1. Высокая точность определения позиции, вплоть до единиц сантиметров при реализации слежения за фазой.
2. Высокая скорость передачи данных, вследствие использования стандарта IEEE 802.11b.
3. Большая зона действия при использовании помехоустойчивых модуляционно-кодовых схем.

Недостатки заключаются в следующем:

1. Существенное падение точности местоопределения при перескоках фазы.
2. Позиция определяется на стороне сети точек доступа. Данный пункт является скорее особенностью, но в контексте работы является недостатком, поскольку позицию требуется определять на стороне движущегося объекта совмещенной системы.
3. Для решения задачи местоопределения необходима точная синхронизация сети точек доступа, которая в описываемом решении реализуется средствами Ethernet, а также некоторый компьютер для управления сетью и расчета позиции.

1.1.3 Алгоритмы Adbo Gaber and Abbas Omar для OFDM сигналов

Алгоритмы Adbo Gaber and Abbas Omar для OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) сигналов представлены в [35-37, 72, 73]. В данных работах для определения навигационного параметра используется алгоритм матричных пучков (MP - Matrix Pencil algorithm), а для оценки позиции возможно использовать пеленгационный или разностно-дальномерный методы. Рассмотрим базовый алгоритм MP для разностно-дальномерного метода. В стандарте IEEE 802.11 используются сигналы с OFDM. Согласно стандарту, при использовании таких сигналов в структуру кадра включаются специальные тренировочные последовательности для оценки передаточной характеристики канала. Представим выход k -ой поднесущей i -го OFDM символа как

$$R_{i,k} = X_{i,k} \times \sum_{l=1}^L e^{-j\omega_k \tau_l} \times A_{i,l} + w_{i,k}; \quad -N_u/2 \leq k \leq N_u/2,$$

где L – количество OFDM символов, $X_{i,k}$ – переданный символ на k -ой поднесущей, $\omega_k = 2\pi\Delta f$, Δf – расстояние между поднесущими OFDM символа, $N_u + 1$ – количество полезных поднесущих в OFDM символе, $w_{i,k}$ – АБГШ для k -ой поднесущей и $A_{i,l}$ – усиление канала для l -го пути для i -го OFDM-символа.

Предположим, что OFDM символ содержит N_p пилотных сигналов, позиции пилотных сигналов $S_{i,m} = X_{i,q(m)}$, где $q(m)$ соответствует k -ой поднесущей в OFDM символе и $m=0, \dots, N_p-1$. Методом наименьших квадратов оценка передаточной характеристики канала может быть получена как

$$H_{i,q(m)} = \frac{R_{i,q(m)}}{S_{i,m}} = \sum_{l=1}^L z_l^{q(m)} \times A_{i,l} + w_{i,q(m)} / S_{i,m} \quad (1.13)$$

где $z_l = e^{-j2\pi\Delta f \tau_l}$,

Алгоритм MP использует матрицу Ганкеля \mathbf{Y} :

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} H_0 & H_1 & \dots & H_P \\ H_1 & H_2 & \dots & H_{P+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N-P-1} & H_{N-P} & \dots & H_{N-1} \end{bmatrix}_{(N-P) \times (P+1)} \quad (1.14)$$

где N – количество используемых поднесущих, P – параметр пучка, обычно принимаемый равным $2N/3$ [21].

Алгоритм оценки искомой задержки содержит несколько шагов:

1. Из матрицы Ганкеля можно получить расширенную матрицу (Тогда алгоритм будет называться MP-Ex, либо можно пропустить данный шаг и далее использовать \mathbf{Y}):

$$\mathbf{Y}_{ex} = [\mathbf{Y}; \Pi_M \mathbf{Y}^* \Pi_{P+1}]_{M \times 2(P+1)} \quad (1.15)$$

где “:” означает деление матрицы, а Π – матрица обмена с $M=N-P$.

2. Сингулярное разложение матрицы Y может быть записано следующим образом:

$$Y = U \Sigma V^H \quad (1.16)$$

где H соответствует операции сопряженного транспонирования, U и V унитарные матрицы, а Σ – диагональная матрица с сингулярными значениями (СЗ) Y , $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_B$, где $B = \min(M, P+1)$. Матрица Σ может быть разделена на две матрицы Σ_s и Σ_n . Σ_s – это $L \times L$ диагональная матрица с L максимальных СЗ, которые характеризуют сигнальное подпространство как $\lambda_k = \lambda_k^s + \sigma_k^2$, где $k=1, \dots, L$. Σ_n – это $(B-L) \times (B-L)$ диагональная матрица с $(B-L)$ минимальных СЗ, которые характеризуют аддитивный шум как $\lambda_k = \sigma_k^2$, где $k=L+1, \dots, B$.

3. Далее согласно [21] параметр MDL (Minimum Descriptive Length – длина минимума описания) позволяет оценить сигнальное подпространство, исключая шумовые компоненты:

$$MDL(k) = -(B-k)P \cdot \log \left\{ \frac{\prod_{i=k+1}^B \lambda_i^{B-k}}{\frac{1}{B-k} \sum_{i=k+1}^B \lambda_i} \right\} + \frac{1}{4} k(2B-k) \log(P) + k \quad (1.17)$$

где λ_i , $0 \leq i \leq B-1$, СЗ в порядке уменьшения. Оценка количества принятых сигналов \hat{L} определяется как значение $k \in \{0, 1, \dots, B-1\}$ для которых MDL минимально.

4. Сингулярное разложение матрицы Ганкеля в соответствии с шагом 2 может быть представлено следующим образом:

$$Y = Y_s + Y_n = U_s \Sigma_s V_s^H + U_n \Sigma_n V_n^H \quad (1.18)$$

где U_s и V_n подматрицы U и V , которые относятся к СЗ Σ_s и охватывают подпространство сигналов, а U_s и V_n подматрицы U и V которые относятся к СЗ Σ_n и охватывают подпространство шума.

5. Отфильтрованные матрицы Y_{s1} и Y_{s2} могут быть получены из Y_s . Они могут быть определены как $Y_{s1} = U_{s1} \Sigma_s V_s^H$ и $Y_{s2} = U_{s2} \Sigma_s V_s^H$, где U_{s1} и U_{s2} получены из U_s путем удаления первой и последней строки соответственно. Искомые z_l могут быть получены как собственные значения $U_{s1} \dagger U_{s2}$, где \dagger – оператор псевдообратной матрицы (согласно теореме Мура-Пенроуза).

6. Оценка l -ой временной задержки может быть получена из $z_l = e^{-j2\pi\Delta f \hat{t}_l}$ как $\hat{t}_l = \arg(z_l^*) / 2\pi\Delta f$, где $l = 1, \dots, \hat{L}$.

В виде схемы алгоритм представлен на рис. 1.3.

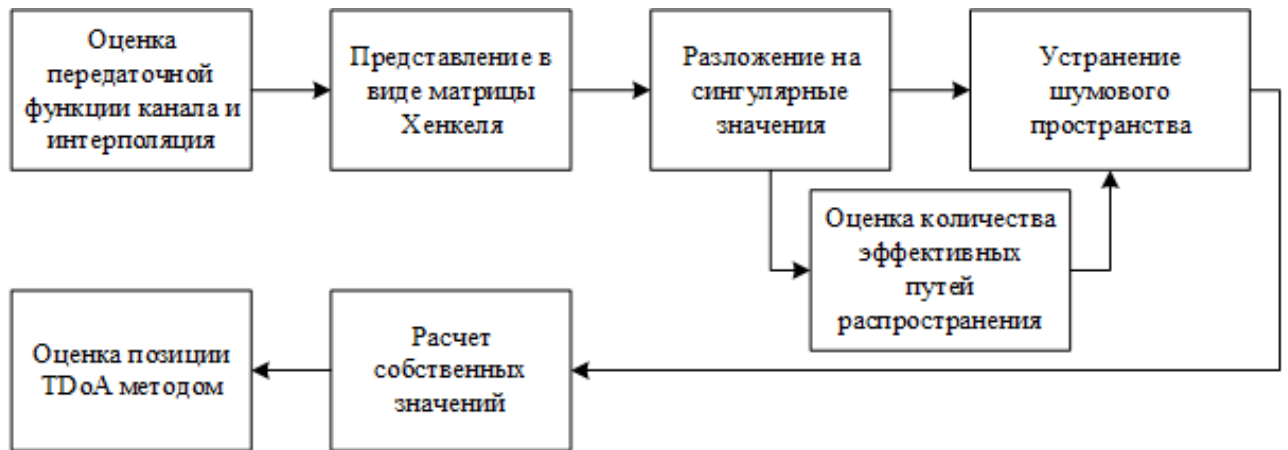


Рисунок 1.3 – Упрощенная схема алгоритма местоопределения.

Достоинствами данного алгоритма являются:

1. Высокая точность определения позиции (при проведенной калибровке);
2. Очень высокая скорость передачи данных;

Недостатками являются:

1. Высокая вычислительная сложность. Для достижения высокой точности также необходима передача и прием сигналов несколькими антеннами;
2. Используется синхронизация с помощью GPS (Global Positioning System) и средств Ethernet;
3. Реализовано только 2-D местоопределение;
4. Зона покрытия соответствует покрытию стандарта IEEE 802.11ac.

Также можно выделить следующие особенности: оценка позиции производится на стороне системы точек доступа, которыми управляет единый компьютер с помощью проводного соединения.

1.2 Псевдоспутниковые системы

К псевдоспутниковым системам, как правило, относятся системы, излучающие и обрабатывающие сигналы, подобные используемым в глобальных спутниковых навигационных системах [13]. Примером псевдоспутниковой системы является система компании Locata, реализующая задачу относительного местоопределения на основе сигналов сети синхронизированных базовых станций LocataNet. В начале своего развития в данной системе излучался C/A код, однако, в последующих поколениях были использованы другие псевдослучайные последовательности. Согласно данным статей [30, 74, 75] система обеспечивает сантиметровую точность. Тестирование в офисном помещении показывает [30, 74, 75] точность до 20 см при условии проникновения сигналов базовых станций сквозь стены и крышу офисного здания. Данной системе посвящено множество публикаций, в которых описаны

эксперименты в различных условиях, исследования характеристик и предложения по модификации данной системы [30,74-78].

Основным методом местоопределения в данной системе является измерение фазы принятых сигналов базовых станций. Измерение фазы несущей частоты i -го сигнала сети LocataNet можно описать следующим образом:

$$\varphi^i \cdot \lambda = \rho^i + \tau_{trop}^i + c \cdot \delta T + N^i \cdot \lambda + \varepsilon_{\varphi}^i \quad (1.19)$$

где φ^i – оценка фазы несущей; ρ^i – геометрическое расстояние от приемной до передающей антенны; λ – длина волны сигнала; τ_{trop}^i – задержка тропосферы; c – скорость электромагнитного излучения; δT – сдвиг фазы тактового сигнала приемного устройства; N^i – неоднозначность фазы несущей в количестве циклов; ε_{φ}^i – сумма остальных ошибок, в том числе шум. Сдвиг фазы тактового сигнала может быть исключен путем дифференцирования измерений. Тропосферные задержки необходимо рассчитывать в соответствии с заданной моделью. Если j принять как некоторый сигнал, а I как другой сигнал на той же частоте, то первая разность фаз можно вычислить как

$$\Delta\varphi^{ij} \cdot \lambda = (\varphi^i - \varphi^j) \cdot \lambda = \Delta\rho^{ij} + \Delta\tau_{trop}^{ij} + N^{ij} \cdot \lambda + v \quad (1.20)$$

Согласно публикациям, система чувствительна к ошибкам, связанным с многолучевым распространением сигнала. Потому в системе введены различные формы избыточности для борьбы с данными эффектами: две передающие антенны, две несущие частоты на каждой антенне, большее количество базовых станций, а также более совершенная антенна для борьбы с многолучевостью.

К достоинствам данной системы можно отнести:

1. Широкую зону покрытия, до 10 км;
2. Высокую точность местоопределения, в том числе в условиях многолучевости.

Основным недостатком данной системы является отсутствие возможности сосуществования с другими системами в ISM-диапазоне, а также отсутствие высокоскоростного канала передачи данных.

1.3 Системы на основе сверхширокополосных сигналов

Сверхширокополосные системы получили широкое распространение в сфере местоопределения внутри помещений, благодаря способности противостоять сильной многолучевости. Основной принцип работы подобных систем заключается в измерении моментов прихода коротких импульсов.

Примером реализации подобного метода является IEEE 802.15.4a-совместимый сенсор компании Decawave [21], осуществляющий местоопределение с помощью дальномерного или

разностно-дальномерного методов. Утверждается, что точности для полосы 1.3 ГГц достигают ± 10 см. Исходя из официальных данных, сенсор DW1000 осуществляет точные измерения в радиусе действия до 290 метров в LOS (Line-of-Sight) и NLOS (Non-Line-of-Sight) условиях, а также обладает низким энергопотреблением.

Измерения в данной системе основаны на оценке времени прихода излучаемых импульсов $p(t)$, вид которых ограничен формой взаимной корреляционной функции (ВКФ) со стандартным опорным импульсом $r(t)$ [81]:

$$r(t) = \frac{4\beta}{\pi\sqrt{T_p}} \cdot \frac{\cos\left[(1+\beta)\pi/T_p + \frac{\sin[(1-\beta)\pi/T_p]}{4\beta t/T_p}\right]}{(4\beta t/T_p)^2 - 1} \quad (1.21)$$

где β – roll-off фактор фильтра с ИХ типа корня из приподнятого косинуса, T_p – длительность импульса. Для соответствия стандарту амплитуда излучаемого импульса должна иметь амплитуду ВКФ и длительность не более T_p .

Достоинствами данной системы являются:

1. Относительно высокая точность определения позиции;
2. Малое влияние многолучевости, вследствие использования коротких импульсов.
3. Высокая скорость передачи данных, достигающая 6.8 Мбит/с.

К недостаткам системы можно отнести малую дальность действия.

1.4 Системы, использующие радиочастотные метки

Системы на основе радиочастотных меток (RFID - Radio Frequency Identification), как правило, состоят из трех элементов: метки, считывающего устройства и сервера для обработки информации. Метки могут быть активными и пассивными. Пассивные метки, как правило, используются для автоматизации процессов, где необходимо реализовать распознавание товаров, грузов и людей. Однако, в отличие от активных меток, они не применимы на больших расстояниях.

Примером системы, использующей активные RFID-метки, является WhereNet [23, 26] от компании Zebra Technology. Система работоспособна как внутри, так и вне помещений. Местоположение в данной системе определяется разностно-дальномерным методом с использованием алгоритма минимума наименьших квадратов. Ошибки местоопределения в системе достигают 2-3 метров. Система хорошо масштабируется, т.к. строится на основе легких маленьких датчиков с временем автономной работы до 7 лет. Система работает в ISM-диапазоне на расстоянии до 1 км вне помещений.

Достоинствами системы являются:

1. Простота развертывания и автономность станций;

2. Совместимость с системами на основе стандарта IEEE 802.11;
3. Достаточно большой радиус действия.

К недостаткам можно отнести:

1. Низкую точность местоопределения;
2. Отсутствие канала передачи информации.

1.5 Системы на основе ультразвуковых сигналов

Примером подобных систем является Cricket [15, 16, 26] использующий ультразвуковые передающие станции, прикрепленные к стенам и приемные станции, которые находятся у пользователей. Позиция вычисляется с помощью дальномерного метода. Передающие станции также используют высокочастотные сигналы для синхронизации измерений. Cricket позволяет достичь точности в 10 см. Для передачи информации система использует сигналы на несущей частоте 433 МГц с частотной модуляцией. Для позиционирования формируются ультразвуковые импульсы на несущей частоте 40 КГц длительностью 125 мкс. На приемной стороне оцениваются моменты прихода данных импульсов.

Достоинством системы является высокая точность оценки позиции и направления движения, среди недостатков можно выделить малый радиус действия, достигающий максимум 10 метров, а также малую скорость передачи информации до 19.2 кбит/с.

1.6 Системы на основе стандарта IEEE 802.15.1 (Bluetooth)

Система Toraz [17, 26] комбинирует Bluetooth и инфракрасные (IR – Infrared) сигналы. При использовании только Bluetooth достижимы точности только до 2 метров. Поэтому для увеличения точности используется инфракрасное излучение. Инфраструктура состоит из 5 частей (рис. 1.4): несколько Bluetooth и IR точек доступа распределены в области применения, сервер Bluetooth, сервер определения местоположения и несколько датчиков. Сервер управляет

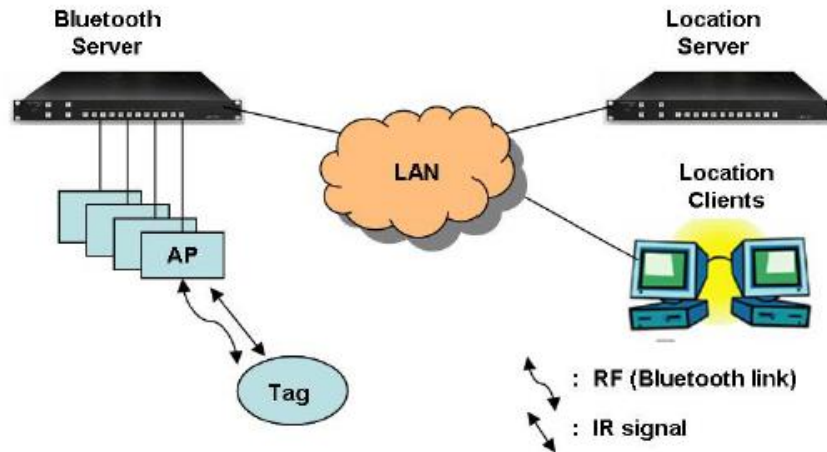


Рисунок 1.4 – Инфраструктура системы Toraz.

точками доступа и измеряет мощность сигнала, информация отправляется на сервер определения местоположения, которые определяют позиции датчиков.

Достоинствами системы являются простота устройства и возможность автономной работы, к недостаткам же можно отнести относительно низкую точность определения местоположения, большую задержку выдачи результатов измерения, составляющую от 10 до 30 секунд, отсутствие беспроводного высокоскоростного канала передачи информации и малый радиус действия.

1.7 Системы на основе инфракрасного излучения

Система Firefly [20, 26] разработана в Cybernet System Corporation и представляет собой инфракрасную систему слежения за движением. Как и все IR-системы Firefly не обладает большим радиусом действия, но предоставляет высокую точность измерений: до 3 мм. Система содержит три инфракрасные камеры, установленные на расстоянии 1 метра друг от друга, контроллер инфракрасных точек и некоторое количество инфракрасных точек, излучающих инфракрасные сигналы (рис. 1.5).

Система способна работать на расстоянии до 7 метров и выдавать измерения на частоте до 30 измерений в секунду с максимальными задержками до 3 мс.

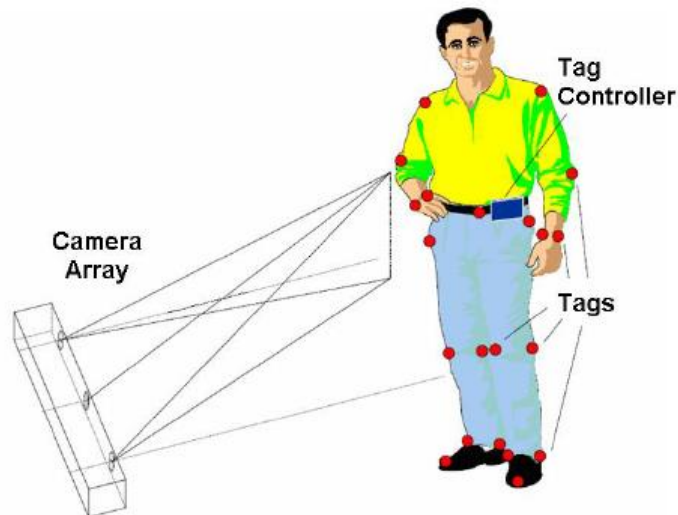


Рисунок 1.5 – Инфракрасная система слежения за движением Firefly.

Достоинствами системы являются низкая задержка и высокая частота выдачи измерений, а также высокая точность измерений. Недостатками является малый радиус действия системы, а также проводное соединение инфракрасных точек и контроллера.

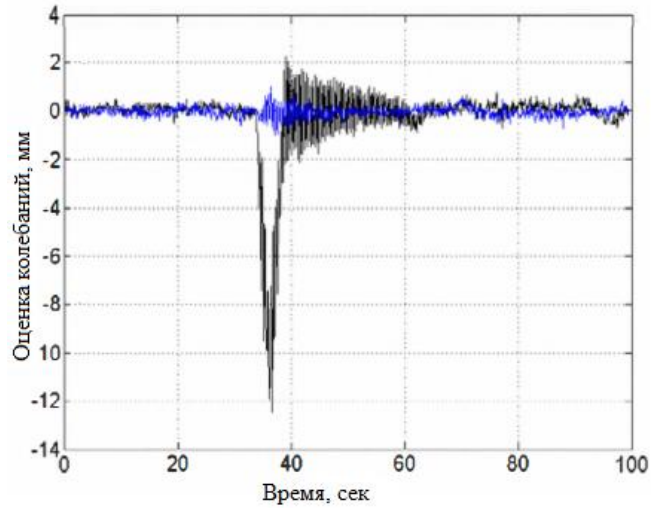
1.8 Оптические системы

Оптические системы можно разделить по используемым опорным элементам:

- 3-D модели здания;
- Изображения;
- Цели;
- Проецируемые цели;
- Системы без заданных опорных элементов.

В случае 3-D моделей в оптическом сенсоре производится распознавание различных элементов здания: дверей, стен, колонн и др. В случае изображений в базе оптического сенсора имеется база изображений области, где осуществляется позиционирования, на основе которых производится оценка текущего местоположения. Цели представляют собой особые изображения, расположенные в различных точках области. Сенсором производится распознавание данных целей и оценка позиции в зависимости от расположения целей относительно него. Проецируемые цели позволяют не располагать физически цели, а проецировать их некоторым устройством. Сенсором производятся операции, аналогичные случаю обычных целей. Наконец, системы на базе данных элементов позволяют сенсору выделить некоторый объект и производить слежение за перемещением данного объекта.

Одним из наиболее точных сенсоров оценки расстояния является сенсор DAEDALUS, основанный на оптическом распознавании целей. Данный сенсор в большей степени предназначен для мониторинга колебаний некоторых объектов, например, мостов, однако, при комплексировании нескольких сенсоров возможно построение системы местоопределения. В качестве камеры в данном случае может использоваться любая современная CCD-камера (CCD – Charge-Coupled Device), например, Leica Total Station. Для мониторинга на данную камеру устанавливается оптический сенсор, настроенный на оптическое распознавание образов. Данное распознавание обеспечивается при отличной резкости изображения и отсутствия вибраций. До начала работы системе также необходима калибровка [80]. Распознавание образов может основываться на алгоритмах «Center of mass», «Template least-squares matching» или «Circle matching». Точность измерения колебаний объекта с помощью данных алгоритмов может достигать долей миллиметра. На рис. 1.6.а представлен пример оценки колебаний прожектора, установленного на мосту, в случае отсутствия колебаний (синий график) и наличия колебаний вследствие проезда грузовика (черный). На рис. 1.6.б представлена фотография CCD-камеры Leica с установленным сенсором DAEDALUS.



а)



б)

Рисунок 1.6 – Использование сенсора DAEDALUS для оценки колебаний моста.

Достоинствами данной системы является высокая точность и частота выдачи измерений. Недостатками является высокая стоимость сенсора, а также малый радиус действия сенсора (до 350 м). Также следует отметить, что, конечно, в данном случае отсутствует канал передачи данных.

1.9 Системы на основе магнитного поля

Система MotionStar Wireless [24, 26], разработанная компанией Ascension, представляет собой систему слежения за движениями, которая использует пульсирующие магнитные поля для одновременного определения местоположения сенсоров в радиусе 3 метров. Данная система предназначена прежде всего для создания анимации и других задач, где требуется точно отслеживать движения человека в малом радиусе действия. Точность отслеживания движений достигает единиц сантиметров. Компоненты системы представлены на рис. 1.7.

Достоинство данной системы заключается в высокой точности слежения за движениями, недостатками же являются малый радиус действия и высокая сложность аппаратуры и алгоритмов обработки сигналов.



Рисунок 1.7 – Компоненты системы MotionStar Wireless.

1.10 Акустические системы

Для решения задачи местоопределения возможно использовать аудио сигналы. Например, система Веер [25] состоит (рис. 1.8) из набора акустических сенсоров (S_1 - S_4), соединенных с центральным сервером с помощью проводной или беспроводной сети. Каждый раз, когда пользователь хочет определить местоположение, он излучает звуковой сигнал с помощью специального устройства. Данный сигнал детектируется с помощью акустических сенсоров, или микрофонов, и затем определяется местоположение источника аудио сигнала.

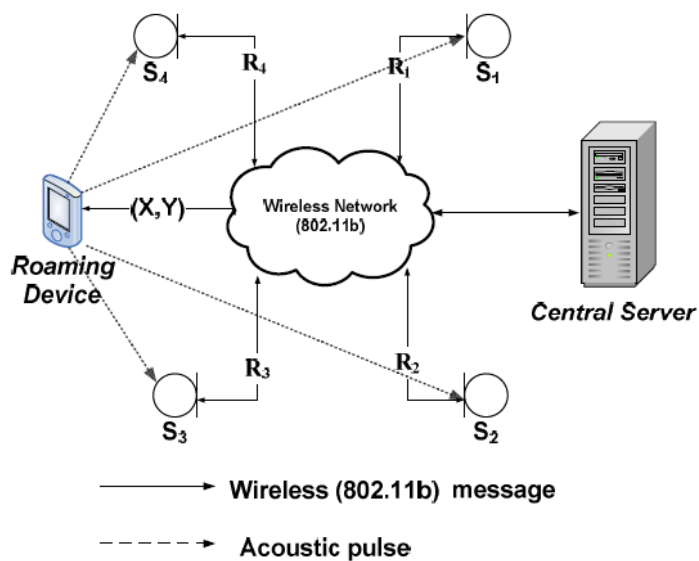


Рисунок 1.8 – Компоненты системы Веер.

Достоинством системы является высокая точность местоопределения, достигающая 0.4 см в 90% случаев [25]. К недостаткам системы можно отнести низкую частоту и высокую задержку выдачи измерений, а также малый радиус действия и искажения вследствие влияния других звуковых сигналов.

1.11 Сравнительный анализ систем локального местоопределения

В таблицах 1.1-1.2 показаны основные характеристики рассмотренных систем. Проведенный анализ текущего состояния систем локального местоопределения показал, что описанные системы имеют определенные недостатки и преимущества, которые возможно кратко сформулировать следующими образом:

- Если система обладает высокоскоростным каналом передачи данных, она часто имеет неудовлетворительную точность измерений. Ярким примером данного вывода являются системы на основе оценки мощности, например, WiFiSLAM. И наоборот, если система позволяет определять какой-либо навигационный параметр с высокой точностью, информационный канал в ней либо отсутствует вовсе, либо имеет очень низкую скорость передачи информации. Здесь примером может быть система Locata. Однако, исключением являются системы на основе IEEE 802.11ac от A. Gaber и A. Omar и на основе IEEE 802.11b от R. Exel. Но, они имеют высокую сложность технической реализации, малый радиус действия и ограничения, связанные со сложностью реализации точной синхронизации устройств средствами Ethernet.

- Если система имеет способность противостоять замираниям, то, как правило, она имеет малый радиус действия (например, системы на основе сверхширокополосных сигналов). И наоборот, если система способна обеспечить большой радиус действия, она, как правило, уязвима для замираний. Исключением из данного правила является система Locata, реализующая прогрессивные методы борьбы с замираниями, такие как разнесенная передача сигнала, частотное разнесение и избыточное количество базовых станций, добываясь радиуса действия в несколько километров.

- Большинство данных систем не способны сосуществовать с какими-либо другими устройствами, работающими в том же диапазоне, без потери пропускной способности или точности измерений. В частности, в работах [75,97,98] проведены детальные исследования вопросов совместимости системы Locata и сетей протокола IEEE 802.11, в которых доказано наличие проблемы и приведены количественные оценки ухудшения качества позиционирования, а также падения пропускной способности сети Wi-Fi.

Таким образом, опираясь на опыт исследований других авторов и анализе существующих устройств, представляет интерес создание системы, которая обеспечивает высокую

(сантиметровую) точность местоопределения и является совместимой с широко распространенными устройствами передачи информации. За основу можно взять стандарт IEEE 802.11 – Wi-Fi. Сигналы станции на основе данного стандарта, благодаря наличию помехоустой-

Таблица 1.1 - Сравнительный анализ систем локального местоопределения (часть 1).

Система	Используемые сигналы или стандарт	Метод местоопределения / используемые радиотехнические параметры сигнала
WiFiSLAM	IEEE 802.11	Дальномерный / оценка мощности
R.Exel	IEEE 802.11	Разностно-дальномерный / оценки задержки и фазы
A.Gaber, A.Omar	IEEE 802.11	Разностно-дальномерный или пеленгационный / оценки задержки и фазы или угла прихода
decaWave	IEEE 802.15.4a	Разностно-дальномерный / оценки задержки
Locata	GPS-подобные	Разностно-дальномерный / оценки задержки и фазы
WhereNet	ДМВ	Разностно-дальномерный / оценки задержки
Cricket	Ультразвуковые	Дальномерный / оценки задержки
Topaz	IEEE 802.15.1	Дальномерный / оценки мощности
Firefly	Инфракрасное излучение	Разностно-дальномерный / оптическое распознавание
DAEDALUS	Оптические	Дальномерный / оптическое распознавание
MotionStar	Магнитное поле	Дальномерный / оценка напряженности магнитного поля
Веер	Акустические	Дальномерный / оценки задержки
<u>Разрабатываемая система</u>	<u>IEEE 802.11 + ПСП</u>	<u>Разностно-дальномерный / оценки задержки и фазы</u>

чивых модуляционно-кодовых схем на основе ФМн-2 модуляции, возможно принимать в радиусе нескольких километров вне помещений и нескольких сотен метров внутри промышленных помещений, торговых центров и офисных помещений. Стандарт обладает гибкими возможностями управления доступом к среде и работает в ISM-диапазоне. Из анализа существующих систем местоопределения можно видеть, что высокую точность измерений удастся обеспечить с помощью разностно-дальномерного метода местоопределения. Таким образом, в случае формирования и обработки сигналов стандарта IEEE 802.11 в данном методе определения позиции могут быть использованы измерения задержки и фазы сигнала.

Таблица 1.2 - Сравнительный анализ систем локального местоопределения (часть 2).

Система	Скорость передачи данных в информационном канале	Радиус действия сенсора	Точность определения местоположения
WiFiSLAM	До 54 Мбит/с в случае использования протокола IEEE 802.11g	300 м	2-2.5 м
R.Exel	До 11 Мбит/с по протоколу IEEE 802.11b	300 м	10-30 см
A.Gaber, A.Omar	До 6933 Мбит/с по протоколу IEEE 802.11ac.	300 м	1-3 см
decaWave	До 6.8 Мбит/с по протоколу IEEE 802.15.4a	290 м	10 см
Locata	100 бит/с	10 км	1-20 см
WhereNet	До 54 Мбит/с в случае использования протокола IEEE 802.11g	1 км	2-3 м
Cricket	19.2 Кбит/с	10 м	10 см
Topaz	До 4 Мбит/с	10 м	2-3 м
Firefly	-	7 м	3 мм
DAEDALUS	-	350 м	1 мм
MotionStar	-	3 м	1 см
Beer	-	20 м	0.4 см
<u>Разрабатываемая система</u>	<u>До 6933 Мбит/с по протоколу IEEE 802.11ac.</u>	<u>до 10 км</u>	<u>1-20 см</u>

1.12 Выводы

По итогам главы можно сформулировать следующие основные выводы:

1. Среди систем локального местоопределения наибольшее распространение получили модифицированные псевдоспутниковые системы, а также системы на основе систем связи. Данные системы используют различные радиотехнические параметры сигнала: задержку, фазу, принятую мощность сигнала.

2. Точность большинства рассмотренных систем лежит в диапазоне до 2-3 метров. Наиболее точными являются системы на основе сверхширокополосных сигналов, а также модифицированные псевдоспутниковые системы, точность которых лежит в диапазоне до 10-20 см.

3. При реализации в системе высокоскоростного канала передачи данных, например, средствами стандарта IEEE 802.11, ошибки местоопределения в известных системах, как правило, оказываются не меньше 1-2 метров. И наоборот, если система изначально строится для достижения высокой точности местоопределения, канал передачи данных оказывается низкоскоростным или отсутствует вовсе.
4. При условии работы в едином частотном диапазоне большая часть рассмотренных систем не способны сосуществовать с какими-либо другими системами, в том числе беспроводными сетями передачи информации.
5. Научный и практический интерес представляет разработка системы, совместимой с широко распространенным стандартом связи IEEE 802.11, обладающей большим радиусом действия, способностью противостоять эффектам многолучевого распространения сигналов, а также имеющей высокую точность определения местоположения.

Глава 2. Анализ алгоритмов совмещения навигационной системы и системы передачи данных

В данной главе описаны предлагаемые алгоритмы совмещения высокоточной системы местоопределения и высокоскоростного канала передачи информации. Для последующего детального анализа и прототипирования выбран один из предлагаемых алгоритмов, имеющий наиболее важные особенности совмещенной системы. Для данного алгоритма проведен анализ влияния навигационной и информационной подсистем друг на друга, а также представлена математическая модель системы, на основе которой разработана имитационная модель в MATLAB/Simulink и проведено моделирование в условиях многолучевости в соответствии с известными статистическими моделями распространения сигналов связи в помещениях [53]. Проведен анализ качества работы информационной и навигационной составляющих совмещенной системы в различных условиях. Материалы данной главы опубликованы в [89, 93, 94, 96]

2.1 Алгоритмы совмещения системы передачи данных и навигационной системы

Построение совмещенной системы определения местоположения и передачи информации имеет особенности, присущие тем системам, из которых она строится. Первой такой особенностью является ограничение на геометрическое расположение базовых и мобильных станций. В зависимости от их взаимного расположения (геометрический фактор) может ухудшаться точность оценки координат мобильной станции. Кроме того, при приеме сигналов от нескольких базовых станций может возникать ситуация, когда мобильная станция находится близко к одной базовой станции и далеко от другой. Тогда приемному устройству может не хватать динамического диапазона для приема обоих сигналов, либо уровень взаимной корреляции сигналов будет слишком высок. Из вышесказанного следует, что для корректной работы подобной системы требуется организация временного или частотного разделения каналов для передающих станций. Другой особенностью, присущей навигационным системам, является необходимость обеспечения синхронной работы элементов системы. Для решения навигационной задачи с помощью разностно-дальномерного метода необходимо, чтобы система базовых станций была жестко синхронизирована и имела единую шкалу времени. Таким образом, система базовых станций должна иметь механизмы синхронизации по своим сигналам для управления шкалами времени. Известным методом реализации данной задачи является классификация базовых станций на ведущих и ведомых. В данном случае каждая ведомая базовая станция реализует слежение за сигналом ведущей базовой станции, в соответствии с которым она синхронизирует свою шкалу времени.

Анализ функциональных особенностей протокола IEEE 802.11 показал, что основной проблемой при реализации местоопределения является использование в протоколе множественного доступа с контролем несущей и избеганием коллизий. При реализации системы местоопределения известными методами в рамках сети с подобным методом доступа не удастся обеспечить строгую периодичность передачи навигационных последовательностей, необходимую для реализации высокоточного местоопределения. Однако, в устройствах протокола предусмотрена процедура проверки занятости среды передачи, называемая Clear Channel Assessment (CCA). В рамках этой процедуры устройства сканируют эфир на предмет наличия сигналов протокола. При наличии Wi-Fi-сигнала в эфире устройства не инициируют передачу данных, ожидая, пока среда освободится.

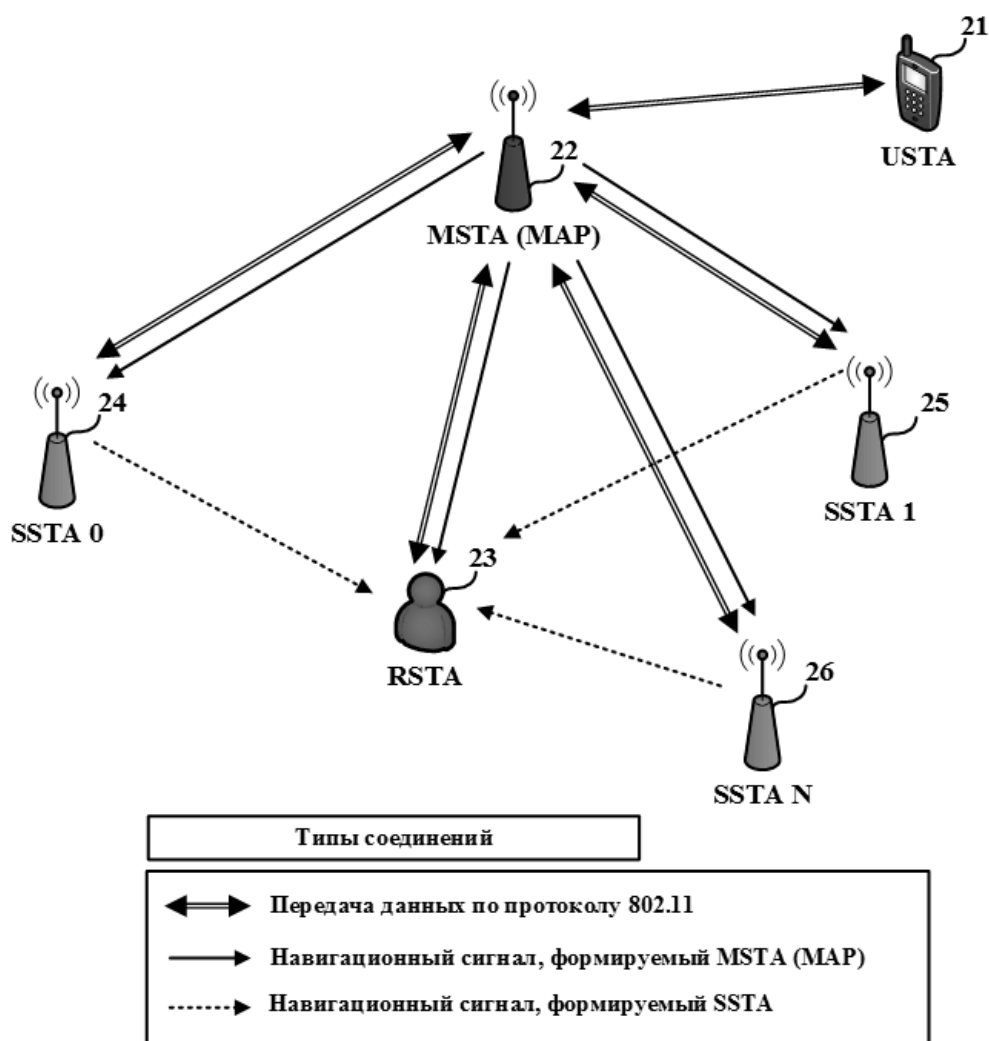


Рисунок 2.1 – Схема совмещенной системы и типы излучаемых сигналов.

Учитывая вышеизложенное можно заключить, что выходная система содержит (рис. 2.1):

- модифицированную точку доступа протокола IEEE 802.11 (Master Station (Access Point) – MSTA/MAP), выступающую в роли ведущей базовой станции, и реализующую помимо

стандартных механизмов доступа к среде предлагаемые алгоритмы совмещения систем. Устройство 22 на рис.2.1;

- модифицированные станции протокола IEEE 802.11 (Slave (fixed) Station - SSTA), выступающих в роли ведомых базовых станций, также реализующих предлагаемые алгоритмы совмещения систем. Устройства 24,25,26 на рис. 2.1.;

- модифицированные станции протокола IEEE 802.11 (Rover (mobile) Station – RSTA), выступающие в роли подвижных абонентов (роверов), определяющих свое местоположение по сигналам системы разностно-дальномерным методом, а также участвующих в обмене информацией с точкой доступа и другими станциями. Устройство 23 на рис. 2.1.

- стандартные устройства протокола IEEE 802.11 (User Station – USTA). Устройство 21 на рис. 2.1.

Рассмотрим далее предлагаемые алгоритмы совмещения информационной и навигационной систем.

2.1.1 Квадратурный алгоритм совмещения

Цифровые отсчеты преамбулы кадра стандарта IEEE 802.11b всегда формируются в одной квадратуре, поскольку она модулируется дифференциальной (относительной) бинарной фазовой манипуляцией (ОФМн-2) [52]. В таком случае в другой квадратуре возможно формировать навигационный сигнал. Более того, в следующем разделе будет показано, что на интервале накопления используемые кодовые последовательности влияют друг на друга очень слабо, и появление сигнала во второй квадратуре во время приема преамбулы стандарта IEEE 802.11b в стандартной станции не мешает её работе. Во время передачи части кадра, содержащей данные, в синфазной квадратуре навигационный сигнал отсутствует. В данном режиме работы навигационные сигналы от разных базовых станций передаются в различные интервалы времени (Timeslot M), число и длительность которых определяется количеством станций. Если предположить, что синхронизация базовых станций идеальная, то всё вышесказанное можно проиллюстрировать следующим образом:

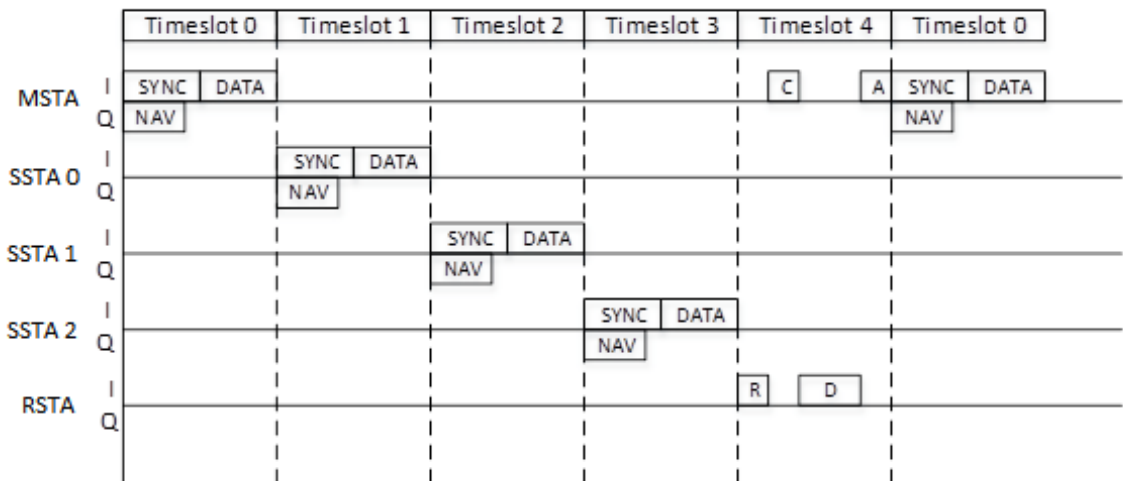


Рисунок 2.2 – Временная диаграмма квадратурного алгоритма совмещения.

На Рис. 2.2 и последующих рисунках показаны сигналы, формируемые в синфазной (I) и квадратурной (Q) составляющих. По осям отмечены базовые станции (MSTA – ведущая базовая станция, SSTA0-SSTA2 – ведомые базовые станции) и мобильная станция RSTA. Наверху рисунка показаны временные отрезки, выделяемые разным устройствам для работы. Блок SYNC означает передачу преамбулы информационного кадра стандарта IEEE 802.11b, блок DATA означает передачу данных. Блоки R, C, D, A описывают процесс передачи информации в рамках процедуры RTS/CTS/DATA/ACK, описанной в стандарте [52]. Блок NAV означает передачу псевдослучайного кода, соответствующего данной базовой станции. Можно видеть, что начало навигационной последовательности всегда совпадает с началом кадра IEEE 802.11b.

2.1.2 Модифицированный квадратурный алгоритм совмещения

Минусом обычного квадратурного алгоритма является большая скважность излучения навигационных кадров. При высокой энергетике ($E_b/N_0 = 10-25$ дБ), свойственной системам на основе стандарта IEEE 802.11b, возможно увеличить количество символов в ПСП навигационного кадра с помощью прямого расширения спектра смещенным кодом Баркера (Рис. 2.3). При этом при классической реализации демодулятора в информационном канале может снизиться отношение сигнал/шум в связи с взаимной корреляцией кода Баркера и его смещенного аналога. Следует отметить, что в случае пропускной способности в 1 Мбит/с данное влияние на стандартные станции стандарта IEEE 802.11b может отсутствовать вовсе, т.к. возможно осуществить прием поля данных с ОФМн-2 модуляцией без использования второй квадратуры сигнала. Данная возможность реализуется благодаря тому, что большая часть станций работает в так называемом burst-режиме, когда данные передаются редко, но с высокой скоростью, а максимальная длительность кадра ограничена 19 мс. Таким образом, возможно по преамбуле

кадра определить точную задержку, фазу и частоту сигнала, и настроить комплексный смеситель таким образом, чтобы работать только с той квадратурой, в которой найдена преамбула информационной составляющей сигнала.

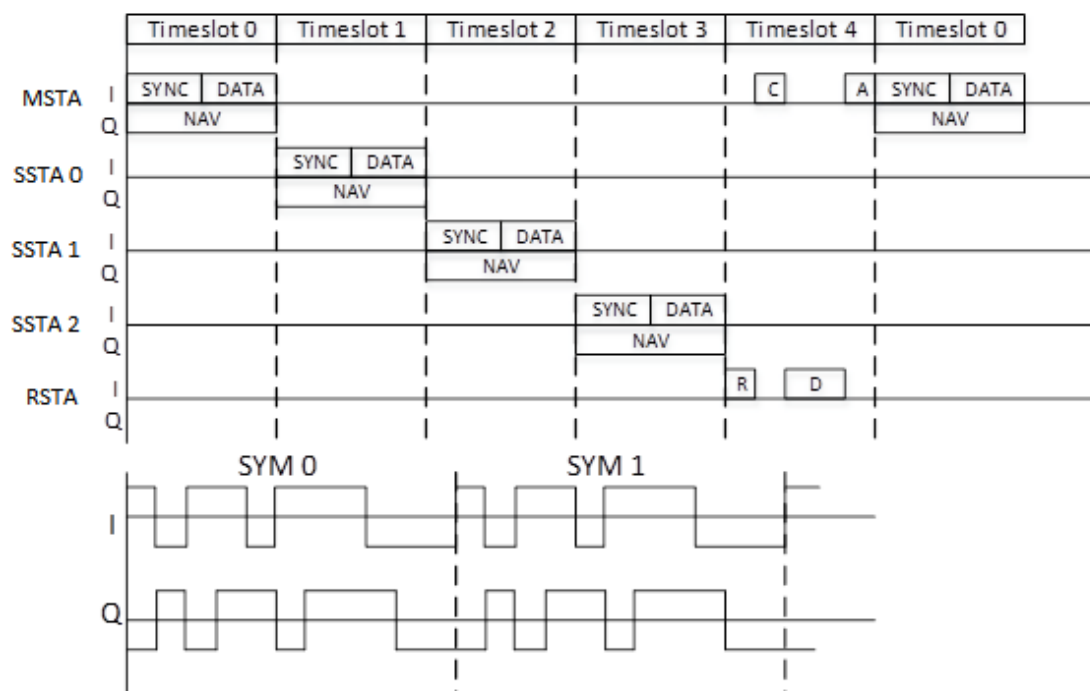


Рисунок 2.3 – Временная диаграмма модифицированного квадратурного алгоритма совмещения.

2.1.3 Алгоритм совмещения в информационном канале

Теоретически с помощью квадратурного или модифицированного квадратурного алгоритмов возможно реализовать излучение навигационного сигнала с учетом измеренных параметров сигнала ведущей базовой станции, таким образом, формируя единую шкалу времени базовых станций физически. Однако, как упоминалось ранее, общую шкалу времени можно создать и логически. На основе данной концепции реализуется алгоритм совмещения в информационном канале (рис. 2.4). Главной отличительной особенностью данного алгоритма является то, что излучаемые сигналы идентичны сигналам стандарта IEEE 802.11b для скорости 1 Мбит/с. Данные об измеренных задержке и фазе передаются в информационных полях текущего кадра. Таким образом, мобильная станция, обработав данные со всех базовых станций и измерив текущие значения задержки и фазы сигнала каждой базовой станции, формирует общую шкалу времени.

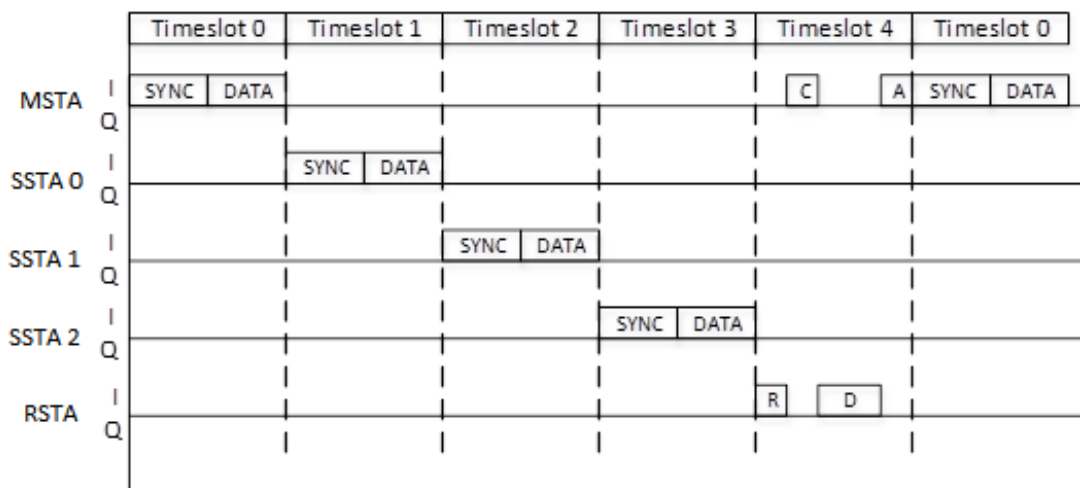


Рисунок 2.4 – Временная диаграмма алгоритма совмещения в информационном канале.

2.1.4 Алгоритм совмещения в гибридном информационном канале

Поскольку система является чувствительной к задержкам, необходимо каким-либо образом осуществлять управление доступом к среде. Поэтому случайный доступ, используемый в большинстве сетей Wi-Fi не в полной мере удовлетворяет требованиям будущей системы, поскольку вызывает непредсказуемые задержки передачи данных. Основным минусом всех описанных выше алгоритмов является отсутствие в них логики QoS (Quality of Service). Для реализации системы можно использовать данные механизмы управления с использованием HCF (Hybrid Coordination Function), определенной в протоколе IEEE 802.11, при которой чем важнее передаваемая информация, тем меньше межкадровые интервалы для нее используются. Таким образом, можно выделить отрезки времени для излучения и обнулить межкадровые интервалы для совмещенной системы и получить гарантированный доступ к среде без задержек. Конечно, это влечет другие проблемы, в частности, кадры от разных станций вследствие большой разницы расстояний могут накладываться друг на друга. В этом случае можно ввести рандомизацию временных слотов между базовыми станциями [30]. В таком случае эффекты наложения уменьшаются.

MAC-уровень Wi-Fi содержит специальные процедуры, которые позволяют точке доступа самой контролировать доступ к среде с помощью HCF. Точка доступа излучает специальные кадры POLL, адресованные конкретным пользователям, выдавая им промежутки времени для излучения данных. Таким образом обеспечивается работа стандарта с временным разделением (рис. 2.5).

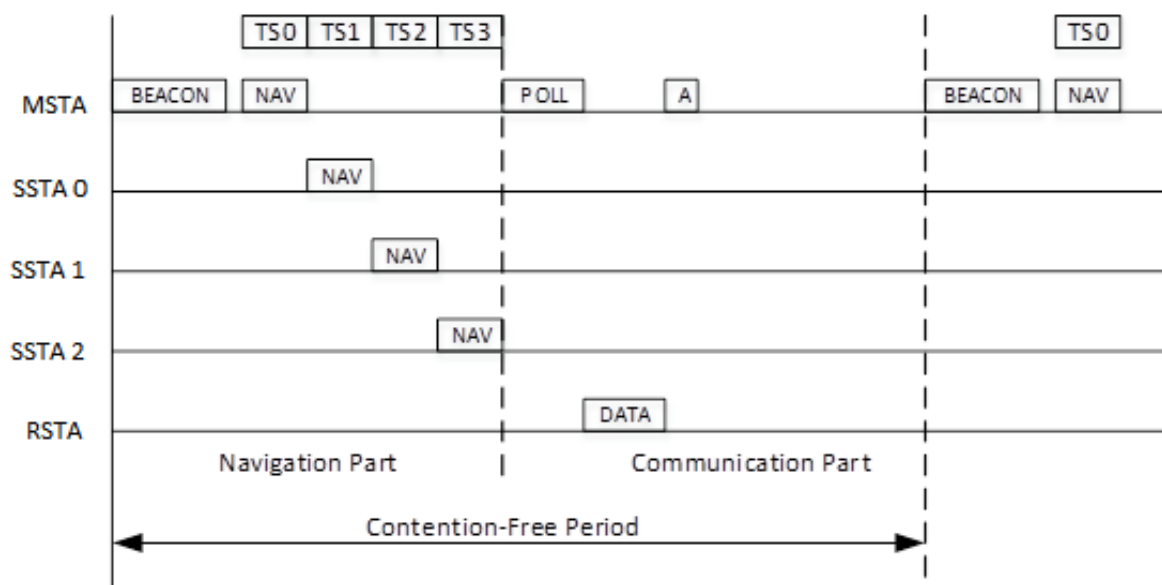


Рисунок 2.5 – Временная диаграмма алгоритма совмещения в гибридном информационном канале.

Главным отличием от стандарта в данном случае является разделение стандартного CFP (Contention-Free Period) на две части: навигационную и информационную. Точка доступа (ведущая базовая станция) излучает в кадре «Маяке» («Beacon») данные о том, в каких слотах должны излучать другие базовые станции, обеспечивая тем самым гарантированный доступ к среде. Информационная же часть CFP предназначена для передачи данных. Еще одной отличительной особенностью данного алгоритма является то, что здесь нет жесткой привязки к скорости передачи данных как в других алгоритмах (1 Мбит/с). Теоретически в информационной части CFP возможен обмен кадрами с любой модуляцией и любой полосой, доступной по стандарту вплоть до 256-QAM с OFDM в полосе 160 МГц по стандарту IEEE 802.11ac.

Поскольку основные вопросы высокоточного позиционирования связаны прежде всего с определением задержки и фазы принятого сигнала для исследования был выбран квадратурный алгоритм совмещения, т.к. он является наиболее простым в реализации и включает описанные выше особенности. Дальнейшие разделы посвящены исследованию эффектов, возникающих при реализации данного алгоритма.

2.2 Анализ влияния навигационной системы и системы передачи данных друг на друга

Основным инструментом совмещения систем с помощью квадратурного алгоритма является введение псевдослучайного кода в сигнал стандарта. Рассмотрим структуру кадра стандарта IEEE 802.11b. Преамбула PLCP (Physical Layer Convergence Procedure) кадра

физического уровня PPDU (PLCP Protocol Data Unit) такого сигнала состоит из следующих полей [52] (рис. 2.6):

- SYNC – 128 логических единиц для формирования преамбулы кадра;
- SFD – используется для определения начала параметров PLCP;
- SIGNAL – определяет тип используемого сигнала для разных скоростей;
- SERVICE – зарезервированное поле;
- LENGTH – длительность кадра;
- CRC – контрольная сумма;
- MPDU – информационная часть кадра.

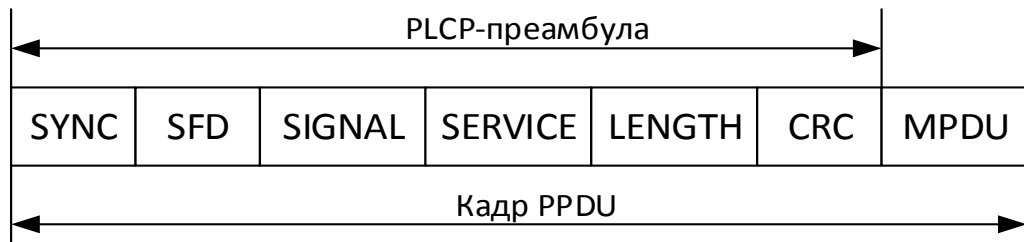


Рисунок 2.6 – Формат кадра стандарта IEEE 802.11b.

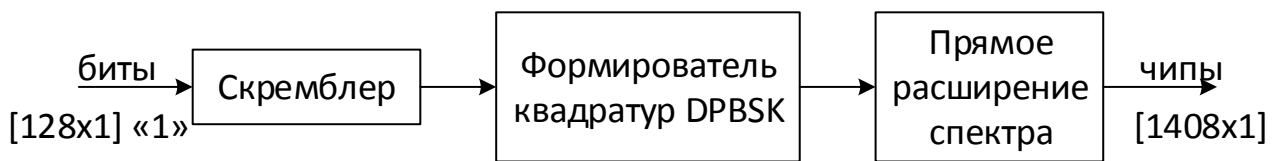


Рисунок 2.7 – Формирование сигнала стандарта IEEE 802.11b.

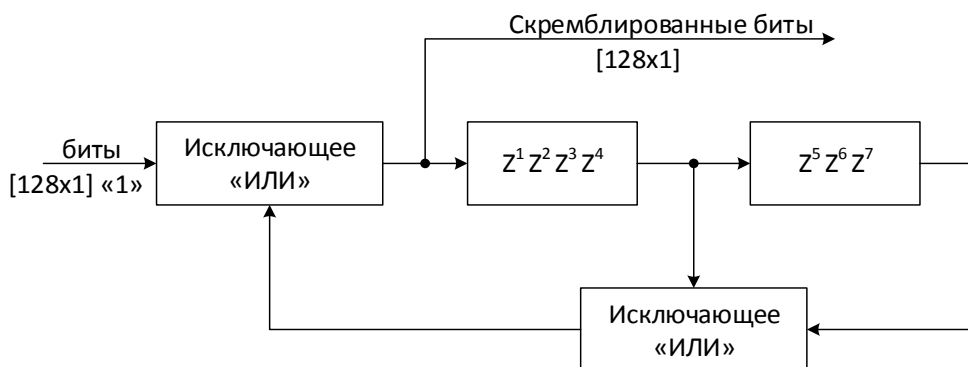


Рисунок 2.8 – Скремблер, используемый в стандарте IEEE 802.11b.

Первые 6 полей кадра составляют PLCP-преамбулу кадра. В стандарте IEEE 802.11b для формирования сигнала преамбулы и заголовка кадра физического уровня используются сигналы с ОФМн-2 и прямым расширением спектра с помощью 11-чипового кода Баркера. Наиболее

интересным является алгоритм формирования поля SYNC. По стандарту формируются единичные информационные биты, затем скремблируются и поступают на вход формирователя квадратур с ОФМн-2 модуляцией, а затем на блок, осуществляющий прямое расширение спектра (рис. 2.7) с помощью кода Баркера.

Скремблер реализован с использованием полинома $G(z) = Z^{-7} + Z^{-4} + 1$ по схеме, приведенной на рис. 2.8. Данная операция скремблирования позволяет получить последовательность, обладающую свойствами ПСП, на выходе скремблера. Можно проанализировать корреляционные характеристики данной преамбулы и сравнить с известными кодами. Аperiodическая и периодическая автокорреляционные функции (АКФ) кода Баркера представлены на рис. 2.9. Аperiodическая АКФ результирующей преамбулы представлена на рис. 2.10 в сравнении с АКФ кода Голда. Следует отметить, что код Голда использован 1023-чиповый, в то время как преамбула Wi-Fi имеет 1408 чипов. В соответствии с использованной частотой дискретизации на чипе каждого кода укладывается 4 отсчета. В таблице 2.1 показаны характеристики боковых лепестков АКФ. Оценить влияние одной ПСП на другую в данном случае возможно с помощью взаимной корреляционной функции:

$$B_{s_1 s_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t) s_2^*(t + \tau) dt \quad (2.1)$$

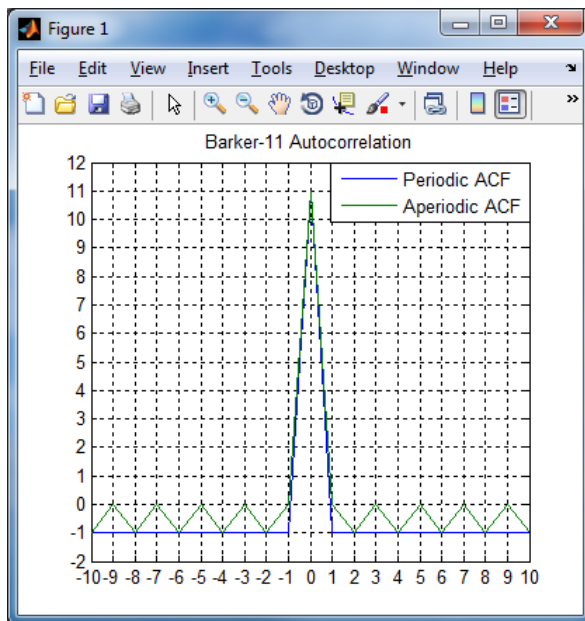


Рисунок 2.9 – АКФ кода Баркера.

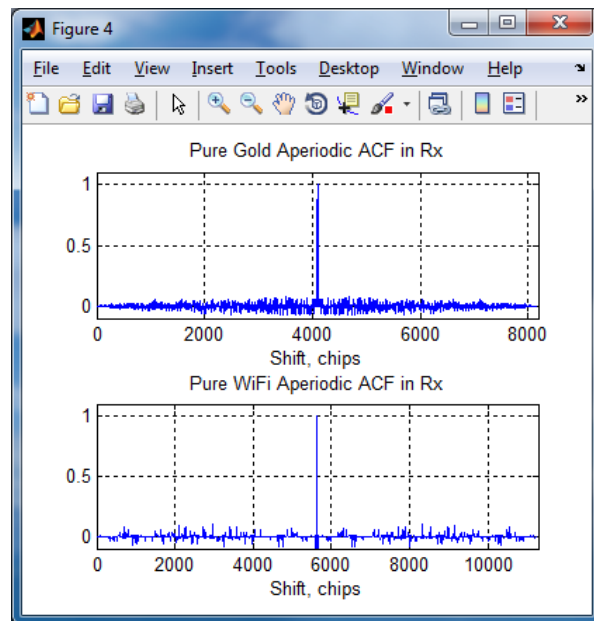


Рисунок 2.10 – АКФ ПСП Голда и M-последовательности.

Таблица 2.1 Уровень лепестков АКФ рассматриваемых псевдо-шумовых кодов.

Код	Максимальная нормированная величина боковых лепестков	Средняя нормированная величина боковых лепестков
Голд-1023	0.076246	0.012497
Wi-Fi-1408	0.101563	0.004857
М-код-1023	0.039100	0.009462

Таблица 2.2 Уровень взаимной корреляции рассматриваемых последовательностей.

Рассматриваемый случай	Нормированная величина взаимной корреляции
Корреляция поля SYNC и последовательности Голда	0.006843
Корреляция поля SYNC и М-последовательности	0.002932

В соответствии с описанным алгоритмом совмещения навигационная последовательность во второй квадратуре будет влиять на работу Wi-Fi на этапе поиска преамбулы кадра. Из таблицы 2.2 можно видеть, что взаимная корреляция кода Голда или М-последовательности и поля SYNC мала и не окажет влияния как на этап поиска преамбулы в системе связи, так и на результат накопления компонент в навигационной системе.

2.3 Математическая модель совмещенной системы

На рисунке 2.11 показана структурная схема модели совмещенной системы. Блоки формирования сигналов ведущей базовой станции и N ведомых базовых станций формируют сигналы в соответствии с квадратурным алгоритмом, описанным выше.

Сигналы ведущей и ведомых базовых станций при квадратурном алгоритме совмещения отличаются моментами излучения и псевдослучайными последовательностями. Кроме того, как показано на рис. 2.11. излучаемый кадр делится на две части: преамбулу и данные, при этом во время излучения преамбулы стандарта IEEE 802.11 также излучается ПСП. Тогда для пропускной способности информационного канала 1 Мбит/с, в соответствии со стандартом и предложенной его модификацией сигнал, излучаемый в период преамбулы является суммой сигналов с ОФМн-2 и ФМн-2 модуляциями с фазами несущей, сдвинутыми на $\pi/2$ друг относительно друга, а в момент передачи данных сигналом с ОФМн-2 модуляцией. Но следует отметить, что частота чипов

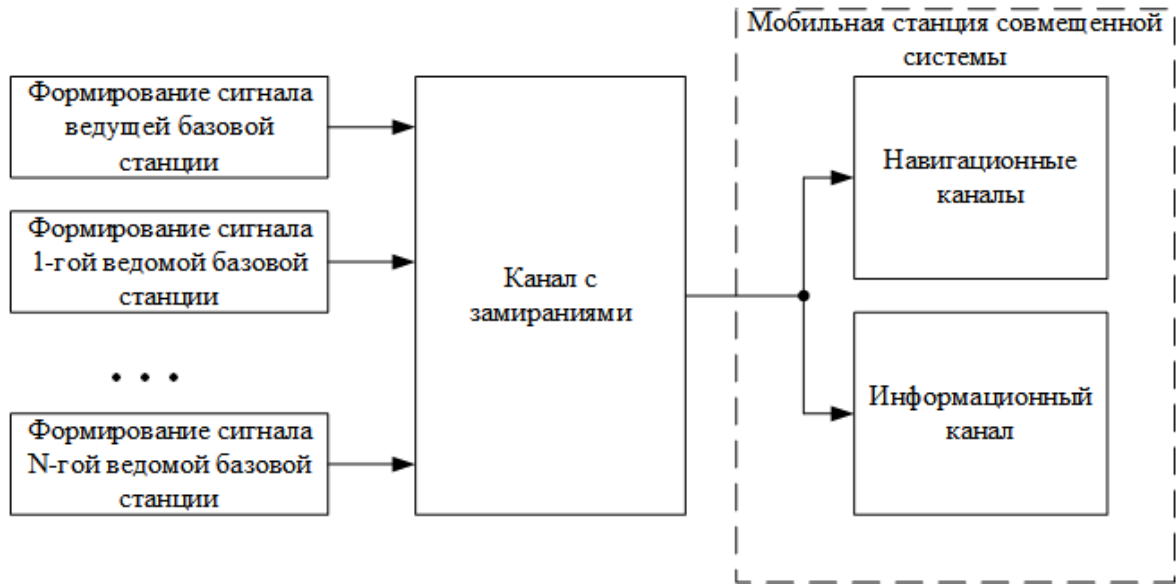


Рисунок 2.11 – Структурная схема модели совмещенной системы.

навигационного сигнала равна частоте чипов кода Баркера, используемого по стандарту для прямого расширения спектра в IEEE 802.11b на скорости 1 Мбит/с. Таким образом, для случая передачи преамбулы можно представить цифровой сигнал с частотой дискретизации $1/T_s$ в моменты времени kT_s следующим образом:

$$s_1(kT_s) = I(kT_s) \cos(\omega_0 kT_s + \varphi_0) - N(kT_s) \sin(\omega_0 kT_s + \varphi_0) \quad (2.2)$$

где $N(kT_s)$ – отсчеты ПСП, принимающие значения $[-1; 1]$, при этом количество отсчетов на чип ПСП определяется отношением T/T_s , где T – длительность чипа ПСП, равная длительности чипа кода Баркера;

$I(kT_s)$ – отсчеты биполярного информационного сигнала. Сигнал $I(kT_s)$ является результатом повышения частоты в T/T_s раз сигнала $I(mT) = M(mT) \cdot B(mT)$, где $M(mT)$ – биполярные отсчеты сигнала на выходе блока повышения частоты в K раз, где $K=11$ длина используемого по стандарту кода Баркера;

$B(mT)$ – биполярные отсчеты коды Баркера.

Сигнал на входе блока повышения частоты в K раз является результатом дифференциального кодирования информационных бит. Выражение для однополярного информационного сигнала на выходе дифференциального кодера выглядит следующим образом:

$$M(nT_i) = M((n-1)T_i) \oplus q(nT_i) \quad (2.3)$$

где T_i – длительность информационных бит, равная в данном случае 1 мкс, $q(nT_i)$ – исходный информационный бит в момент времени nT_i .

Для случая передачи данных цифровой сигнал с частотой дискретизации $1/T_s$ в моменты времени kT_s можно представить следующим образом:

$$s_2(kT_s) = I(kT_s) \cos(\omega_0 kT_s + \varphi_0) \quad (2.4)$$

На рис. 2.12. показана схема формирования сигналов $N(kT_s)$ и $I(kT_s)$.

Для упрощения анализа результатов моделирования для калибровки модели и анализа характеристик информационного канала использовался сигнал без дифференциального кодирования.

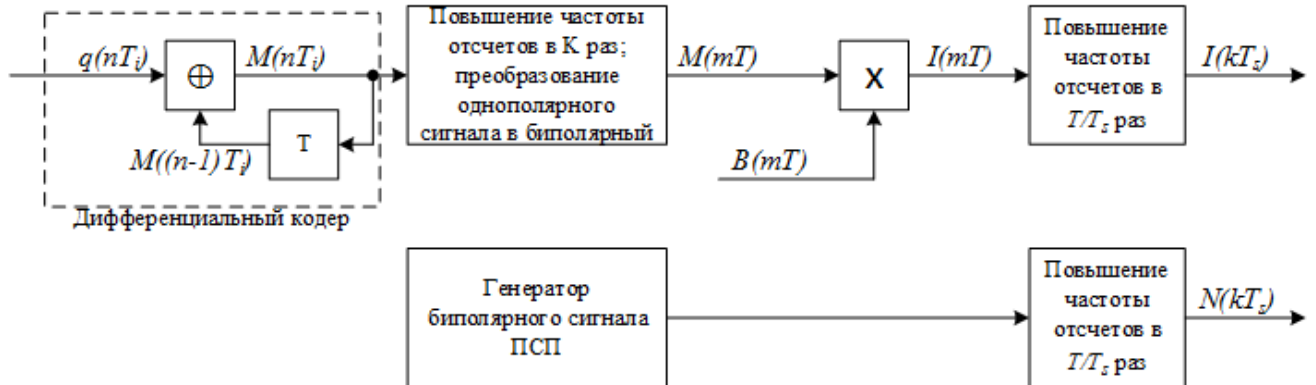


Рисунок 2.12 – Формирование сигналов $N(kT_s)$ и $I(kT_s)$.

Для калибровки модели канала с мелкомасштабными замираниями использовались модели каналов с райсовскими и релеевскими замираниями [12], функции плотности вероятности которых выглядят как (2.5) и (2.6) соответственно.

$$p_{ric}(r_0) = \begin{cases} \frac{r_0}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{(r_0 + A^2)}{2\sigma^2}\right] \cdot I_0\left(\frac{r_0 A}{\sigma^2}\right) & \text{для } r_0 \geq 0, A \geq 0 \\ 0 & \text{для других } r_0, A \end{cases} \quad (2.5)$$

$$p_{ray}(r_0) = \begin{cases} \frac{r_0}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r_0^2}{2\sigma^2}\right] & \text{для } r_0 \geq 0 \\ 0 & \text{для других } r_0 \end{cases} \quad (2.6)$$

где A – максимальное значение не замирающего компонента сигнала, σ^2 – средняя мощность многолучевого сигнала до детектирования, r_0 – компонент мелкомасштабного замирания.

Также для моделирования замираний, характерных для реальных офисных помещений, в соответствии с рекомендациями, разработанными ETSI для моделей распространения сигналов систем связи в помещениях [53] были заданы две модели многолучевости – модель А и модель D. Характеристики данных моделей показаны на рис. 2.13-2.16.

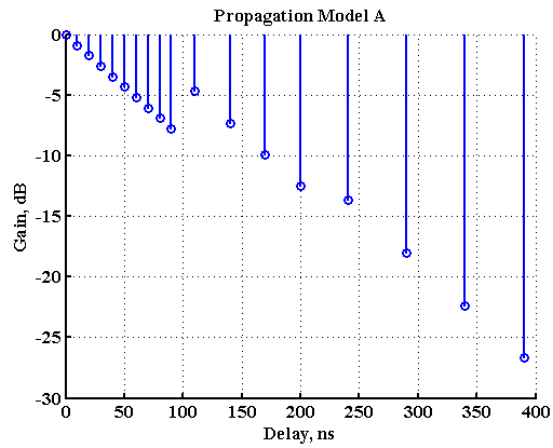


Рисунок 2.13 – Вектор значений усиления в многолучевых каналах в зависимости от задержки для модели А.

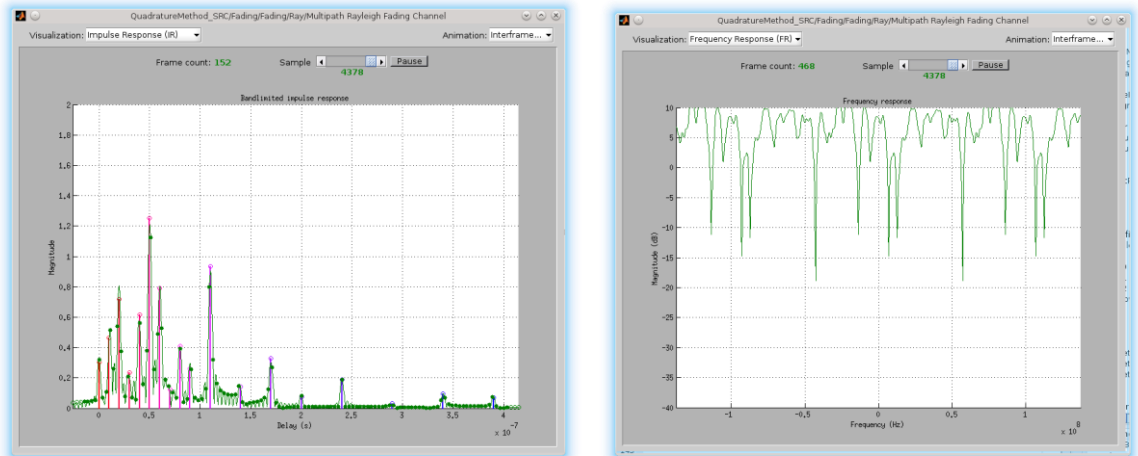


Рисунок 2.14 – Реализация импульсной и частотной характеристик многолучевого канала для модели А.

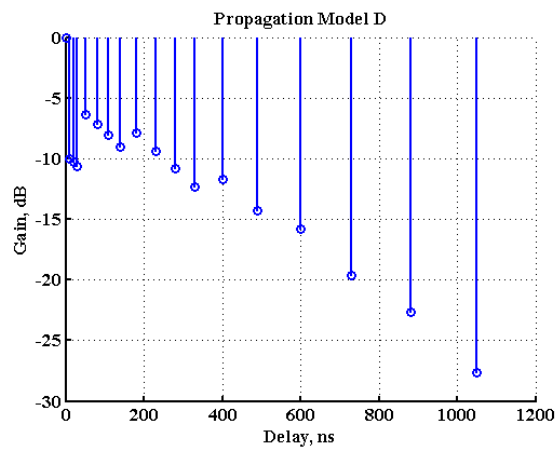


Рисунок 2.15 - Вектор значений усиления в многолучевых каналах в зависимости от задержки для модели D.

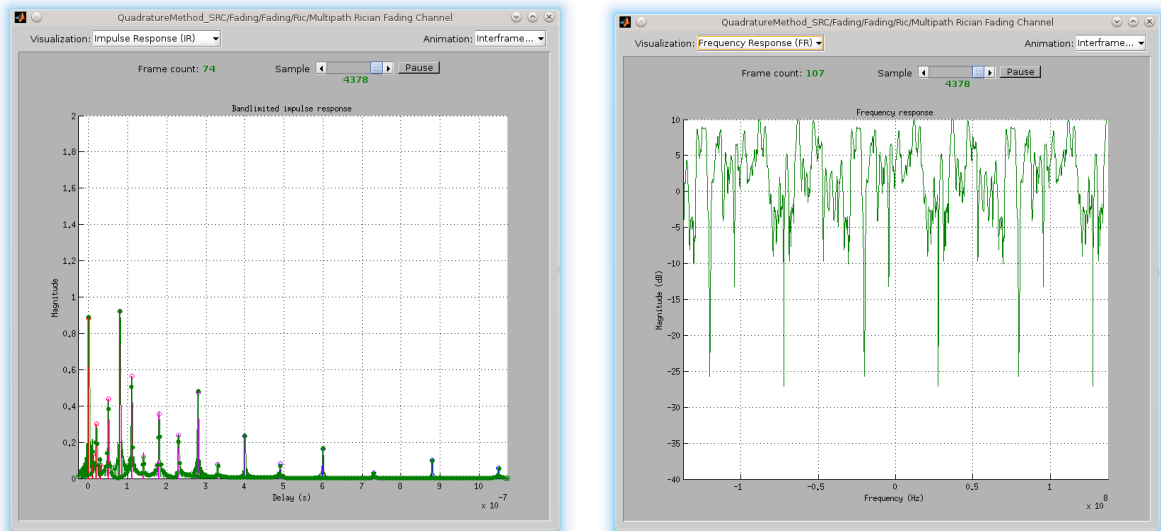


Рисунок 2.16 – Реализация импульсной и частотной характеристик многолучевого канала для модели D.

Можно видеть, что модель A (рис. 2.13, 2.14) близка к релейскому многолучевому каналу, т.к. в ней присутствует множество сигналов, сравнимых по амплитуде друг с другом. Однако, можно видеть, что чем больше в модели задержка многолучевого сигнала, тем меньше его амплитуда, таким образом, моделируемые многолучевые сигналы оказывают меньшее влияние на алгоритм обработки сигналов, чем в теоретической релейской модели. Модель D (рис. 2.15, 2.16) реализует райсовский многолучевый канал, но можно видеть, что в ней присутствуют достаточно мощные многолучевые сигналы, из-за которых создаются более тяжелые условия, нежели в теоретической райсовской модели. С выхода канала с замираниями сигнал поступает на вход мобильной станции совмещенной системы, включающей $N+1$ навигационных каналов, т.к. в модели используется $N+1$ базовых станций с различными псевдослучайными последовательностями, а также один информационный канал, поскольку информационные сигналы всех $N+1$ базовых станций имеют одинаковую структуру, соответствующую стандарту IEEE 802.11b, и передаются в различные моменты времени.

2.3.1 Алгоритмы дискриминаторов петель слежения

На рис. 2.17 представлена упрощенная схема навигационного канала. Рассматривается алгоритм обработки цифровых сигналов на выходе АЦП (Аналого-Цифровой Преобразователь).

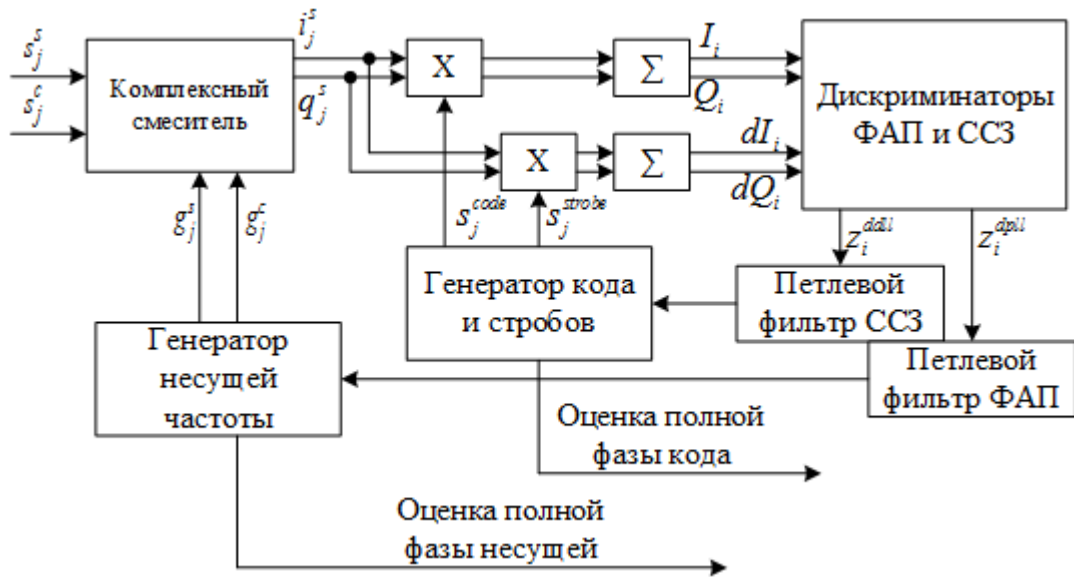


Рисунок – 2.17 – Упрощенная схема навигационного канала.

В данной схеме и далее используются следующие обозначения:

s_j^s - дискретные отсчеты квадратурной компоненты сигнала на входе комплексного смесителя;

s_j^c - дискретные отсчеты синфазной компоненты сигнала на входе комплексного смесителя;

g_j^s - дискретные отсчеты квадратурной компоненты опорной частоты;

g_j^c - дискретные отсчеты синфазной компоненты опорной частоты;

q_j^s - дискретные отсчеты квадратурной компоненты сигнала на выходе комплексного смесителя;

i_j^s - дискретные отсчеты синфазной компоненты сигнала на выходе комплексного смесителя;

s_j^{code} - дискретные отсчеты опорного сигнала на выходе генератора кода;

s_j^{strobe} - дискретные отсчеты опорного сигнала на выходе генератора стробов;

z_i^{dpll} - сигнал дискриминатора системы фазовой автоподстройки (ФАП) частоты;

z_i^{dll} - сигнал дискриминатора системы слежения за задержкой (ССЗ);

Q_i - квадратурная компонента сигнала;

I_i - синфазная компонента сигнала;

Описание алгоритма дискриминатора для ФАП:

Квадратурные компоненты сигнала на выходе комплексного смесителя вычисляются с использованием следующих соотношений [8]:

$$q_j^s = s_j^s \cdot g_j^c - s_j^c \cdot g_j^s; i_j^s = s_j^s \cdot g_j^s - s_j^c \cdot g_j^c, \quad (2.7)$$

где j - дискретные моменты с частотой дискретизации f_{sampl} . Квадратурные компоненты сигнала формируются в результате суммирования произведений отсчетов квадратурных компонент входного сигнала на отсчеты опорного сигнала, формируемого генератором кода, при этом суммирование выполняется на интервале длительности кода:

$$Q_i = \sum_j^{N_{smp}} (q_j^s \cdot s_j^{code}); I_i = \sum_j^{N_{smp}} (i_j^s \cdot s_j^{code}), \quad (2.8)$$

где j - дискретные моменты с частотой дискретизации f_{sampl} , i - дискретные моменты с частотой кода $f_{code} = 1/T_{code}$, где N_{smp} - количество отсчетов сигнала с частотой дискретизации f_{sampl} на интервале длительности кода.

Для формирования сигнала дискриминатора ФАП используется функция $atan2(x, y)$, вычисляющая значение угла между осью x и линией, проведенной из начала координат $(0,0)$ в точку с координатами (x, y) . Угол определяется в радианах в диапазоне $(-\pi, \pi]$. Таким образом сигнал дискриминатора можно вычислить, используя соотношение:

$$z_i^{dpll} = atan2(Q_i, I_i). \quad (2.9)$$

Сигнал дискриминатора используется в петлевом фильтре только в те моменты времени, в которые петля «замкнута».

Описание алгоритма дискриминатора для ССЗ:

Алгоритм дискриминатора ССЗ предусматривает формирование 4-х корреляционных сигналов (КС) [8]:

1) кодовый синфазный КС представляет собой сумму произведений дискретных отсчетов входного сигнала i_j^s на дискретные отсчеты генератора кода s_j^{code} , накопленную за полную длину кода T_{code} :

$$I_i = \sum_j^{N_{smp}} (i_j^s \cdot s_j^{code}) \quad (2.10)$$

2) стробовый синфазный КС представляет собой сумму произведений дискретных отсчетов входного сигнала i_j^s на дискретные отсчеты генератора стробов s_j^{strobe} , накопленную за полную длину кода T_{code} :

$$dI_i = \sum_j^{N_{smp}} (i_j^s \cdot s_j^{strobe}) \quad (2.11)$$

3) кодовый квадратурный КС представляет собой сумму произведений дискретных отсчетов входного сигнала q_j^s на дискретные отсчеты генератора кода s_j^{code} , накопленную за полную длину кода T_{code} .

$$Q_i = \sum_j^{N_{smp}} (q_j^s \cdot s_j^{code}) \quad (2.12)$$

4) стробовый квадратурный КС представляет собой сумму произведений дискретных отсчетов входного сигнала q_j^s на дискретные отсчеты генератора стробов s_j^{strobe} , накопленную за полную длину кода T_{code} :

$$dQ_i = \sum_j^{N_{smp}} (q_j^s \cdot s_j^{strobe}) \quad (2.13)$$

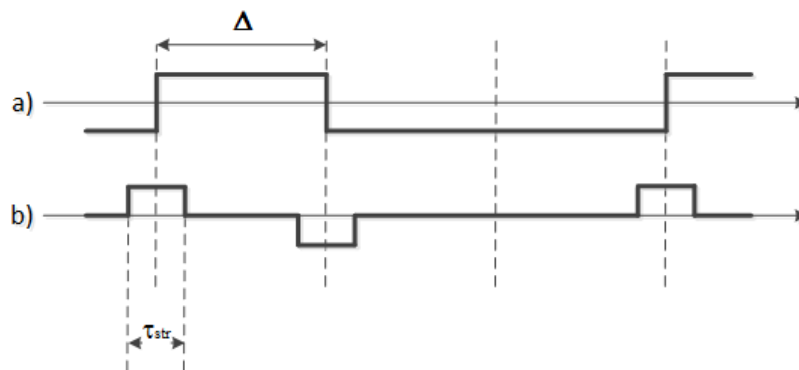


Рисунок- 2.18 - Эпюры различных стробовых последовательностей.

На рис. 2.18.a изображен фрагмент кода, содержащий 5 чипов кода длительностью Δ каждый и три смены знака. Пример стробовой последовательности показан на эпюре b данного рисунка. Длительность строба τ_{str} выбирается исходя из соотношения между шумовой и многолучевой ошибкой. Длительность элемента строба определяется частотой дискретизации и временем

накопления. В данной реализации используется следующая версия дискриминатора со стробом типа b:

$$z_i^{dll} = \frac{dI_i \cdot I_i + dQ_i \cdot Q_i}{I_i^2 + Q_i^2} \quad (2.14)$$

2.3.2 Алгоритмы петлевых фильтров петель слежения с разными типами управления для работы в импульсном режиме

Основной особенностью системы является временное разделение сигналов от различных базовых станций. Время накопления всегда равно T_{code} , однако, интервал управления может быть в N раз больше. Для работы петлевого фильтра в заданном режиме формируются признаки «замкнутой» и «разомкнутой» петли:

$\Pi_i^Z = 1$ - признак «замкнутой» петли, $\Pi_i^Z = 0$ - признак «разомкнутой» петли, при этом признаки «замкнутой» петли слежения формируются строго через каждый интервал $T_i = NT_{code}$.

На выходе петлевого фильтра формируются сигналы управления NCO: по фазе $\Delta\varphi_{i+1}^{NCO}$ и частоте Δg_{i+1}^{NCO} , а также оценки фазы $\tilde{\varphi}_i$ входного сигнала в момент i . $\alpha_i, \beta_i, \gamma_i$ - коэффициенты петлевого фильтра. Опишем далее основные режимы работы петлевых фильтров ФАП и ССЗ.

Описание алгоритма частотно-фазового управления ФАП:

Если $\Pi_i^Z = 1$, выполняются следующие операции [8]:

Оценка фазы входного сигнала

$$\tilde{\varphi}_i = \varphi_i^{NCO} + (\alpha_i) \cdot z_i^{dpll} \quad (2.15)$$

Оценка безразмерной частоты входного сигнала

$$\tilde{g}_i = \hat{g}_i + (\beta_i) \cdot z_i^{dpll} \quad (2.16)$$

Оценка безразмерной производной частоты входного сигнала

$$\tilde{s}_i = \hat{s}_i + (\gamma_i) \cdot z_i^{dpll} \quad (2.17)$$

Прогноз изменения фазы NCO ФАП на (i+1)-ый момент

$$\Delta\varphi_{i+1}^{NCO-PLL} = \frac{1}{2} \cdot \hat{s}_i + \left(\alpha_i + \beta_i + \frac{1}{2} \cdot \gamma_i \right) \cdot z_i^{dpll} \quad (2.18)$$

Прогноз изменения частоты NCO ФАП на (i+1)-ый момент

$$\Delta g_{i+1}^{NCO} = \hat{s}_i + (\beta_i) \cdot z_i^{dpll}. \quad (2.19)$$

Прогноз изменения производной частоты NCO ФАП на (i+1)-ый момент

$$\hat{s}_{i+1} = \hat{s}_i + (\gamma_i) \cdot z_i^{dpll}. \quad (2.20)$$

Изменение фазы NCO ФАП

$$\varphi_i^{NCO_PLL} = \varphi_i^{NCO_PLL} + \Delta \varphi_{i+1}^{NCO_PLL}. \quad (2.21)$$

Если $\Pi_i^Z = 0$, каждый такт в соответствии с частотой дискретизации выполняются следующие операции:

Сигнал управления NCO ФАП по частоте меняет фазу следующим образом:

$$\varphi_j^{NCO_PLL} = \varphi_{j-1}^{NCO_PLL} + \frac{\Delta g_{i+1}^{NCO_PLL}}{N}, \quad (2.22)$$

где N – количество тактов на интервале управления.

Описание алгоритма для фазового управления ССЗ с ведением по частоте от ФАП:

Сигнал управления NCO ССЗ по частоте меняет фазу следующим образом:

$$\varphi_j^{NCO_DLL} = \varphi_{j-1}^{NCO_DLL} + \frac{\Delta g_{i+1}^{NCO_PLL}}{N \cdot K}, \quad (2.23)$$

где N – количество тактов на интервале управления, $K = \frac{f_{несущей}}{f_{кода}}$ – коэффициент пересчета.

Если $\Pi_i^Z = 1$, выполняются следующие операции [8]:

Оценка фазы входного сигнала

$$\tilde{\varphi}_i = \varphi_i^{NCO_DLL} + (\alpha_i) \cdot z_i^{dpll}. \quad (2.24)$$

Оценка безразмерной частоты входного сигнала

$$\tilde{g}_i = \hat{g}_i + (\beta_i) \cdot z_i^{dpll}. \quad (2.25)$$

Оценка безразмерной производной частоты входного сигнала

$$\tilde{s}_i = \hat{s}_i + (\gamma_i) \cdot z_i^{dpll}. \quad (2.26)$$

Прогноз изменения фазы NCO ССЗ на (i+1)-ый момент

$$\Delta \varphi_{i+1}^{NCO} = (\alpha_i) \cdot z_i^{dpll}. \quad (2.27)$$

Изменение фазы NCO ССЗ

$$\varphi_i^{NCO_DLL} = \varphi_i^{NCO_DLL} + \Delta\varphi_{i+1}^{NCO_DLL}. \quad (2.28)$$

Если $\Pi_i^Z = 0$, никакие операции не выполняются.

Исследуемая модель совмещенной системы содержит много достаточно сложных блоков таких как многолучевой канал распространения сигнала, генераторы гибридных сигналов, многоканальный приемник и другие. Поэтому основным методом анализа характеристик системы было выбрано имитационное моделирование, являющееся частным случаем математического моделирования, при котором изучаемая система заменяется совокупностью блоков с известными математическими моделями и связями между этими блоками. Ниже представлен анализ характеристик разработанной имитационной модели совмещенной системы.

2.4 Анализ характеристик информационного канала

Анализ характеристик стандарта IEEE 802.11 широко освещен в литературе, например, в [54-57]. Однако, необходимо рассмотреть следующую особенность совмещенной системы. Навигационные приемники, как правило, работают на некротной частоте дискретизации для достижения возможности определения задержек, меньших, чем длительность отсчета цифрового сигнала. Системы же связи, как правило, строятся в условиях кратности частоты дискретизации и частоты символов информации. В связи с этим, необходимо провести анализ влияния обработки на некротной частоте дискретизации на показатели качества системы связи. Анализ характеристик информационного канала совмещенной системы разделен на 2 этапа: а) калибровку модели и оценку влияния некротной частоты дискретизации на прием бит информации; б) оценку влияния выбранных моделей многолучевости A и D, справедливых для малых и больших офисов [53], на качество работы канала. Качество работы информационного канала предполагается оценивать с помощью зависимости вероятности битовой ошибки (BER) от битового отношения сигнал/шум (E_b/N_0). При моделировании без многолучевости расчет выборки N проводился, опираясь на соотношение (2.29) [10]. Относительная ошибка во всех экспериментах принята равной 10%, доверительная вероятность $Q=95\%$ (см. табл. 2.3).

$$N = t_\varphi^2 \frac{1-p}{p\varepsilon_0^2}, \quad (2.29)$$

где t_φ - квантиль гауссовского распределения случайной величины, p – оцениваемая вероятность, ε_0 - относительная ошибка.

В случае наличия многолучевости необходимо произвести такое же количество некоррелированных измерений оценки битовой ошибки. Интервал корреляции многолучевого канала распространения вычисляется как [14]:

$$\Delta t \approx \frac{2\pi}{B}, \quad (2.30)$$

где B – интервал рассеяния по частоте, вычисляемый для канала с количеством отраженных сигналов более 5...10 в соответствии со следующим выражением:

$$B \approx \max \Omega - \min \Omega, \quad (2.31)$$

где $\max \Omega$ - максимальная несущая частота с учетом доплеровского сдвига, а $\min \Omega$ - минимальная.

Таблица 2.3 – Параметры моделирования для случая отсутствия многолучевости.

Eb/No, дБ	0	1	2	3	4	5
t_φ	1.645	1.645	1.645	1.645	1.645	1.645
p	0.0786	0.0562	0.375	0.0228	0.0125	0.0059
ε_o	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1
N	3170	4537	6944	11557	21376	45179

В связи с тем, что реализованная модель совмещенной системы достаточно сложна и моделирование большого диапазона отношений сигнал/шум заняло бы очень много времени, выбран диапазон отношений сигнал/шум 0-5 дБ.

На рис. 2.19 представлены результаты для этапа а). Первые три кривые соответствуют случаю отсутствия многолучевости и каналу с АБГШ; первая соответствует эксперименту на кратной частоте дискретизации, вторая – некратной, третья – теоретическая кривая. Видно, что реализация некратной частоты дискретизации немного ухудшает качество работы канала связи, однако, уровень этого ухудшения не превышает единиц процентов. Следующие две кривые представляют собой результаты калибровки модели для реализации релейского многолучевого канала. Видно, что разница между кривыми находится в рамках статистической погрешности, следовательно, калибровку можно считать проведенной корректно. Последние две кривые представляют собой результаты калибровки модели для реализации райсовского многолучевого канала. Видно, что разница между кривыми находится в рамках статистической погрешности, следовательно, калибровку можно считать проведенной корректно.

На рис. 2.20 представлены результаты для этапа б). Первые две кривые соответствуют результатам моделирования модели многолучевости А для кратной и некратной частоты дискретизации. При сравнении с теоретической кривой для релейского канала видно, что в модели А многолучевые сигналы оказывают меньшее влияние на алгоритм обработки. Разница же между реализацией на кратной и некратной частотах дискретизации очень мала и находится в пределах статистической точности. Четвертая и пятая кривые соответствуют результатам

моделирования модели многолучевости D для кратной и некратной частоты дискретизации. При сравнении с теоретической кривой для райсовского канала видно, что в модели D многолучевые сигналы оказывают большее влияние на алгоритм обработки. Разница же между реализацией на кратной и некратной частотах дискретизации также очень мала и находится в пределах статистической точности эксперимента.

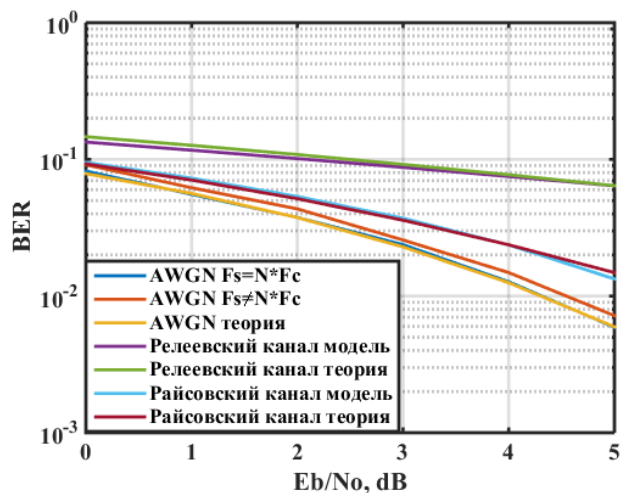


Рисунок 2.19 – Результаты моделирования этапа а)

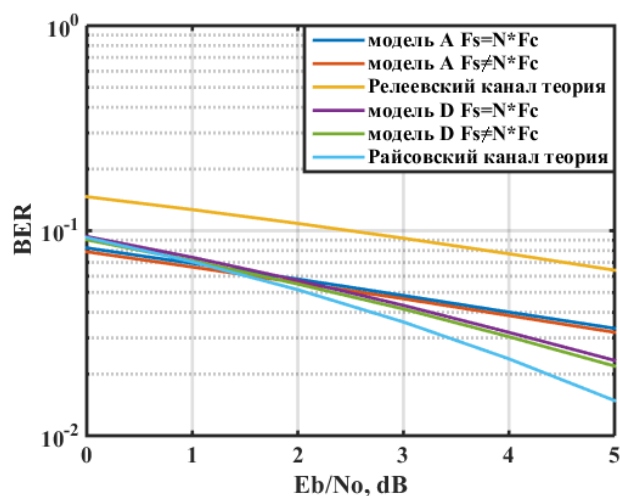


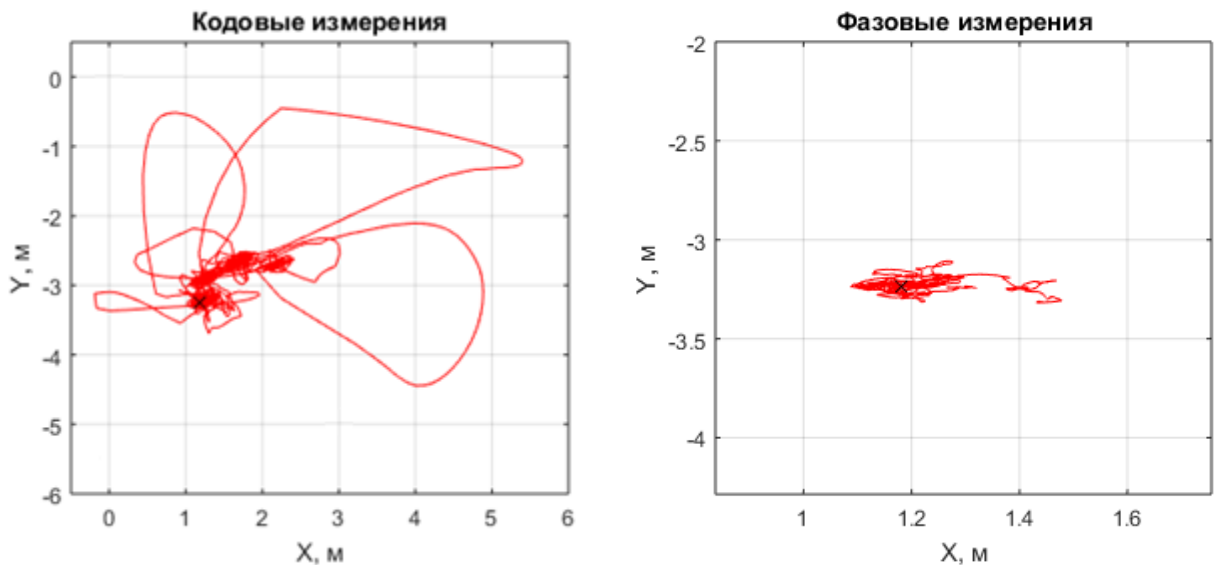
Рисунок 2.20 – Результаты моделирования этапа б).

2.5 Анализ характеристик навигационной составляющей системы

Для анализа характеристик навигационной составляющей системы также используется статистическая модель распространения сигнала стандарта IEEE 802.11. Поскольку местоопределение с помощью разностно-дальномерного метода предполагает наличие сигнала прямого распространения между базовыми и мобильными станциями, модель A не моделировалась. В имитационной модели оценивалась позиция по кодовым измерениям и

относительное перемещение по фазовым. При фазовых измерениях за начальную точку было принято истинное положение мобильной станции. Результаты представлены на Рис. 2.21.

Использование модели многолучевости D для оценки точности позиционирования, как видно из результатов, показало, что максимальные ошибки при кодовых измерениях по оси X не превышают 4.21 м и имеют СКО, равное 0.62 м, а по оси Y не превышают 2.79 м и имеют СКО, равное 0.44 м. Данные ошибки можно объяснить искажениями фронтов чипов кода вследствие наличия многолучевости. Максимальные ошибки при фазовых измерениях по оси X не превышают 0.29 м и имеют СКО, равное 0.1 м, а по оси Y не превышают 0.13 м и имеют СКО, равное 0.03 м. В данном случае ошибки можно объяснить наличием перескоков в петле ФАП, возникающих вследствие многолучевости. А поскольку оценивается относительное перемещение – конечная оценка положения мобильной станции будет содержать все ошибки, которые возникли по ходу движения. Однако, возникает вопрос, является ли данная модель D применимой для оценки точности навигационной подсистемы. В дальнейшем оценки точности местоопределения будут сопоставлены с оценками в реальном помещении, что позволит сделать вывод о применимости.



$$\begin{array}{ll} \text{СКО}_{\text{ошX}} \approx 0.62 \text{ м} ; \max_{\text{ошX}} \approx 4.21 \text{ м} & \text{СКО}_{\text{ошX}} \approx 0.1 \text{ м} ; \max_{\text{ошX}} \approx 0.29 \text{ м} \\ \text{СКО}_{\text{ошY}} \approx 0.44 \text{ м} ; \max_{\text{ошY}} \approx 2.79 \text{ м} & \text{СКО}_{\text{ошY}} \approx 0.03 \text{ м} ; \max_{\text{ошY}} \approx 0.13 \text{ м} \end{array}$$

Рисунок 2.21 – 2-D позиция по кодовым и фазовым измерениям для случая присутствия многолучевости модели D.

2.6 Выводы

1. В данной главе на основе стандарта IEEE 802.11 предложены алгоритмы совмещения информационной и навигационной подсистем, позволяющие сохранить высокую скорость

передачи информации, свойственную стандарту IEEE 802.11, а также реализовать функционал системы высокоточного местоопределения.

2. Для дальнейшего анализа и разработки прототипа выбран квадратурный алгоритм совмещения навигационной и информационной подсистем, реализующий основные принципы совмещения систем.

3. Для выбранного квадратурного алгоритма проанализировано влияние навигационной и информационной составляющих друг на друга. По итогам анализа можно заключить, что данное влияние минимально и качество работы обеих подсистем, а именно точность позиционирования и вероятность битовой ошибки практически не ухудшатся.

4. Разработана математическая модель совмещенной системы, включающая модели формирования прерывистого сигнала, а также модели канала слежения за прерывистым сигналом.

5. Проанализированы характеристики имитационной модели совмещенной системы:

- Получены кривые зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум для заданных моделей офисной многолучевости для NLOS и LOS условий. Анализ показал, что при совмещении систем вероятность битовой ошибки в информационном канале не ухудшается.

- В навигационной подсистеме при наличии многолучевости с наличием прямого сигнала распространения (LOS) максимальные ошибки при кодовых измерениях по оси X не превышают 4.21 м и имеют СКО, равное 0.62 м, а по оси Y не превышают 2.79 м и имеют СКО, равное 0.44 м. Данные ошибки можно объяснить искажениями фронтов чипов кода вследствие наличия многолучевости. Максимальные ошибки при фазовых измерениях по оси X не превышают 0.29 м и имеют СКО, равное 0.1 м, а по оси Y не превышают 0.13 м и имеют СКО, равное 0.03 м. В данном случае ошибки можно объяснить наличием перескоков фазы в петле ФАП, возникающих вследствие многолучевости. Также следует отметить, что поскольку оценивается относительное перемещение – конечная оценка положения мобильной станции будет содержать все ошибки, которые возникли по ходу движения.

Глава 3. Анализ алгоритмов оценки текущего отношения сигнал-шум на основе квадратурных компонент принимаемого сигнала

При наличии избыточности измерений в навигационной подсистеме при решении навигационной задачи возникает возможность повышения эффективности ее работы за счет исключения некоторых измерений, несущих заведомо ложную информацию вследствие искажения в эфире. Одним из параметров, на основе которого можно исключить искаженные измерения, является оценка отношения сигнал/шум. В данной главе проведен сравнительный анализ существующих алгоритмов оценки сигнал/шум, а также предложены новые алгоритмы, позволяющие обеспечить точность оценки, близкую к границе Крамера-Рао как при отсутствии ошибки смещения в петле фазовой автоподстройки частоты, так и при ее наличии. Как будет показано ниже в главе 5, использование оценки отношения сигнал/шум позволяет производить исключение заведомо ложных измерений, тем самым существенно уменьшая ошибки позиционирования.

В информационной подсистеме данные алгоритмы также необходимы, т.к. с их помощью возможно реализовать адаптивное управление модуляционно-кодowymi схемами для достижения максимально возможной пропускной способности канала. Материалы данной главы опубликованы в [87].

3.1 Анализ существующих алгоритмов оценки отношения сигнал/шум

Имеется большое количество работ, посвященных описанию различных алгоритмов отношения сигнал-шум и анализу эффективности подобных алгоритмов. Условно все алгоритмы оценки отношения сигнал-шум можно разделить на две большие группы. К первой можно отнести алгоритмы, основанные на оценке параметров принимаемого сигнала [65-70], ко второй – алгоритмы, использующие изменение определенных параметров системы при вариации отношения сигнал-шум, например, изменение вероятности ошибочного декодирования кодовых слов.

Алгоритмы определения отношения сигнал-шум также можно разделить по возможности их использования при разных типах модуляции. В дальнейшем будем в основном рассматривать алгоритмы, способные оценивать отношение сигнал/шум при ФМн-2 модуляции

Кроме того, все алгоритмы оценки отношения сигнал/шум делятся на два типа в соответствии с тем, является ли известной передаваемая информация (Data-Aided) [71] или неизвестной (Non-Data-Aided) [65-70]. В настоящей работе рассматривается соответственно второй тип алгоритмов, т.к. он является более интересным для систем связи.

Далее будут в основном рассматриваться алгоритмы оценки отношения сигнал-шум, базирующиеся на использовании сигналов на выходе согласованных фильтров в синфазном и квадратурном канале при посимвольном приеме.

3.2 Математическая модель компонент и характеристик сигнала

Рассмотрим методику расчета оценки текущего отношения сигнал-шум на входе приемника (строго говоря, на входе квадратурного смесителя или квадратурного АЦП) на основе получаемых значений синфазной и квадратурной компонент комплексной амплитуды принимаемого сигнала.

На входе приемника (рис. 3.1) имеется аддитивная смесь $y(t)$ полезного сигнала $s(t)$ и аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ):

$$y(t) = s(t) + n(t). \quad (3.1)$$

При этом обе компоненты сигнала, рассматриваемые в полосе приемника, могут быть представлены с использованием метода комплексной огибающей в виде:

$$s(t) = \operatorname{Re}\{\dot{S}(t) \exp(j\omega_0 t)\}, \quad (3.2)$$

$$n(t) = \operatorname{Re}\{\dot{N}(t) \exp(j\omega_0 t)\}, \quad (3.3)$$

$$y(t) = \operatorname{Re}\{\dot{Y}(t) \exp(j\omega_0 t)\} = \operatorname{Re}\{(\dot{S}(t) + \dot{N}(t)) \exp(j\omega_0 t)\}, \quad (3.4)$$

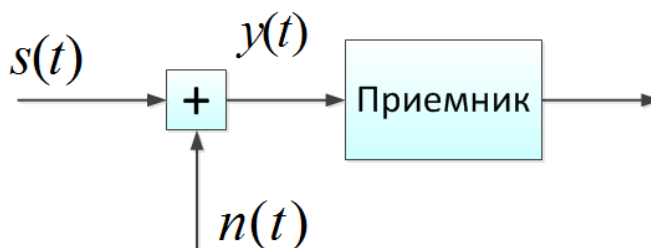


Рисунок 3.1 – Блок-схема канала приема.

В дальнейшем для определенности будем рассматривать в качестве полезного сигнала сигнал с модуляцией ФМн-2:

$$\dot{S}(t) = \sqrt{2P_s R_n} \sum_k b_k u_1(t - \tau_k), \quad (3.5)$$

где $b_k = \pm 1$, $P_s = \frac{U_0^2}{2R_n}$ - средняя мощность полезного сигнала, U_0 - амплитуда полезного

сигнала (ФМ-2), R_n - сопротивление нагрузки, $u_1(t)$ - зависимость, описывающая форму амплитудной огибающей отдельного канального импульса длительностью T_s , при этом

$$\frac{1}{T_s} \int_{-\infty}^{+\infty} u_1^2(t) dt = 1. \quad (3.6)$$

Средняя мощность полезного сигнала на входе приемника может быть определена как

$$P_s = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{R_n T} \int_{-T/2}^{T/2} s^2(t) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{R_n T} \int_{-T/2}^{T/2} [\operatorname{Re}\{\dot{S}(t) \exp(j\omega_0 t)\}]^2 dt. \quad (3.7)$$

Учитывая, что

$$[\operatorname{Re} \dot{A}]^2 = \operatorname{Re} \dot{A} \operatorname{Re} \tilde{A} = \operatorname{Re} \dot{A} \cdot \frac{1}{2} (\dot{A} + \tilde{A}) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} (\dot{A} \dot{A} + \dot{A} \tilde{A}) \cong \frac{1}{2} \dot{A} \tilde{A} = \frac{1}{2} |\dot{A}|^2, \quad (3.8)$$

где \tilde{A} комплексно сопряженная величина по отношению к \dot{A} , можно показать, что

$$P_s = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{R_n T} \int_{-T/2}^{T/2} \frac{1}{2} |\dot{S}(t)|^2 dt = \frac{1}{2R_n} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |\dot{S}(t)|^2 dt = \frac{\overline{S^2}}{2R_n}, \quad (3.9)$$

где $\overline{S^2}$ - средний квадрат амплитуды принимаемого сигнала.

Аналогично может быть определена мощность шума на входе приемника:

$$\begin{aligned} P_n &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{R_n T} \int_{-T/2}^{T/2} n^2(t) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{R_n T} \int_{-T/2}^{T/2} [\operatorname{Re}\{\dot{N}(t) \exp(j\omega_0 t)\}]^2 dt = \\ &= \frac{1}{2R_n} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |\dot{N}(t)|^2 dt = \frac{\overline{N^2}}{2R_n} = \frac{\overline{Q_N^2}}{R_n} = \frac{\overline{n^2}}{R_n}, \end{aligned} \quad (3.10)$$

где $\overline{N^2}$ - средний квадрат комплексной огибающей шума,

$\overline{Q_N^2} = \overline{I_N^2}$ - средний квадрат квадратурной компоненты огибающей шума,

$\overline{n^2}$ - средний квадрат (дисперсия) действительного шума на входе приемника.

В (3.10) учтено, что $\overline{N^2} = \overline{I_N^2} + \overline{Q_N^2} = 2\overline{Q_N^2}$.

При этом предполагается, что мощность шума определяется в некоторой полосе ΔF , под которой понимается или полоса приемника, или полоса дискретизации $\Delta F = 1/T_{smp}$, где $T_{smp} = \Delta t$ - шаг дискретизации процессов во времени. Кроме того, предполагается, что усреднение осуществляется во времени.

В соответствии с (2.9) и (2.10) можно получить выражение для оценки отношения сигнал-шум на входе приемника:

$$SNR_{in} = h_{s_{in}}^2 = \frac{P_s}{P_n} = \frac{\overline{S^2}}{\overline{N^2}} = \frac{\overline{S^2}}{2\overline{Q_N^2}} = \frac{\overline{S^2}}{2\overline{I_N^2}}. \quad (3.11)$$

Данное определение SNR является общепринятым в области систем связи, в тоже время при анализе навигационных систем часто используется показатель, характеризующий текущее значение энергетического потенциала, в виде

$$SNR_{in0} = \frac{P_s}{N_0} = \frac{P_s \cdot \Delta F}{P_n} = SNR_{in} \cdot \Delta F. \quad (3.12)$$

На практике большое значение имеет отношение сигнал-шум на выходе согласованного фильтра (СФ), который при посимвольном приеме согласован с канальным сигналом, например, псевдослучайной последовательностью (ПСП), расширяющей спектр информационного бита. Пример блок-схемы приемного тракта для данного случая представлен на рис. 3.2. В дальнейшем для упрощения изложения будем предполагать, частота и фаза квадратурных опорных сигналов совпадают с аналогичными параметрами принимаемого сигнала. Технически это обеспечивается использованием системы ФАП. В конечном итоге перенос спектра сигнала на нулевую частоту может осуществляться с использованием цифрового генератора квадратурных гармоник и цифровой системы ФАП.

По аналогии с (3.11) и (3.12) можно записать [11], [12]:

$$SNR_{out} = h_{SN_{out}}^2 = \frac{P_{s_{out_{max}}}}{P_{n_{out}}} = \frac{\overline{S_{out}^2}}{2Q_{N_{out}}^2}. \quad (3.13)$$

$$SNR_{out_b} = \frac{P_{s_{out_{max}}}}{N_{0_{out}}} = \frac{P_{s_{out_{max}}} \cdot \Delta F_{out}}{P_{n_{out}}} = SNR_{out} \cdot \Delta F_{out} = SNR_{out} / T_s. \quad (3.14)$$

Здесь так же, как и ранее, усреднение осуществляется во времени, но шаг выдачи данных с СФ равен T_s - длительности канального сигнала (ПСП). $P_{s_{out_{max}}}$ - пиковое значение мощности сигнала на выходе СФ, $P_{n_{out}}$ - средняя мощность шума на выходе СФ.

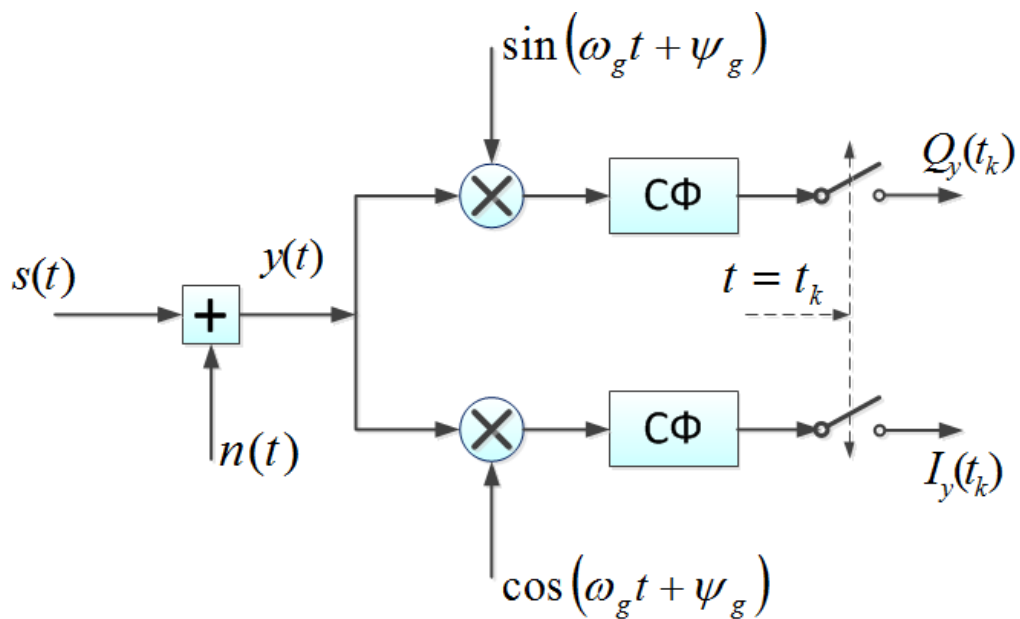


Рисунок 3.2 – Блок-схема приемного тракта.

Учитывая, что SNR, являющееся отношением сигнал-шум по мощности, может быть выражено через энергию принимаемого канального символа $E_s = P_s T_s$ и физическую спектральную плотность мощности (СПМ) АБГШ на входе приемника N_0 [11], [12], можно записать:

$$SNR_{in} = \frac{P_s}{P_n} = \frac{E_s / T_s}{N_0 / T_{smp}} = \frac{E_s}{N_0} \frac{T_{smp}}{T_s}. \quad (3.15)$$

где $T_{smp} = \Delta t$ - шаг дискретизации процессов во времени.

Известно [11], что отношение сигнал-шум на выходе согласованного фильтра, определяемое как отношение пикового значения сигнала к дисперсии шума, связано с энергией символа и спектральной плотностью шума на входе фильтра соотношением:

$$SNR_{out} = \frac{2E_s}{N_0}, \quad (3.16)$$

и соответственно символьное отношение сигнал-шум на входе приемника, которое для бинарных не кодированных сигналов совпадает с битовым отношением сигнал-шум, может быть определено по SNR как

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{SNR_{out}}{2} = SNR_{in} \frac{T_s}{T_{smp}}, \quad (3.17)$$

а отношения сигнал-шум по мощности на входе и выходе согласованного фильтра связаны соотношениями:

$$SNR_{out} = 2SNR_{in} \frac{T_s}{T_{smp}}, \quad (3.18)$$

Для наглядного представления, полученных выше соотношений, удобно перейти к векторному представлению сигналов (рис. 3.3), которое с учетом сделанных ранее замечаний справедливо для рассмотрения отчетов квадратурных компонент как входной смеси сигнала и шума, так и сигнала на выходе согласованного фильтра.

На практике наиболее часто встречается ситуация, когда оценку отношения сигнал-шум

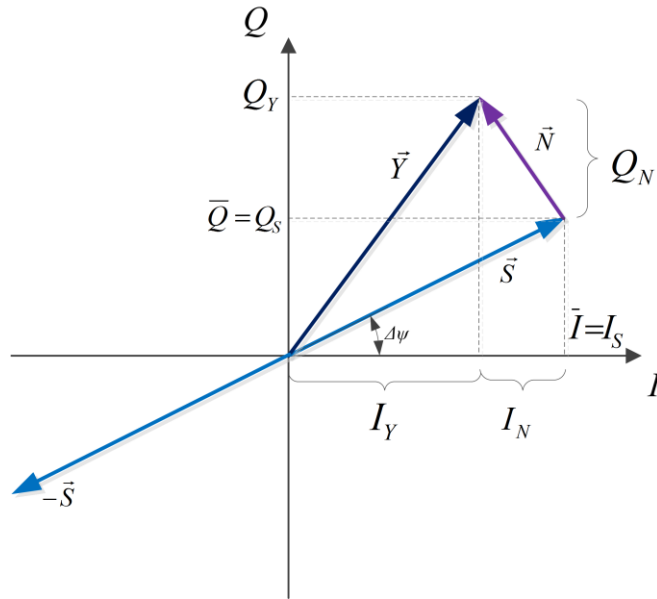


Рисунок 3.3 – Векторная диаграмма сигнала и шума.

осуществляют на основе отсчетов сигналов на выходе согласованных фильтров, следующих с интервалом T_s . Именно для этого случая и проведем дальнейшее рассмотрение, опуская индекс *out*.

3.3 Алгоритмы оценки отношения сигнал-шум на основе квадратурных компонент сигнала

В соответствии с выше изложенным отсчеты сигналов I_Y, Q_Y на выходе синфазного и квадратурного СФ могут рассматриваться как проекции суммарного вектора сигнала \vec{Y} на квадратурные оси (рис. 3.3). С учетом этого можно записать следующие основные варианты расчета среднего квадрата комплексной огибающей информационного сигнала на основе квадратурных компонент принимаемой смеси:

$$\overline{S^2} = |\overline{\vec{Y}}|^2 = \overline{I_Y^2} + \overline{Q_Y^2}, \quad (3.19)$$

$$\overline{S^2} = |\overline{\vec{S}}|^2 = |\overline{\vec{Y}}|^2 - |\overline{\vec{N}}|^2 = \overline{I_Y^2} + \overline{Q_Y^2} - 2\overline{Q_N^2} = \overline{I_Y^2} + \overline{Q_Y^2} - 2\left(\overline{Q_Y^2} - (\overline{Q_Y})^2\right) = \overline{I_Y^2} - \overline{Q_Y^2} + 2\overline{Q_Y^2}, \quad (3.20)$$

В данных и ниже следующих формулах предполагается, что вычисления проводятся отдельно для символов каждого типа, а затем результаты объединяются. То есть предполагается, что известны принимаемые информационные символы. В дальнейшем будут рассмотрены некоторые варианты ослабления этого ограничения. Кроме того, в (3.20) учтено, что

$$\overline{Q_Y^2} = \overline{Q_S^2} + \overline{Q_N^2} = (\overline{Q_Y})^2 + \overline{Q_N^2}. \quad (3.21)$$

Аналогично можно рассмотреть несколько вариантов нахождения среднего квадрата комплексной огибающей шума:

$$\overline{N^2} = |\overline{N}|^2 = |\overline{Y}|^2 - |\overline{S}|^2 = \overline{I_Y^2} + \overline{Q_Y^2} - (\overline{I_Y^2} + \overline{Q_Y^2}), \quad (3.22)$$

$$\overline{N^2} = 2\overline{Q_N^2} = 2[\overline{Q_Y - Q_Y}]^2 = 2(\overline{Q_Y^2} - 2 \cdot \overline{Q_Y} \overline{Q_Y} + (\overline{Q_Y})^2) = 2(\overline{Q_Y^2} - (\overline{Q_Y})^2). \quad (3.23)$$

где учтено, что $|\overline{Y}| = \sqrt{\overline{I_Y^2} + \overline{Q_Y^2}}$, $|\overline{N}| = \sqrt{\overline{I_N^2} + \overline{Q_N^2}}$.

Таким образом, получаем следующие основные выражения для оценки отношения сигнал/шум на основе обработки квадратурных компонент сигнала на выходе согласованного фильтра:

$$SNR = \frac{\overline{I_Y^2} + \overline{Q_Y^2}}{\overline{I_Y^2} + \overline{Q_Y^2} - (\overline{I_Y^2} + \overline{Q_Y^2})}, \quad (3.24)$$

$$SNR = \frac{\overline{I_Y^2} - \overline{Q_Y^2} + 2\overline{Q_Y^2}}{2 \cdot (\overline{Q_Y^2} - \overline{Q_Y}^2)}, \quad (3.25)$$

$$SNR = \frac{\overline{I_Y^2} + \overline{Q_Y^2}}{2 \cdot (\overline{Q_Y^2} - \overline{Q_Y}^2)}, \quad (3.26)$$

$$SNR = \frac{\overline{I_Y^2} - \overline{Q_Y^2} + 2\overline{Q_Y^2}}{\overline{I_Y^2} + \overline{Q_Y^2} - (\overline{I_Y^2} + \overline{Q_Y^2})}. \quad (3.27)$$

На практике знак символа ФМ-2 можно учесть разными способами, например, используя при усреднении абсолютное значение знакопеременных квадратурных компонент:

$$\overline{I_Y} = |\overline{I_Y}|; \quad \overline{Q_Y} = |\overline{Q_Y}|. \quad (3.28)$$

Однако, как показало моделирование, более точные результаты могут быть получены, если использовать следующие операции:

$$\overline{I_Y} = |\overline{I_Y}|; \quad \overline{Q_Y} = \lceil \overline{Q_Y} \rceil = \overline{Q_Y} \cdot \text{sign}(\overline{I_Y}). \quad (3.29)$$

Здесь символом $\lceil \cdot \rceil$ обозначена операция, выполняемая над отсчетами, получаемыми по квадратурному каналу.

С учетом сделанных допущений (3.28), (3.29) и выражений (3.24) - (3.27) можно получить следующие варианты формул для расчета отношения сигнал/шум:

$$SNR = \frac{|\overline{I_Y}|^2 + \lceil \overline{Q_Y} \rceil^2}{\overline{I_Y^2} + \overline{Q_Y^2} - (|\overline{I_Y}|^2 + \lceil \overline{Q_Y} \rceil^2)}, \quad (3.30)$$

$$SNR = \frac{\overline{I_y^2} - \overline{Q_y^2} + 2\overline{Q_y I_y}}{2 \cdot (\overline{Q_y^2} - \overline{Q_y I_y})}, \quad (3.31)$$

$$SNR = \frac{\overline{I_y^2} + \overline{Q_y I_y}}{2 \cdot (\overline{Q_y^2} - \overline{Q_y I_y})}, \quad (3.32)$$

$$SNR = \frac{\overline{I_y^2} - \overline{Q_y^2} + 2\overline{Q_y I_y}}{\overline{I_y^2} + \overline{Q_y^2} - (\overline{I_y^2} + \overline{Q_y I_y})}. \quad (3.33)$$

Из данных выражений можно получить более простые соотношения, предположив, что в петле слежения за фазой несущего колебания систематическая ошибка отсутствует, то есть $\overline{Q_y \cdot \text{sign}(I_y)} \rightarrow 0$.

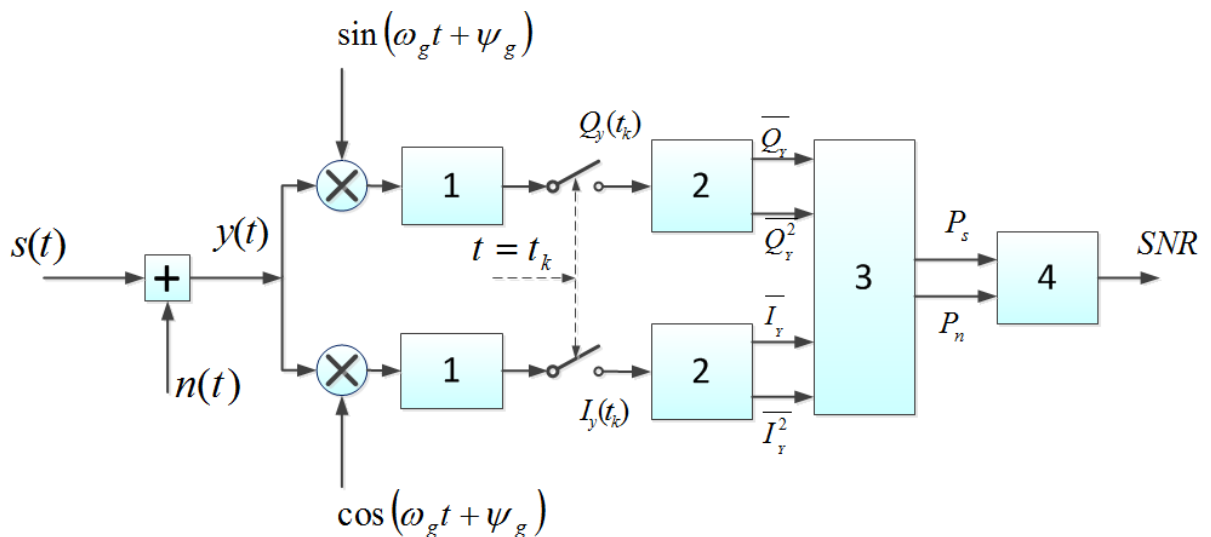


Рисунок 3.4 – Блок-схема оценки отношения сигнал-шум на основе обработки квадратурных компонент сигнала.

Блок-схема, поясняющая алгоритм реализации выше приведенных соотношений, приведена на рис. 3.4. Достоинством рассмотренных методов является относительная простота математических соотношений и их практической реализации, а недостатком – необходимость знания знака принимаемых символов или использование приближенных методов оценки этого знака.

3.4 Алгоритмы оценки отношения сигнал-шум на основе характеристик длины и фазы вектора

К определению оценки отношения сигнал/шум можно подойти несколько иначе. Рассмотрим методы определения отношения сигнал-шум на основе обработки данных о длине и

фазе вектора принимаемой смеси, текущее значение которых на основе квадратурных компонент может быть определено, например, как

$$\rho_Y = \sqrt{I_Y^2 + Q_Y^2}, \quad (3.34)$$

$$\varphi_Y = \begin{cases} \arctg \frac{Q_Y}{I_Y}, & |I_Y| \geq |Q_Y|, \\ \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{I_Y}{Q_Y}, & |I_Y| < |Q_Y|. \end{cases} \quad (3.35)$$

Здесь в соответствии с (3.1) и рис. 3.3:

$$\begin{aligned} I_Y &= I_S + I_N, \\ Q_Y &= Q_S + Q_N. \end{aligned} \quad (3.36)$$

Можно предположить, что на интервале наблюдения абсолютные значения I_Y , Q_Y постоянны, а I_N , Q_N для каждого канального символа являются случайными величинами (СВ) с гауссовским законом распределения (ЗР) нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_n^2 .

Следует учитывать, что выражение (2.35) предназначено не для оценки текущей фазы с учетом знака текущего символа, а для последующего вычисления среднего значения и дисперсии отклонения оценки фазы принимаемого сигнала от текущей фазы генератора. Именно такая задача решается в системе ФАП. Поэтому будем считать, что в (3.35) изменение фазы за счет модуляции снято.

Далее можно определить дисперсию фазы вектора на выходе дискриминатора:

$$\sigma_\varphi^2 = \overline{\varphi_Y^2} - \overline{\varphi_Y}^2. \quad (3.37)$$

Как видно из рис. 3.3 значение дисперсии (или СКО) фазы вектора пропорционально уровню АБГШ. С помощью (3.37) можно получить оценку отношения сигнал/шум [55]:

$$SNR = \frac{1}{2 \cdot \sigma_\varphi^2} \quad (3.38)$$

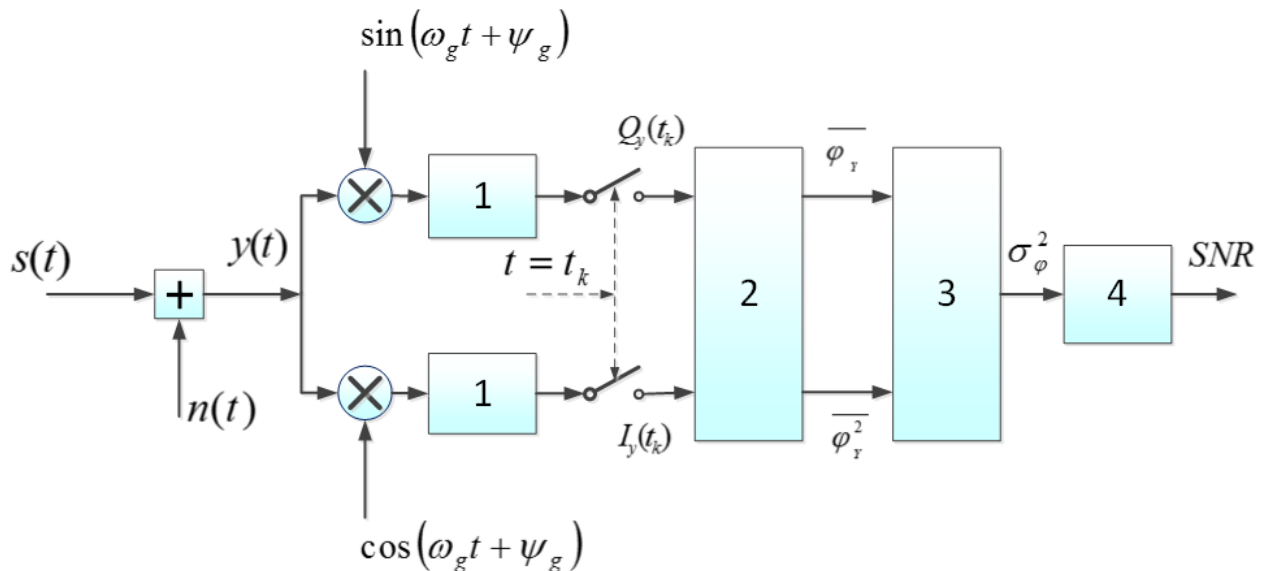


Рисунок 3.5 – Блок-схема определения отношения сигнал-шум на основе обработки фазы вектора сигнала.

Блок-схема алгоритма оценки отношения сигнал-шум для данного случая приведена на рисунке 3.5. Где 1 – согласованные фильтры, 2 – блок оценки фазы (3.35) и ее первого и второго моментов, 3 – блок оценки дисперсии фазы (3.37), 4 – блок оценки отношения сигнал-шум (3.38).

Аналогично можно получить алгоритмы оценки отношения сигнал-шум на основе статистических характеристик длины вектора принимаемой смеси сигнала и шума.

С учетом этого ЗР СВ ρ_Y (2.34) в общем случае будет представлять собой ЗР Райса (обобщенный ЗР Релея) [7]

$$w(\rho_Y) = \begin{cases} \frac{\rho_Y}{\sigma_n^2} \exp\left\{-\frac{\rho_Y^2 + \rho_S^2}{2\sigma_n^2}\right\} I_0\left(\frac{\rho_S \rho_Y}{\sigma_n^2}\right), & \rho_Y \geq 0, \\ 0, & \rho_Y < 0. \end{cases} \quad (3.39)$$

Для ЗР Райса первые два момента могут быть определены как [55]

$$m_1 = \sigma_n \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left[\left(1 + \frac{\rho_S^2}{2\sigma_n^2}\right) I_0\left(\frac{\rho_S^2}{4\sigma_n^2}\right) + \frac{\rho_S^2}{2\sigma_n^2} I_1\left(\frac{\rho_S^2}{4\sigma_n^2}\right) \right] \exp\left(-\frac{\rho_S^2}{4\sigma_n^2}\right), \quad (3.40)$$

$$m_2 = 2\sigma_n^2 + \rho_S^2, \quad (3.41)$$

$$M_2 = D = m_2 - m_1^2, \quad (3.42)$$

где $I_0(\cdot)$, $I_1(\cdot)$ - функции Бесселя соответственно нулевого и первого порядка.

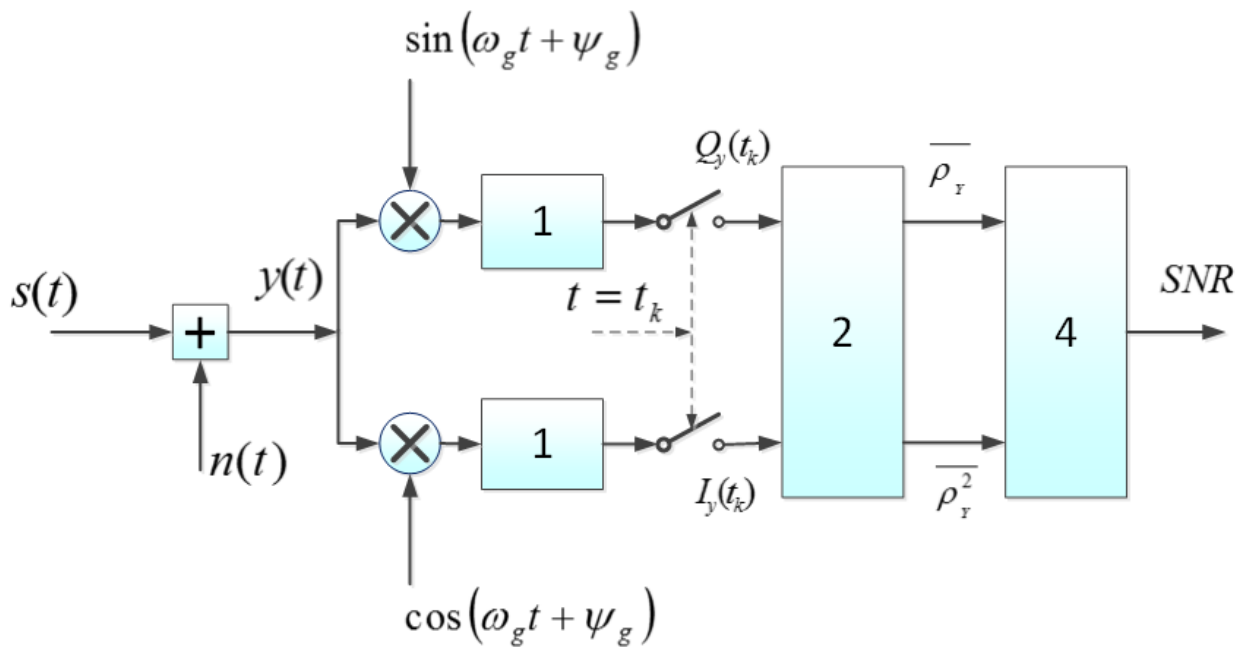


Рисунок 3.6 – Блок-схема обработки длины вектора сигнала.

В соответствии с (3.11) и (3.9), (3.10) для нахождения отношения сигнал-шум необходимо определить $\overline{\rho_s^2} = F_1(\overline{\rho_Y}, \overline{\rho_Y^2})$ и $\sigma_n^2 = I_N^2 = Q_N^2 = F_2(\overline{\rho_Y}, \overline{\rho_Y^2})$, где $F_1(\overline{\rho_Y}, \overline{\rho_Y^2})$ и $F_2(\overline{\rho_Y}, \overline{\rho_Y^2})$ некоторые функциональные зависимости, связывающие соответственно средний квадрат длины вектора информационного сигнала и дисперсию шума со статистическими характеристиками длины вектора принимаемой смеси сигнала и шума. Эти зависимости можно получить на основе решения системы уравнений (3.40) и (3.41).

Данный подход не требует снятия закона изменения фазы модулированного сигнала и поэтому является более общим, однако, при этом сложность его математической и технической реализации может являться препятствием для широкого распространения.

В случае, когда выполняется условие $\rho_s/\sigma_n \gg 1$ соотношения (3.40) и (3.41) существенно упрощаются и появляется возможность аналитического решения системы уравнений. Однако получаемое решение имеет область применения, ограниченную условием $\rho_s/\sigma_n > \sqrt{3}$.

3.5 Алгоритмы, полученные на основе эмпирических предположений

Рассмотрим формулу (3.13): $SNR_{out} = h_{sn_{out}}^2 = \frac{P_{s_{out_{max}}}}{P_{n_{out}}} = \frac{\overline{S_{out}^2}}{2Q_{N_{out}}^2}$.

На основе данной формулы можно предположить, что квадратом амплитуды сигнала будет являться выражение для расчета среднего значения длины вектора смеси в квадрате:

$$\overline{S_{out}^2} = \sqrt{I_y^2 + Q_y^2}^2. \quad (3.43)$$

А выражение для расчета компоненты шума можно представить, как дисперсию вектора смеси следующим образом:

$$\overline{Q_{Nout}^2} = \sqrt{I_y^2 + Q_y^2}^2 - \sqrt{I_y^2 + Q_y^2}^2. \quad (3.44)$$

Таким образом, может быть получено следующее выражение для расчета отношения сигнал/шум:

$$SNR = \frac{P_s}{P_n} \approx \frac{\sqrt{I_y^2 + Q_y^2}^2}{2 \cdot \left(\sqrt{I_y^2 + Q_y^2}^2 - \sqrt{I_y^2 + Q_y^2}^2 \right)} \quad (3.45)$$

Можно показать, что ошибка будет вести себя следующим образом: при уменьшении и увеличении отношения сигнал/шум, ошибка будет расти до бесконечности. При увеличении отношения сигнал-шум это будет связано с точностью вычисления знаменателя (3.45), а при уменьшении - с изменением закона распределения смеси. Можно предложить приближенное выражение для коэффициента компенсации ошибки, которая возникает из-за не учета закона распределения Райса:

$$SNR_{add} = 10 \cdot \lg \left[(1 + 2 \cdot (\overline{x^2} - \overline{x}^2)) \cdot \left[4.7 - \frac{3}{x^2} + \frac{9}{2} \cdot \left[\frac{\overline{x} \cdot \sqrt{\overline{x^2}}}{2 \cdot \overline{x^2}^3} - 1 \right] \operatorname{tg} \left(\frac{2 \cdot \sqrt{0.1 + \overline{x^2} - \overline{x}^2}}{1.1 + \overline{x^2}} \right) \right] \right] \quad (3.46)$$

где $x = |\overline{Y}| = \sqrt{I^2 + Q^2}$.

Полученное выражение является довольно громоздким, потому была предложена еще одна более простая эмпирическая формула для коррекции значений:

$$SNR_{add} = 4 \cdot (\overline{x^2} - \overline{x}^2) \cdot \ln(10) \quad (3.47)$$

Представленные величины (3.46) и (3.47) следует использовать следующим образом:

$$newSNR = SNR - SNR_{add} \quad (3.48)$$

Помимо данных формул, при попытке снизить погрешности усреднения в числителе, была получена еще одна формула для расчета отношения сигнал/шум без введения коррекций:

$$SNR = \frac{P_s}{P_n} \approx \frac{\sqrt{I_y^2 + Q_y^2}^2 - 2 \cdot \left(\sqrt{I_y^2 + Q_y^2}^2 - \sqrt{I_y^2 + Q_y^2}^2 \right)}{2 \cdot \left(\sqrt{I_y^2 + Q_y^2}^2 - \sqrt{I_y^2 + Q_y^2}^2 \right)} = \frac{\sqrt{I_y^2 + Q_y^2}^2}{2 \cdot \left(\sqrt{I_y^2 + Q_y^2}^2 - \sqrt{I_y^2 + Q_y^2}^2 \right)} - 1 \quad (3.49)$$

Предполагается, что данная формула будет давать лучшие результаты в области низких значений сигнал/шум по сравнению с формулой (3.45). В ее основе лежит предположение, что амплитуду

сигнала можно получить не только путем вычисления среднего значения вектора смеси, но и путем вычисления разности между средним квадратом вектора смеси и дисперсией вектора смеси (3.44).

3.6 Имитационное моделирование алгоритмов оценки отношения сигнал/шум

Учитывая значительную математическую сложность аналитического решения данной задачи, для оценки точностных характеристик полученных соотношений была разработана имитационная модель, включающая генератор модулированных колебаний, гауссовский канал связи и блоки расчета отношения сигнал/шум, соответствующие различным формулам. Вычисления проводились на основе данных с выхода согласованного фильтра, причем как при отсутствии систематической ошибки в системе фазовой синхронизации, так и при ее наличии. Блок-схема модели представлена на рисунке 3.7.

Усреднение результатов в модели проводится в два этапа: первое усреднение необходимо для получения каждого значения оценки сигнал/шум и определяет точность оценки дисперсии шума, второе необходимо для обеспечения требуемой точности оценки ошибки вычисления отношения сигнал/шум. Для определения объема выборки для первого этапа можно опираться на границу Крамера-Рао [65], для второго этапа выборку можно рассчитать с помощью формулы [10]:

$$N = \frac{2t_{\varphi}^2}{\varepsilon_0^2},$$

где t_{φ} – квантиль гауссовского закона распределения вероятностей, ε_0 – относительная точность. В данном случае во всех экспериментах положена относительная точность 10 %, доверительная вероятность 95%.

Результаты экспериментов с имитационной моделью для случая отсутствия систематической ошибки фазовой синхронизации представлены на рисунках 3.8-3.15. Здесь НМО – нормированное математическое ожидание, НСКО – нормированное среднеквадратическое отклонение. Подписи к графикам соответствуют порядковым номерам формул, описанных в статье.

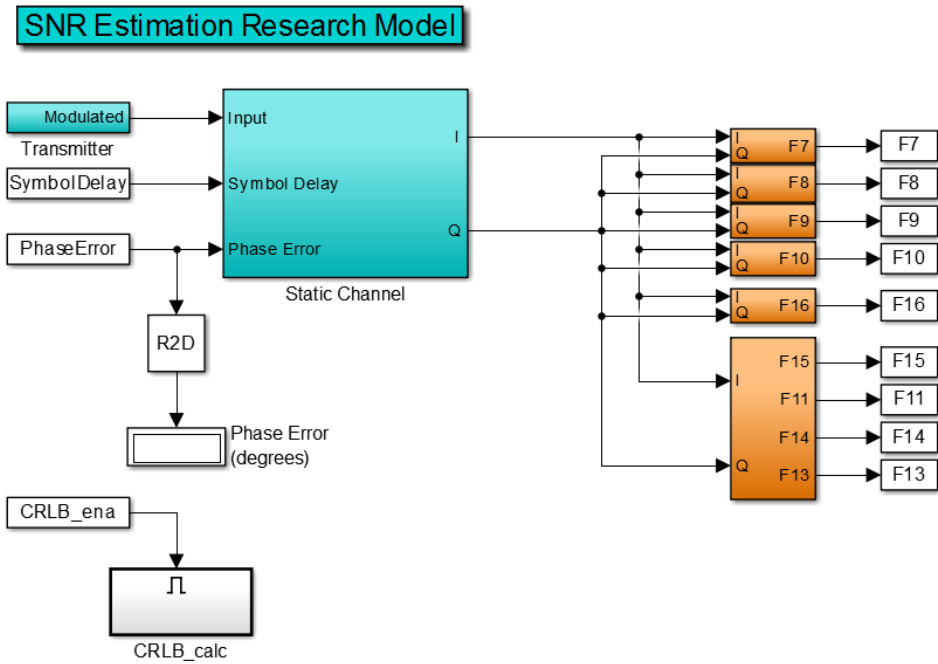


Рисунок 3.7 – Имитационная модель для исследования алгоритмов расчета отношения

На рис. 3.8, 3.9 представлены зависимости оценки SNR от истинного значения. Для алгоритмов 3.30, 3.32, 3.45, 3.49 и 3.38 можно видеть ухудшение точности оценки SNR при падении истинного значения ниже 10 дБ. Причем следует отметить, что для этих алгоритмов оценка SNR всегда оказывается больше истинного значения, за исключением формулы 3.38, где на промежутке от 10 до -2 дБ оценка SNR меньше истинного значения, а на промежутке от -2 дБ и ниже – больше. Для алгоритмов 3.31, 3.33, 3.46 и 3.47 ошибки начинают проявляться при падении истинного значения ниже 0 дБ, но эти ошибки минимальны и на рассматриваемом интервале для алгоритмов 3.47 и 3.33 не превышают 3 дБ, а для алгоритмов 3.31 и 3.46 – 0.5 дБ.

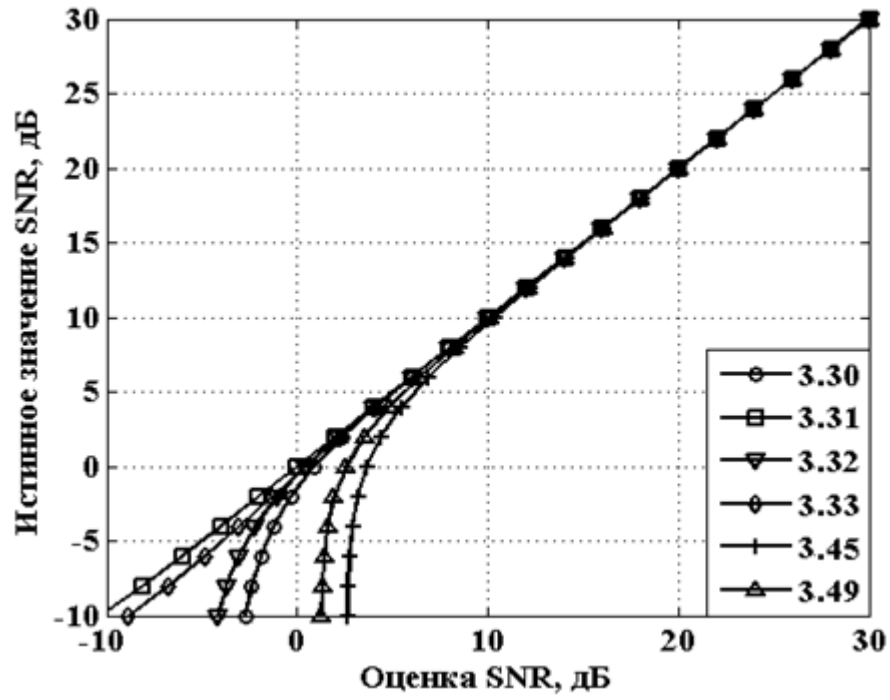


Рисунок 3.8 – Оценка отношения сигнал/шум.

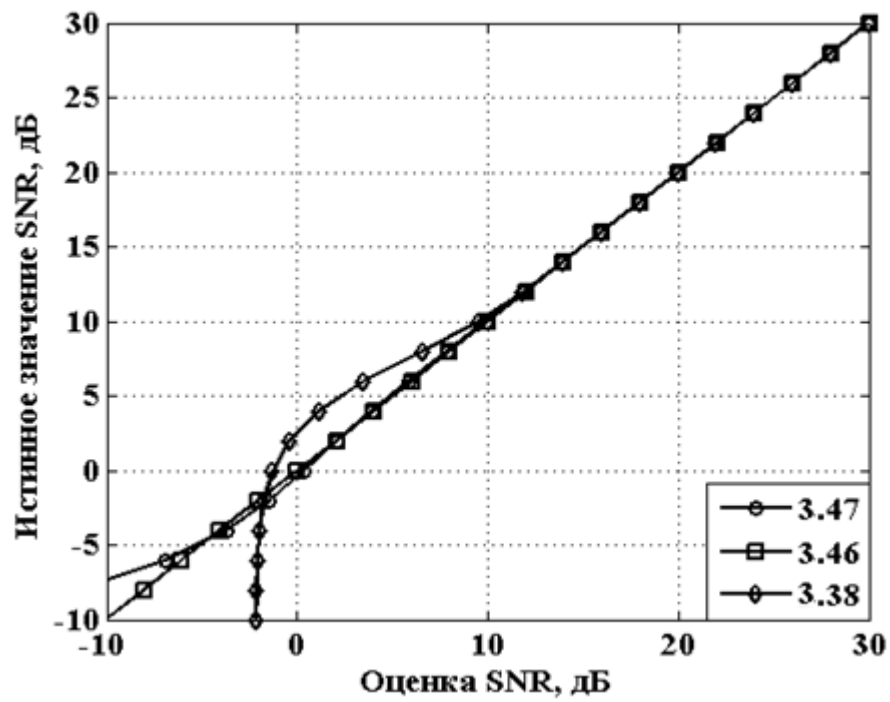


Рисунок 3.9 – Оценка отношения сигнал/шум.

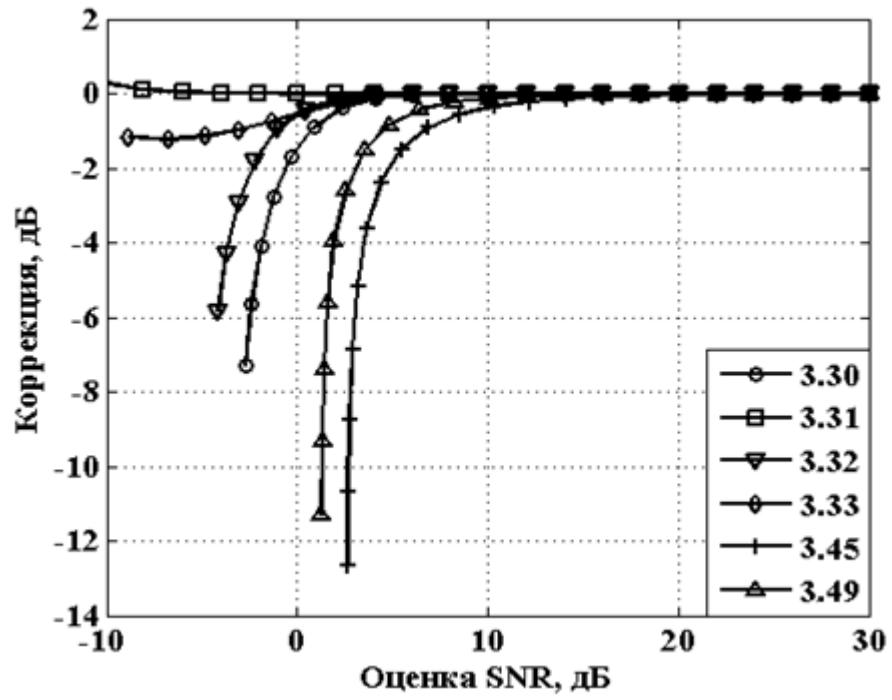


Рисунок 3.10 – Коррекция оценок отношения сигнал/шум.

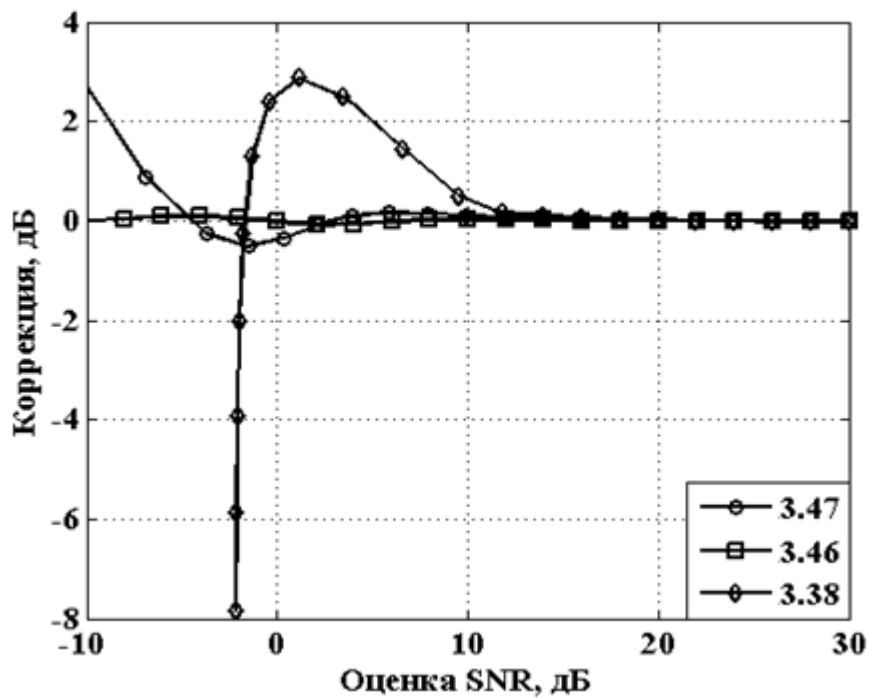


Рисунок 3.11 – Коррекция оценок отношения сигнал/шум.

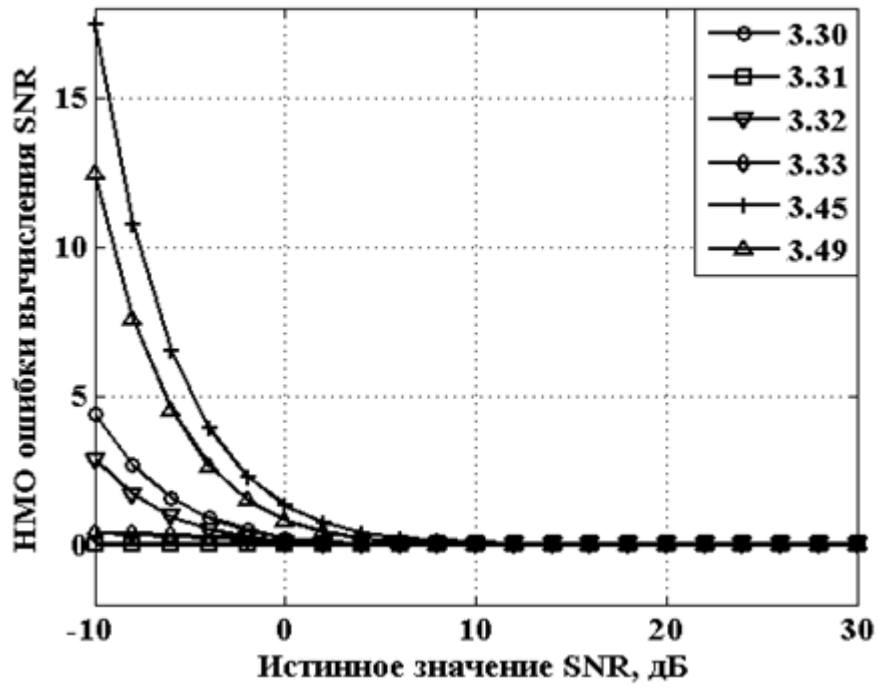


Рисунок 3.12 – НМО ошибки измерения.

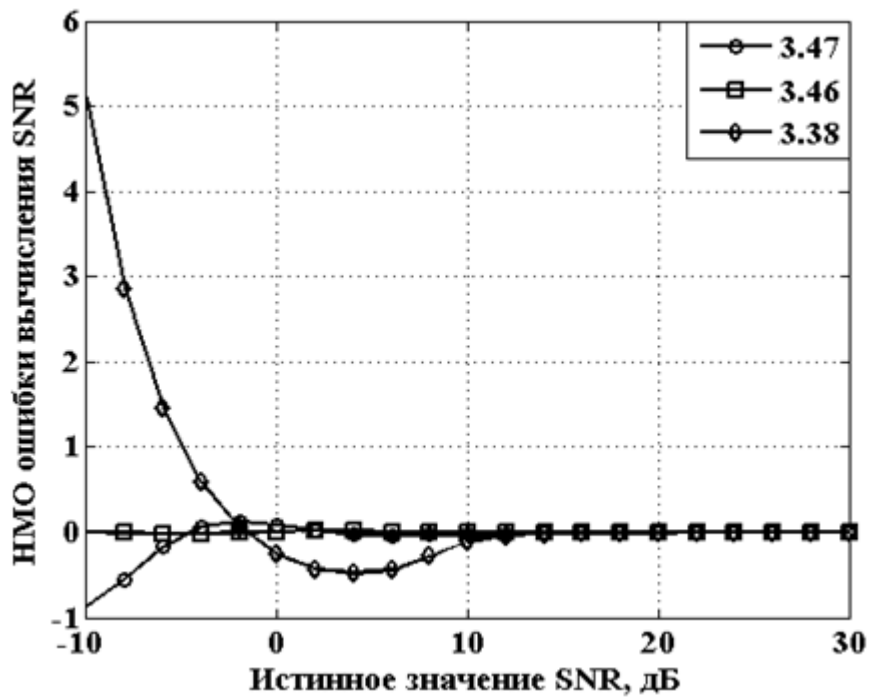


Рисунок 3.13 – НМО ошибки измерения.

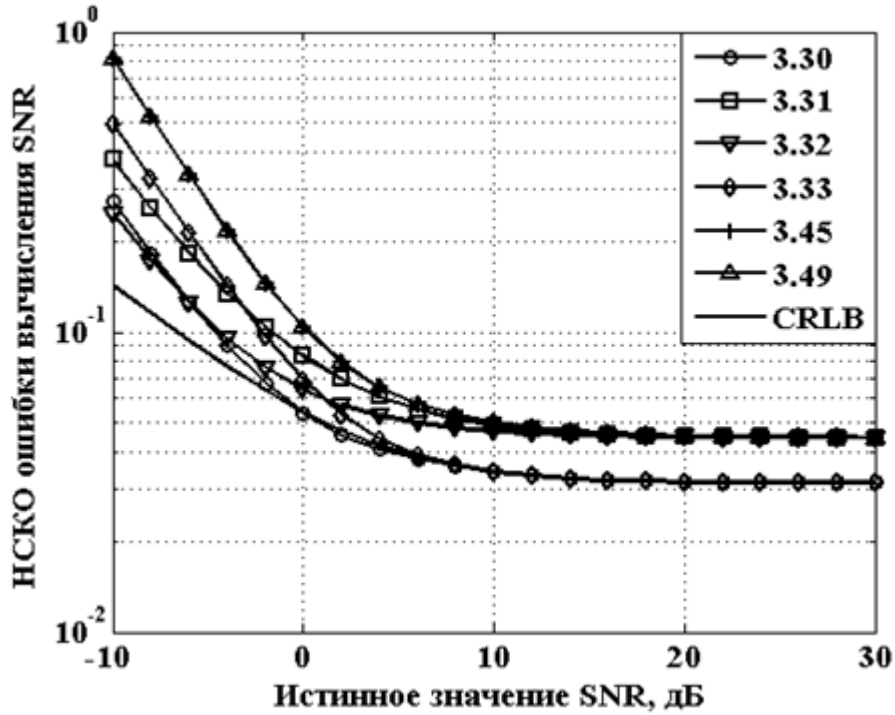


Рисунок 3.14 – НСКО ошибки измерения.

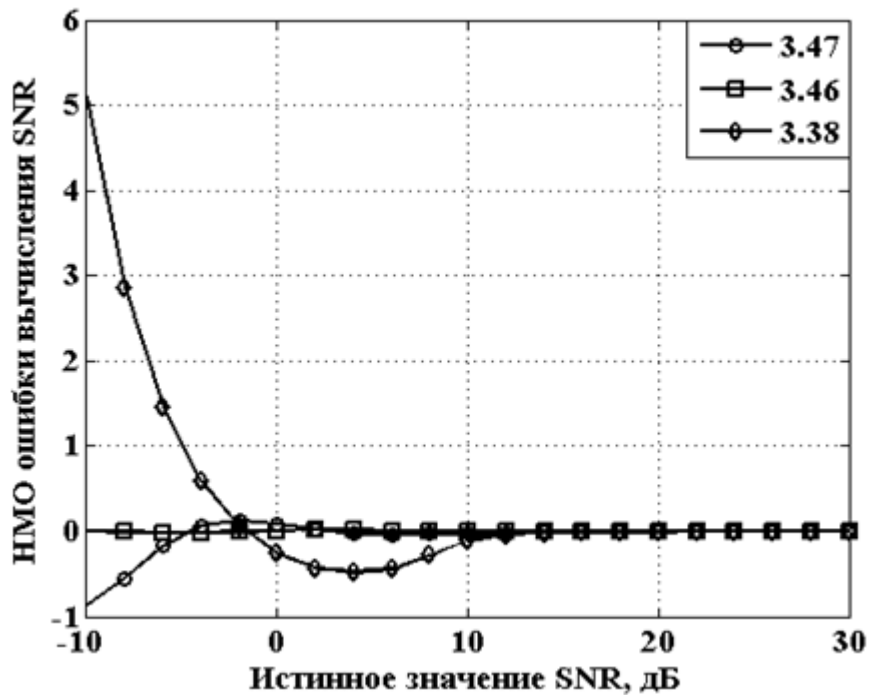


Рисунок 3.15 – НСКО ошибки измерения.

На рис. 3.10, 3.11 представлены зависимости значений коррекции от оценки SNR. Наибольшие значения коррекции используются для алгоритмов 3.30, 3.32, 3.38, 3.45, 3.49. Следует также отметить, что при оценке SNR ниже 5 дБ для алгоритмов 3.45 и 3.49 и ниже 0 дБ

для алгоритмов 3.30, 3.32 и 3.38 коррекции применить оказывает затруднительно в связи с тем, что оценка SNR почти не меняется. Данные коррекции можно использовать с помощью формулы:

$$SNR_{корр} = \hat{SNR} + \text{Коррекция},$$

где $SNR_{корр}$ - скорректированное значение оценки SNR и \hat{SNR} - измеренная оценка SNR.

На рис. 3.12, 3.13 представлены НМО ошибки измерения SNR. С увеличением истинного значения SNR НМО ошибки вычисления уменьшается. Лучшие результаты во всем рассматриваемом диапазоне значений SNR показывают алгоритмы 3.31, 3.33 и 3.46. Другие алгоритмы имеют большие значения НМО ошибки вычисления при истинных значениях SNR ниже 10 дБ.

На рис. 3.14 представлены зависимости НСКО ошибки вычисления SNR от истинного значения в сравнении с границей Крамера-Рао. Можно видеть, что характеристики всех алгоритмов ухудшаются при падении истинного значения SNR ниже 5 дБ. На этом интервале минимальные значения НСКО ошибки вычисления SNR имеют алгоритмы 3.30 и 3.32, максимальные – 3.45 и 3.49. На интервале больше 5 дБ алгоритмы 3.30 и 3.33 показывают статистически минимально возможную НСКО ошибки вычисления SNR.

Итак, в случае идеальной работы системы фазовой синхронизации, наилучшей оказывается формула (3.31), которую можно записать как:

$$SNR = \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{\overline{I_y^2}}{\overline{Q_y^2}} - 1 \right] \quad (3.50)$$

Помимо высокой точности вычисления отношения сигнал/шум, формула (3.2) также обладает и низкой вычислительной сложностью.

На Рис. 3.16-3.20 представлены результаты моделирования для выражений 3.30-3.33 и 3.38 для случая наличия ошибки смещения в СФС (Системе Фазовой Синхронизации). Алгоритмы 3.45, 3.49, 3.46 и 3.47 от ошибки смещения в СФС не зависят. Подписи к графикам соответствуют значению ошибки смещения в СФС.

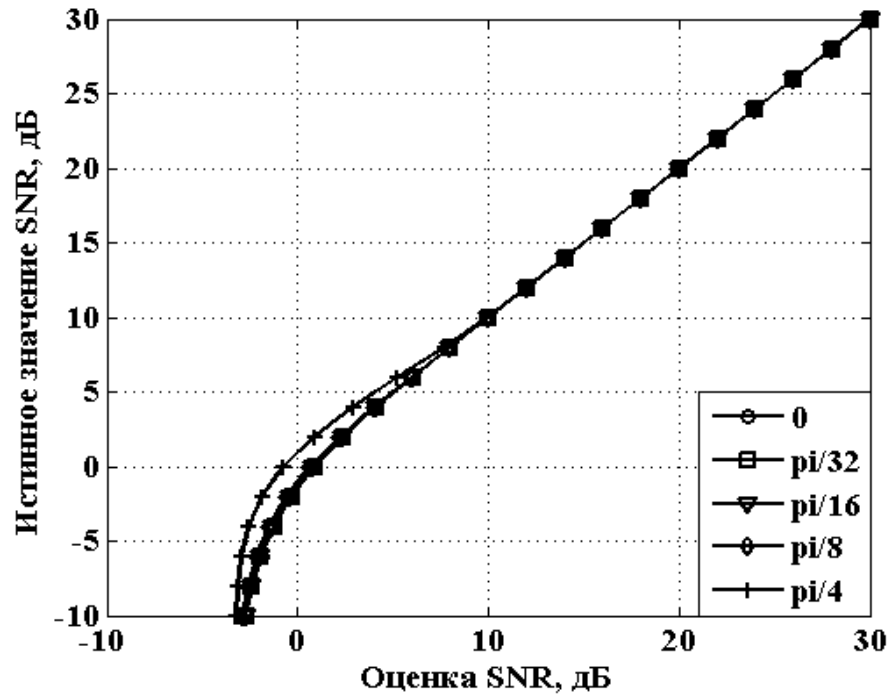


Рисунок 3.16 – Зависимость оценки SNR от ошибки смещения в СФС для (3.30).

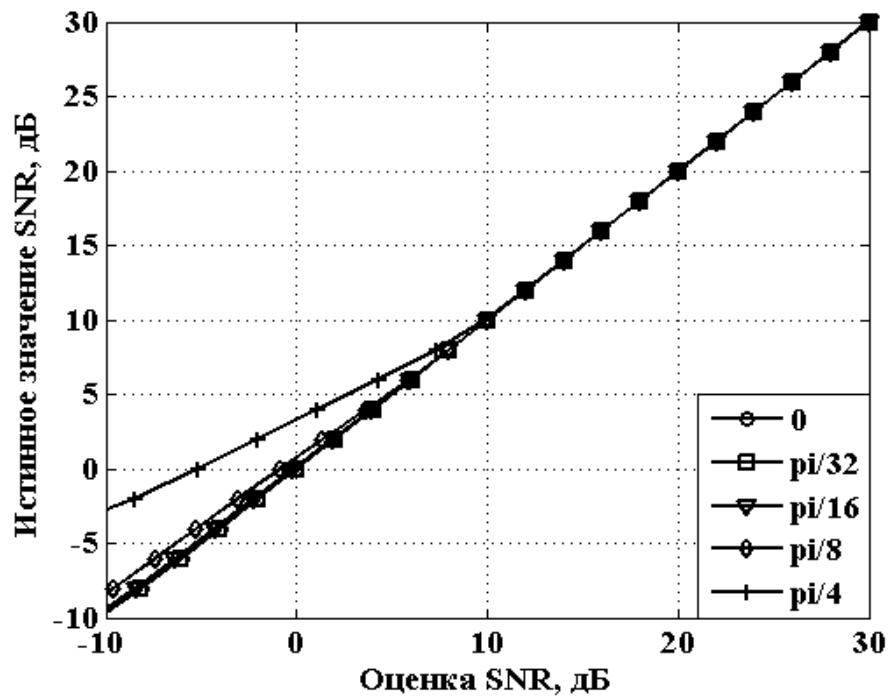


Рисунок 3.17 – Зависимость оценки SNR от ошибки смещения в СФС для (3.31).

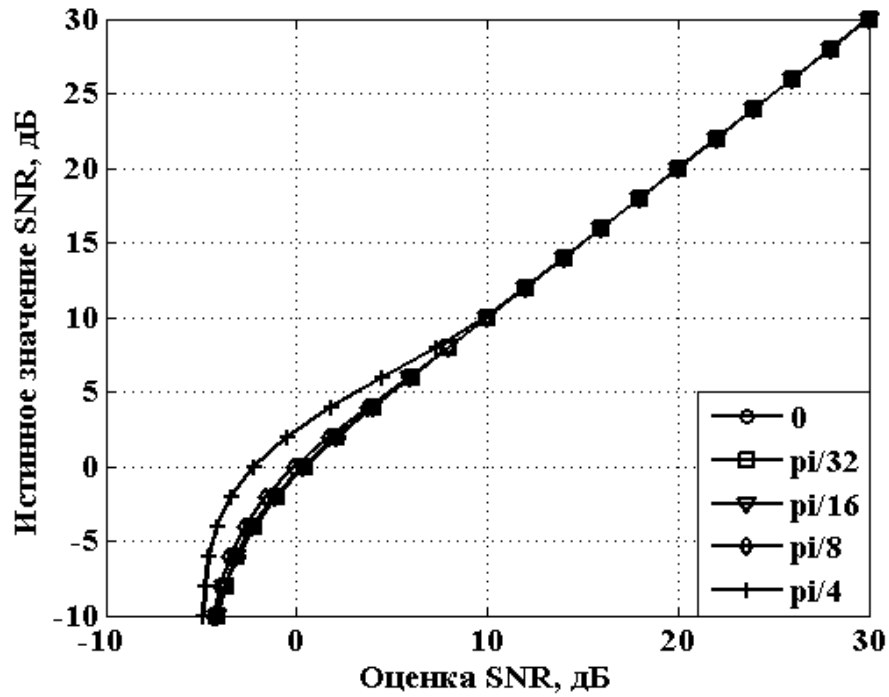


Рисунок 3.18 – Зависимость оценки SNR от ошибки смещения в СФС для (3.32).

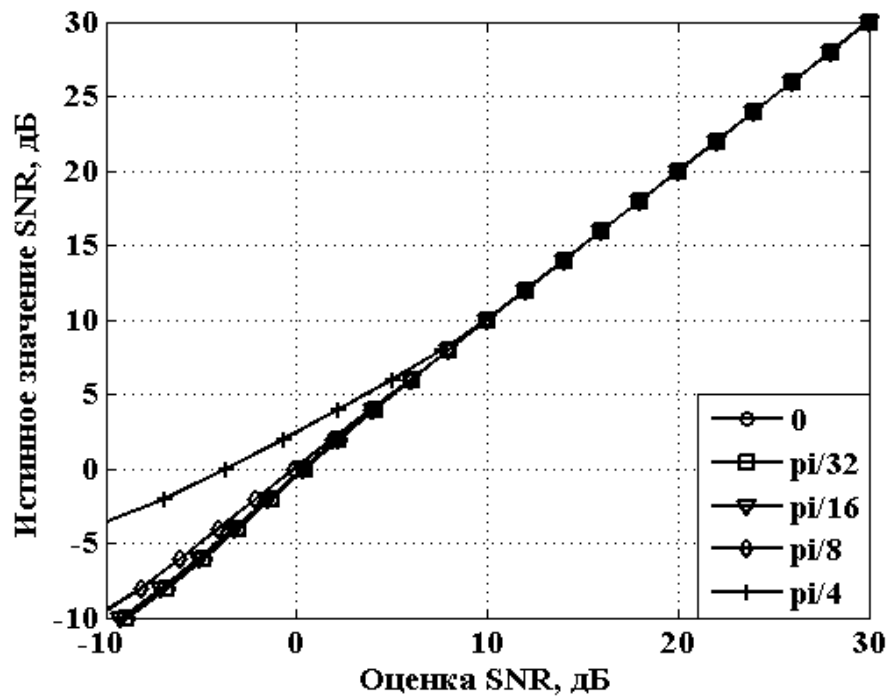


Рисунок 3.19 – Зависимость оценки SNR от ошибки смещения в СФС для (3.33).

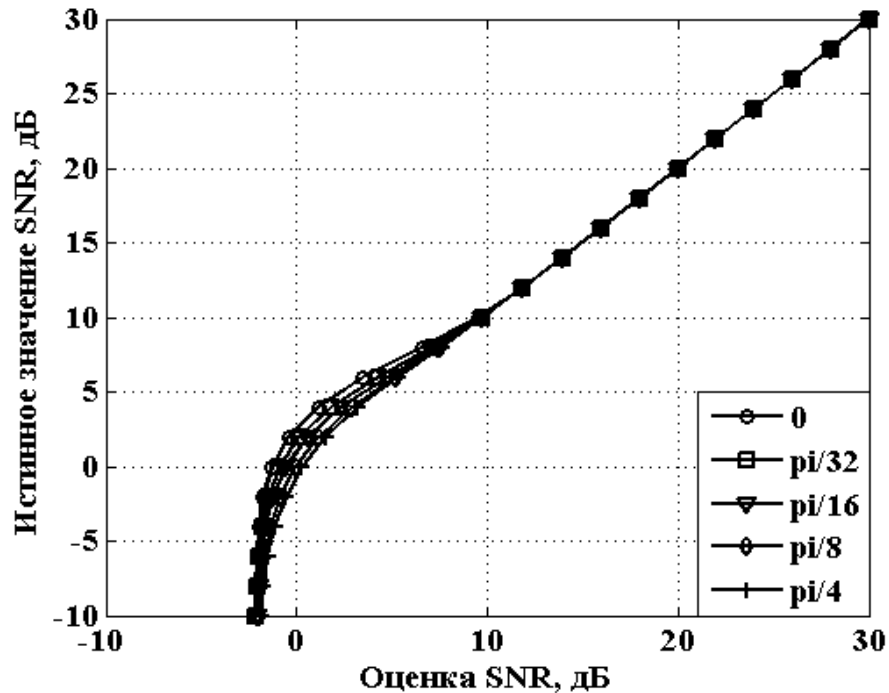


Рисунок 3.20 – Зависимость оценки SNR от ошибки смещения в СФС для (3.38).

Из результатов видно, что алгоритмы 3.31, 3.33 не допускают ошибок больше 1 дБ при значениях ошибки смещения до $\pi/8$. При значениях ошибки смещения больше $\pi/8$ в данных алгоритмах ошибка может возрасти до 7-8 дБ. Алгоритмы же 3.30, 3.32 и 3.38 имеют ошибки до 7-8 дБ и без ошибки смещения в СФС. При увеличении ошибки смещения максимальные изменения не превышают 4 дБ.

3.7 Выводы

Рассмотрение алгоритмов оценки текущего отношения сигнал-шум в гауссовом канале с модуляцией ФМн-2 позволяет выделить две категории алгоритмов, различающиеся методами вычисления мощности сигнала и мощности шума: на основе квадратурных составляющих сигнала и на основе вычисления текущего значения длины вектора, соответствующего сигналу.

Проведенный сравнительный анализ алгоритмов оценки текущего отношения сигнал/шум при использовании квадратурных компонент сигнала показал, что:

1. Все рассмотренные соотношения имеют систематические ошибки вычисления оценки при отношении сигнал/шум менее 10 дБ;
2. Минимальный уровень ошибок при таких значениях сигнал/шум удается достичь с помощью соотношения (3.31);

3. Можно выделить алгоритмы, эффективно работающие при наличии систематической ошибки оценки фазы, а также алгоритмы, работоспособные только при нулевой систематической ошибке оценки фазы;

4. При систематической ошибке оценки фазы до $\pi/8$ лучшие результаты показывают выражения (3.31) и (3.33);

5. Рассмотренные выражения для оценки отношения сигнал-шум, основанные на оценке длин векторов, являются устойчивыми к наличию систематической ошибки оценки фазы, однако, они дают наибольшее, из рассмотренных алгоритмов, значение ошибки при уменьшении отношения сигнал/шум ниже 10 дБ.

Глава 4. Анализ вариантов реализации цифровых синтезаторов частоты в системах слежения за задержкой

При реализации цифровой системы слежения за задержкой, в навигационной составляющей совмещенной системы появляется проблема, связанная с ошибками дискретности, возникающими при формировании частоты в ЦСЧ. Данные ошибки приводят к смещению дискриминаторной характеристики. Данное смещение влияет на формируемые измерения задержки кода, в связи с чем возникают ошибки при расчете координат приемника.

В данной главе проанализированы особенности реализации цифровых синтезаторов частоты в цифровых петлях слежения применительно к системе слежения за задержкой (ССЗ) для минимизации негативных эффектов, связанных с дискретностью цифровой ССЗ. Исследованы существующие и предложены новые схемы реализации цифровых синтезаторов частоты (ЦСЧ) с использованием алгоритмов введения псевдослучайного процесса (диттера) в фазу ЦСЧ. Материалы данной главы опубликованы в [88].

4.1 Эффекты дискретности в цифровых синтезаторах частоты

Эффекты дискретности в ЦСЧ ведут к ошибкам формирования частоты [4-6,58-62]. При реализации генератора кода и стробов в навигационном приемнике используются различные виды двухуровневых ЦСЧ. Данные устройства можно строить на основе различных схем, например, накопительного сумматора (НС), либо сложения потоков импульсов (СПИ) [6]. Возможно также комбинировать данные методы. Одна из основных проблем, возникающих при создании данных генераторов, заключается в том, что все они формируют частоту с ошибкой, которая зависит от разрядности элементов и схемы построения. Разрядность элементов определяет величину данной ошибки, а схема построения – ее поведение. Кроме того, если речь идет о накоплении некоторых псевдослучайных последовательностей (ПСП), то на величину и поведение ошибки начинают влиять соотношение частоты дискретизации и частоты следования чипов ПСП, а также структура накапливаемой ПСП. В литературе проанализированы эффекты дискретности в ЦСЧ [4-6,58-62], однако, данный анализ не в полной мере учитывает особенности корреляционной обработки в навигационных приемниках, поскольку в большей степени применяется к петлям автоподстройки частоты в отсутствие влияния ПСП и стробов, возникающего при слежении за задержкой в навигационных системах.

В данном разделе исследованы эффекты дискретности в ЦСЧ применительно к системе слежения за задержкой (ССЗ). Рассмотрены различные схемы построения ЦСЧ и из них выделены наиболее эффективные для борьбы с эффектами дискретности.

4.2 Математические модели для описания эффектов дискретности в двухуровневых цифровых синтезаторах частоты

Для локализации области исследования рассмотрим функциональную схему типовой ССЗ с петлевым фильтром 2го порядка, представленную на рис. 4.1.

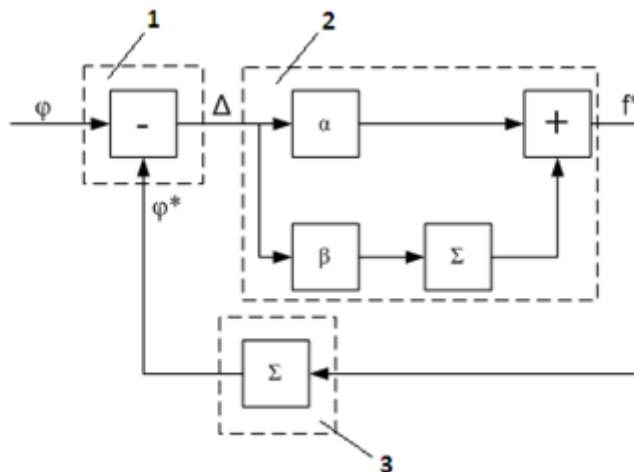


Рисунок 4.1 – Функциональная схема ССЗ.

Рассмотрим функциональную схему ССЗ на уровне информационных параметров. На входе системы действует сигнал с некоторой фазой φ , которая поступает на дискриминатор 1, где из нее вычитается некоторая оценка фазы φ^* . На выходе дискриминатора формируется оценка рассогласования истинной фазы входного сигнала и ее оценки Δ на данный момент времени, которая поступает на петлевой фильтр 2. На выходе петлевого фильтра формируется оценка рассогласования частоты f^* , которая поступает на ЦСЧ 3, на выходе которого формируется новая оценка фазы φ^* . При идеальной синхронизации оценка ошибки Δ должна стремиться к нулю. Дискриминатор 1 в ССЗ навигационных приемников обычно реализуется с помощью опорных сигналов ПСП и стробов, формируемых генератором, который управляется ЦСЧ. При умножении входного сигнала на опорные формируются компоненты I и dI , где I является результатом умножения с накоплением N отсчетов входного сигнала на отсчеты кода, а dI – результатом умножения с накоплением N отсчетов входного сигнала на отсчеты стробов. Тогда ошибку Δ можно рассчитать следующим образом:

$$\Delta = \frac{\sum_{i=0}^N (Sre_i \cdot strobe_i)}{\sum_{i=0}^N (Sre_i \cdot code_i)} = \frac{dI}{I}, \quad (4.1)$$

где Sre – синфазная квадратура входного сигнала, $code$ – формируемая опорная ПСП, $strobe$ – формируемые стробы, а текущий номер i и количество отсчетов N определяются параметрами ЦСЧ. Поскольку ЦСЧ формирует частоту с ошибкой, даже при идеальной синхронизации Δ может быть не равна нулю.

Для локализации исследуемых эффектов в ЦСЧ, возникающих при работе ССЗ, заданы следующие условия:

- 1) петля слежения разомкнута;
- 2) отсутствуют ошибки по частоте и фазе между генерируемым и принятым кодом;
- 3) отсутствуют шумы во входном сигнале.

Таким образом, в качестве входного сигнала для перемножения можно использовать генерируемую ПСП. Блок-схема модели для описанных условий представлена на рис. 4.2.



Рисунок 4.2 – Блок-схема имитационной модели MATLAB/Simulink.

Заданные значения частоты дискретизации и частоты следования чипов кода поступают на вход ЦСЧ для расчета номинального шага. ЦСЧ формирует пилообразный сигнал заданной частоты, а также сигнал сброса для сумматоров. Генератор ПСП и стробов на основе сигнала ЦСЧ формирует отсчеты кода и стробов. Данные отсчеты перемножаются и накапливаются в соответствии с изображенной схемой и формулой (4.1).

4.2.1 ЦСЧ на накопительном сумматоре

Рассмотрим алгоритм работы ЦСЧ ССЗ на накопительном сумматоре (рис. 4.3). Значения с выхода петлевого фильтра ССЗ масштабируются в соответствии с разрядностью схемы и суммируются с номинальным шагом ЦСЧ для получения итогового шага ЦСЧ в режиме слежения. Накопительный сумматор ЦСЧ ССЗ работает на частоте дискретизации. Обычно номинальный шаг ЦСЧ выбирается таким образом, чтобы обеспечить частоту сбросов накопительного сумматора равную частоте следования чипов кода. Для формирования заданной кодовой последовательности необходимо выделить моменты сбросов накопительного сумматора, и на их основе реализовать счетчик с максимальным значением, соответствующем длине кодовой последовательности. По данному счетчику выбираются значения ПСП, а при сбросе в нулевое значение формируется сигнал сброса накопительных сумматоров. Если ЦСЧ

ССЗ построен на основе N-битного регистра, то коэффициент, равный номинальному шагу, можно рассчитать по следующей формуле:

$$DLL_NCO_ADDER_SCALER = DLL_NCO_NOM_STEP = \frac{2^N \cdot f_{chips}}{f_{samples}} \quad (4.2)$$

где f_{chips} – частота следования чипов кода, $f_{samples}$ – частота дискретизации.

Схема работы ЦСЧ ССЗ в связке с генераторами кода и стробов показана на рис. 4.3. N_{code} на данной схеме соответствует длине кодовой последовательности.

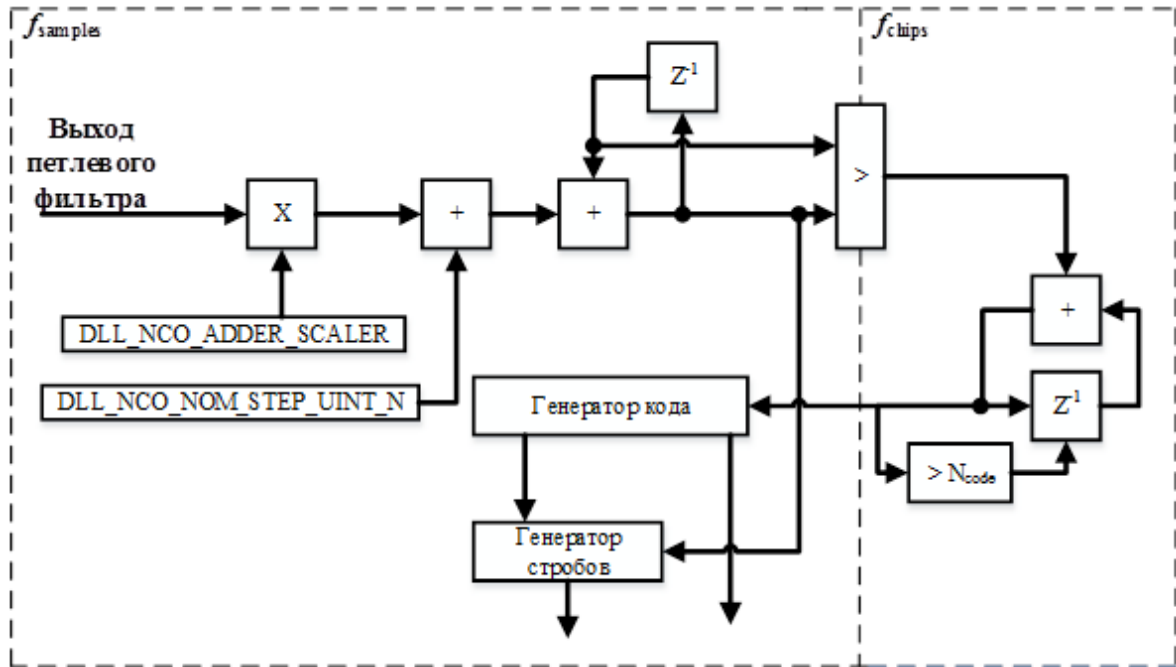


Рисунок 4.3 – Схема работы ЦСЧ ССЗ на N-битном сдвиговом регистре.

Для формирования стробов используется сигнал ЦСЧ ССЗ, соответствующий фазе чипа. В соответствии с заданными параметрами строба и сигнала, опираясь на фазу чипа, можно сформировать отрезки фазы, на которых строб должен принимать соответствующие значения.

Для данной схемы можно рассчитать ошибку формирования частоты:

$$\Delta_{err} = \frac{2^N \cdot f_{chips}}{f_{samples}} - \text{floor} \left(\frac{2^N \cdot f_{chips}}{f_{samples}} \right) \quad (4.3)$$

$$f_{err} = \frac{\Delta_{err} \cdot f_{samples}}{2^N} \quad (4.4)$$

В связи с тем, что амплитуда компоненты dI определяется не только ошибкой формирования частоты, но также и соотношением частоты дискретизации и частоты кода, а также структурой кода и стробов, данная схема оказывается наиболее чувствительной к эффектам дискретности. Из-за того, что в наибольшей степени колебания компоненты dI на

выходе коррелятора зависят от величины ошибки формирования частоты в ЦСЧ, они могут быть очень малой частоты и легко попадать в полосу ССЗ.

4.2.2 ЦСЧ на накопительном сумматоре с использованием диттера

С эффектами дискретности можно бороться с помощью диттера, вводимого в сигнал ЦСЧ. Диттер – псевдошумовой процесс, вводимый в сигнал, как правило, для минимизации эффектов округления в АЦП [60]. В данной работе предлагается использовать диттер в ЦСЧ. При введении диттера в фазу ЦСЧ достигается линейаризация процесса накопления, позволяющая в среднем обеспечить формирование требуемой частоты с малой ошибкой. При этом в ЦСЧ формируется непостоянная ошибка по частоте, зависящая от амплитуды диттера.

В схему ЦСЧ диттер вводится в соответствии с рис. 4.4, где функция rand() генерирует случайное число с равномерным законом распределения, причем в случае одностороннего диттера это число лежит в пределах от 0 до +1, а в случае двустороннего – от -1 до +1.

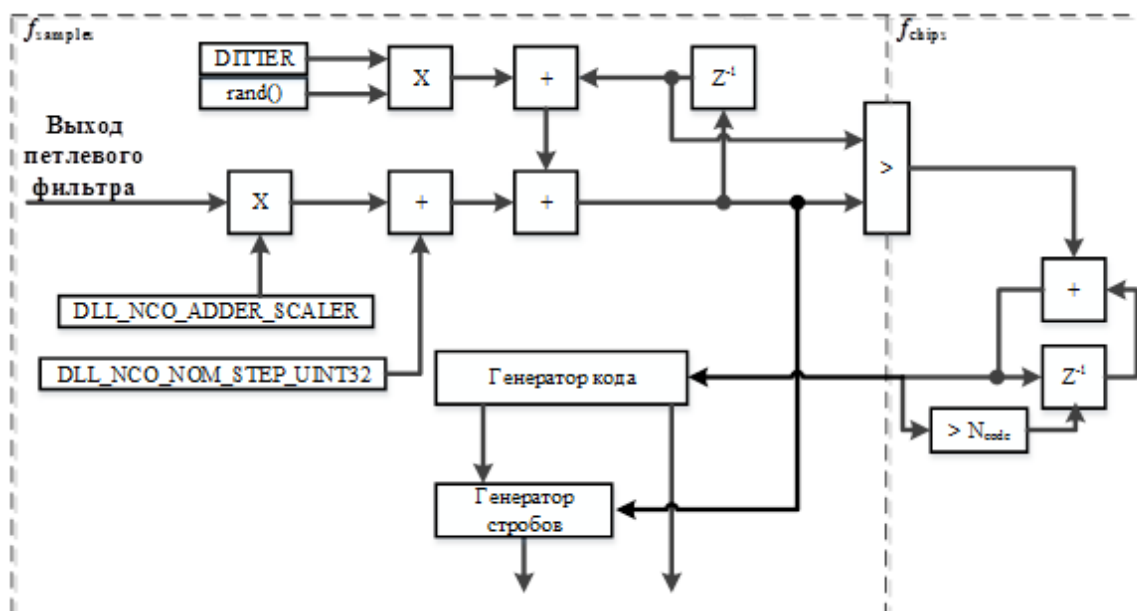


Рисунок 4.4 – Схема работы NCO ССЗ на 32-битном сдвиговом регистре с добавлением диттера.

4.2.3 ЦСЧ на накопительном сумматоре с СПИ

Существует другой способ реализации ЦСЧ с использованием накопительного сумматора меньшей разрядности и схемы сложения потоков импульсов. Схема данного ЦСЧ представлена на рис. 4.5.

Номинальный шаг для данной схемы также рассчитывается по формуле (4.2), но разделяется на две части: старшие биты остаются без изменений, а младшие поступают на схему сложения потоков импульсов, при этом количество старших бит равно N , а младших – M . Данная

схема с помощью делителей формирует M бинарных потоков [6]. Далее над каждым из этих потоков и младшими M разрядами кода частоты осуществляется логическое умножение. Полученные разряды логически

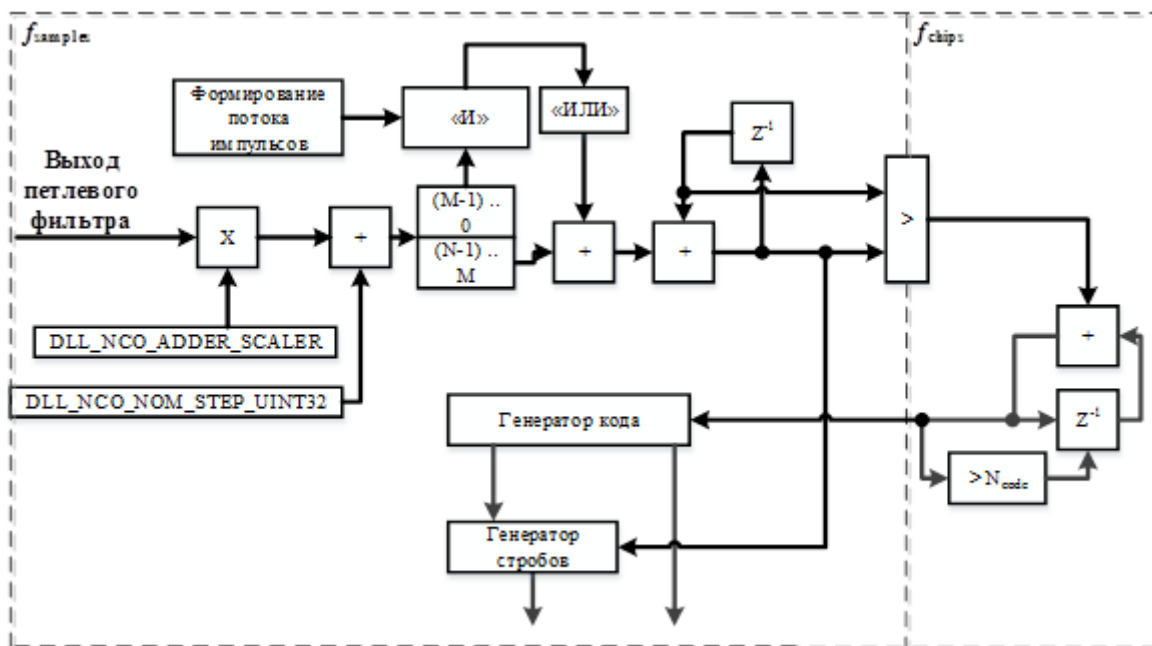


Рисунок 4.5 – Схема работы ЦСЧ ССЗ на 16-битном сдвиговом регистре с использованием 16-битного сложения потоков импульсов.

складываются и на выходе формируется логическая единица или ноль, которая складывается со старшими N разрядами номинального шага. Для обеспечения требуемой частоты, среднее значение формируемой последовательности нулей и единиц должно удовлетворять выражению:

$$\Delta = \frac{2^N \cdot f_{chips}}{f_{samples}} - \text{floor} \left(\frac{2^N \cdot f_{chips}}{f_{samples}} \right) \quad (4.5)$$

Таким образом, в подобной схеме присутствует псевдошумовой процесс в фазе ЦСЧ, благодаря которому эффекты дискретности могут усредняться. Регулировать амплитуду данного процесса можно путем изменения количества разрядов накопительного сумматора, либо схемы формирования потоков импульсов.

4.3 Имитационное моделирование эффектов дискретности в двухуровневых цифровых синтезаторах частоты

Поскольку на формирование эффектов дискретности оказывают влияние множество факторов, таких как: соотношение частоты дискретизации и частоты кода, структура кода, форма стробов, схема построения ЦСЧ и разрядность его элементов и др., - аналитический анализ данных эффектов представляется затруднительным. Поэтому в среде MATLAB/Simulink для

исследования эффектов дискретности была разработана имитационная модель, содержащая различные схемы построения ЦСЧ.

Достоверность моделирования зависит от параметров ССЗ. Рассмотрим в данном случае ССЗ с полосой 20 Гц. Основные параметры ПСП зафиксированы: длина ПСП выбрана равной 1023 чипа, а частота следования чипов кода – 10.23 МГц. В экспериментах используется два типа кода: М-последовательность и код Голда. В таком случае компоненты на выходе корреляторов имеют период $T = 1023/10230000 = 0.0001c$, т.е. частоту 10 КГц. Поскольку основным инструментом исследования является спектральный анализ, необходимо выбрать достаточное количество точек дискретного преобразования Фурье (ДПФ) для отображения компонент спектра. Некоторые из этих компонент попадут в полосу ССЗ, другие будут отфильтрованы. Частота отсчетов компонент из расчета выше равна 10 КГц. Таким образом для ДПФ с шагом не более 1-3 Гц необходимо накопить ~3000-10000 отсчетов сигнала. Поскольку ДПФ является довольно трудоемкой операцией, оно было заменено на быстрое преобразование Фурье (БПФ) с количеством точек 4096. В этом случае шаг равен $10000/4096 \approx 2.44$ Гц, т.е. в полосе ССЗ содержится достаточное количество отсчетов для оценки характеристик работы ЦСЧ. Рассматриваются случаи, когда частота дискретизации кратна частоте кода $f_{samples} = 40.92$ МГц, или не кратна - $f_{samples} = 50$ МГц, либо 62.5 МГц. Обеспечить шаг в 1-3 Гц становится затруднительно, потому выбрано БПФ в 65536 точек, тогда шаг можно вычислить так: $40.92e6 / 65536 = 624.38$ Гц, $50e6/65536 = 762.94$ Гц, либо $62.5e6/65536 = 953.67$ Гц. В экспериментах показано, что данного размера шага достаточно, для детального отображения основных компонент спектра.

Помимо разрешающей способности важно определить необходимый размер выборки для усреднения каждой компоненты спектра. Для этого можно воспользоваться соотношением [10]:

$$N_1 = \frac{t_\varphi^2 \sigma_x^2}{\varepsilon_0^2 \bar{x}^2}, \quad (4.6)$$

где t_φ - квантиль гауссовского закона распределения вероятностей, ε_0 - относительная точность оценки, \bar{x} - среднее значение параметра, а σ_x^2 - дисперсия шумового процесса, возникающего вследствие дискретизации, которую также необходимо оценить. Объем выборки для оценки дисперсии случайной величины можно рассчитать следующим образом:

$$N_2 = \frac{2t_\varphi^2}{\varepsilon_0^2} \quad (4.7)$$

При оценке данных величин выбрана доверительная вероятность $Q=0.9$, т.е. $t_\varphi = 1.645$, а также относительная точность 10%.

Для ЦСЧ на накопительном сумматоре для выбранного соотношения частот кода и дискретизации, а также размера регистра можно рассчитать среднюю ошибку шага формирования номинальной частоты для различных частот дискретизации, используя выражение 4.5, а затем с помощью выражения 4.2 ошибку формирования частоты для различных частот дискретизации:

$$\Delta_{err_40} = \frac{2^{32} \cdot 10230000}{40920000} - \text{floor}\left(\frac{2^{32} \cdot 10230000}{40920000}\right) = 0$$

$$f_{err_40} = 0 \text{ Гц}$$

$$\Delta_{err_50} = \frac{2^{32} \cdot 10230000}{50000000} - \text{floor}\left(\frac{2^{32} \cdot 10230000}{50000000}\right) \approx 0.76$$

$$f_{err_50} = \frac{0.76 \cdot 50000000}{2^{32}} \approx 0.008848 \text{ Гц}$$

$$\Delta_{err_62} = \frac{2^{32} \cdot 10230000}{62500000} - \text{floor}\left(\frac{2^{32} \cdot 10230000}{62500000}\right) \approx 0.0093$$

$$f_{err_62} = \frac{0.0093 \cdot 62500000}{2^{32}} \approx 0.000135 \text{ Гц}$$

Можно видеть, что при кратной частоте дискретизации ошибка отсутствует, а при 62.5 МГц ошибка приблизительно в 65 раз меньше, чем в случае 50 МГц. По данным результатам видно, что при кратной частоте дискретизации, компонента dI будет равна нулю.

4.4 Анализ результатов моделирования

В результате экспериментов с имитационной моделью получены зависимости спектральной плотности мощности (СПМ) от частоты и эюры сигналов при использовании различных типов ЦСЧ, частот дискретизации и кодов.

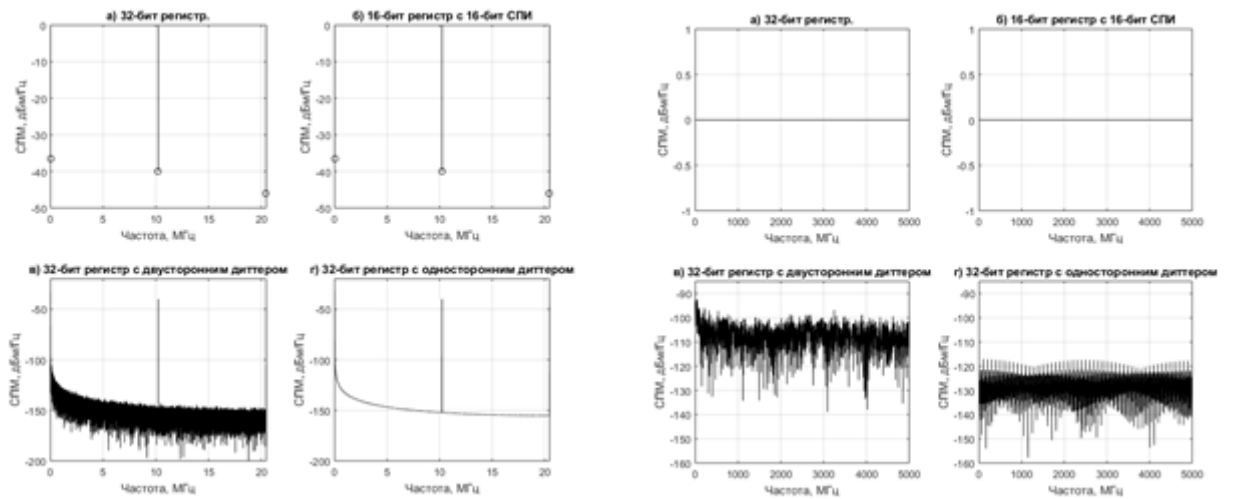


Рисунок 4.6 – Спектр сигнала ЦСЧ (слева) и компоненты dI (справа) при $f_{samples} = 40.92$ МГц.

По рис. 4.6 видно, что схема на НС (а) и схема на НС с СПИ (б) как в случае спектра сигнала ЦСЧ, так и в случае спектра компоненты dI дают одинаковые результаты, формируя заданную частоту без ошибок. В схемах с использованием диттера (в,г) можно видеть уровень вводимого процесса и его псевдошумовой характер. Таким образом, при кратной частоте дискретизации схемы на НС и на НС с СПИ шумовой процесс в компоненте dI отсутствует (рис. 4.6 – справа), в то время как схемы с использованием диттера вносят псевдошумовой процесс в фазу ЦСЧ и, как следствие, в компоненту dI, уровень которого сопоставим с уровнем вводимого диттера.

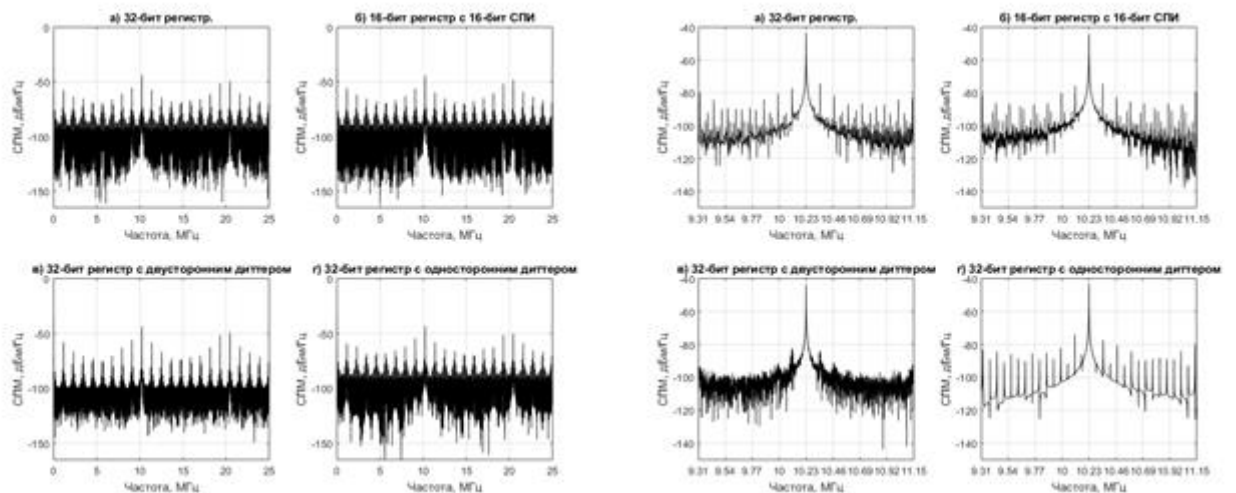


Рисунок 4.7 – Спектр сигнала ЦСЧ при $f_{samples} = 50$ МГц. Общий характер и увеличение вблизи

По рис. 4.7 видно, что при дробном соотношении частот дискретизации и кода, в сигнале ЦСЧ формируются паразитные гармоники различной амплитуды. Можно также при увеличении

видеть различный характер спектра для различных схем реализации ЦСЧ. Эмпирически была получена формула для оценки положения паразитных гармоник в спектре сигнала ЦСЧ:

$$\Delta = \left| \left[\left(\frac{f_{samples}}{f_{code}} \right) - \text{round} \left(\frac{f_{samples}}{f_{code}} \right) \right] \times f_{code} \right|, \quad (4.8)$$

где Δ – шаг в Гц, через который в обе стороны от полезных составляющих спектра пилообразного сигнала расположены в порядке убывания амплитуды паразитные гармоники, функция `round` округляет число до ближайшего целого.

Например, для данного случая $\Delta = 1.15$ МГц (см. рис. 4.8).

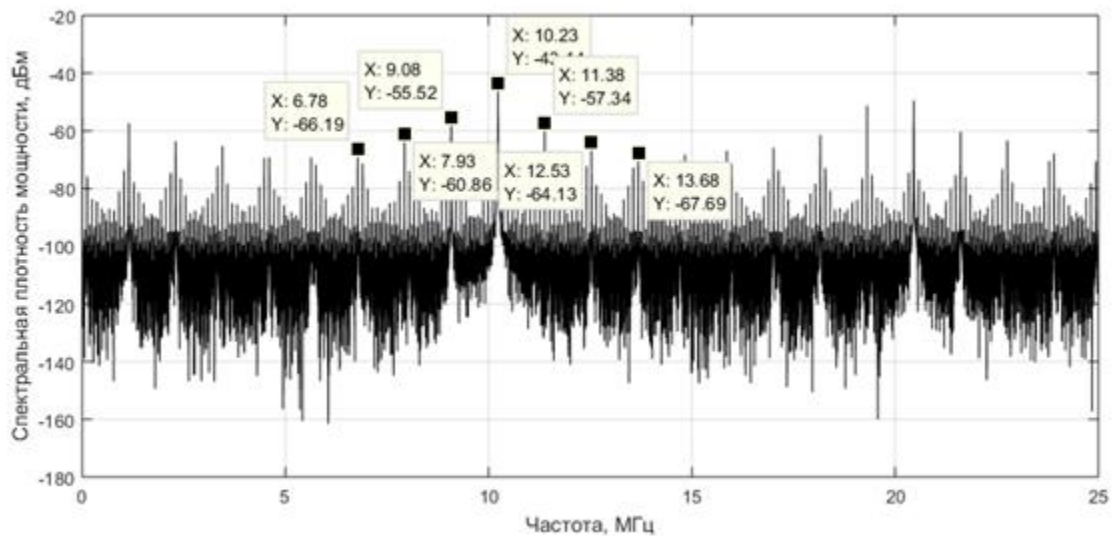


Рисунок 4.8 – Спектр сигнала ЦСЧ при $f_{samples} = 50$ МГц. Иллюстрация применения формулы (4.8).

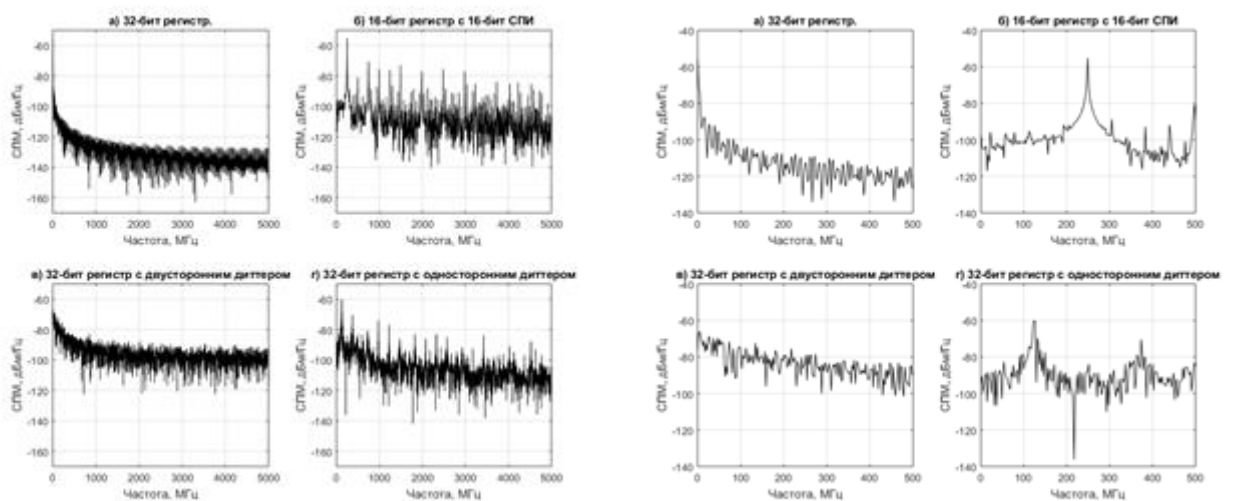


Рисунок 4.9 – Спектр компоненты dI при $f_{samples} = 50$ МГц. Общий характер и увеличение вблизи полосы ССЗ.

На рис. 4.9 изображен спектр компоненты dI для различных схем построения ЦСЧ. Можно видеть, что во всех случаях в компоненте присутствует псевдослучайный процесс. Для формирования несмещенной дискриминаторной характеристики в ССЗ важно минимизировать низкочастотные составляющие в спектре компоненты dI. Можно видеть, что в данном случае по сравнению с алгоритмом на основе НС введение двустороннего диттера уменьшает низкочастотные составляющие на ~ 22 дБм/Гц, введение одностороннего диттера – на ~ 49 дБм/Гц, а построение ЦСЧ на основе НС с СПИ – на ~ 52 дБм/Гц.

При частоте дискретизации $f_{samples} = 62.5$ МГц меняется как характер спектра сигнала ЦСЧ (рис. 4.10), так и спектр компоненты dI (рис. 4.11), однако можно заметить, что подавляющие характеристики различных схем построения ЦСЧ не изменяются. Также нужно отметить, что на протяжении моделирования компонента dI является константой, поскольку, как было описано выше, псевдослучайный процесс оказывается значительно медленнее, чем в случае $f_{samples} = 50$ МГц, и технически оказывается затруднительно смоделировать длительный интервал времени.

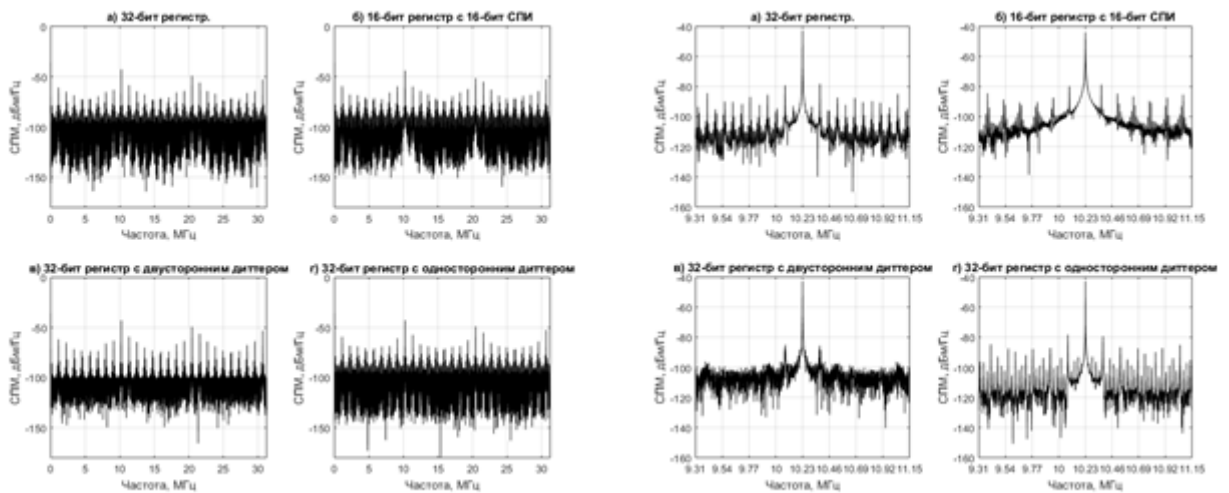


Рисунок 4.10 – Спектр сигнала ЦСЧ при $f_{samples} = 62.5$ МГц. Общий характер и увеличение вблизи f_{code} .

На рис. 4.12. показаны спектры компоненты dI для $f_{samples} = 50$ МГц при использовании М-последовательности и кода Голда. Следует отметить, что при эксперименте, начальные фазы ЦСЧ идентичны и иные шумы отсутствуют. Можно видеть, что структура кода влияет на спектр компоненты dI. Лучше всего это заметно при реализации схемы на НС (а) или НС с СПИ (б),

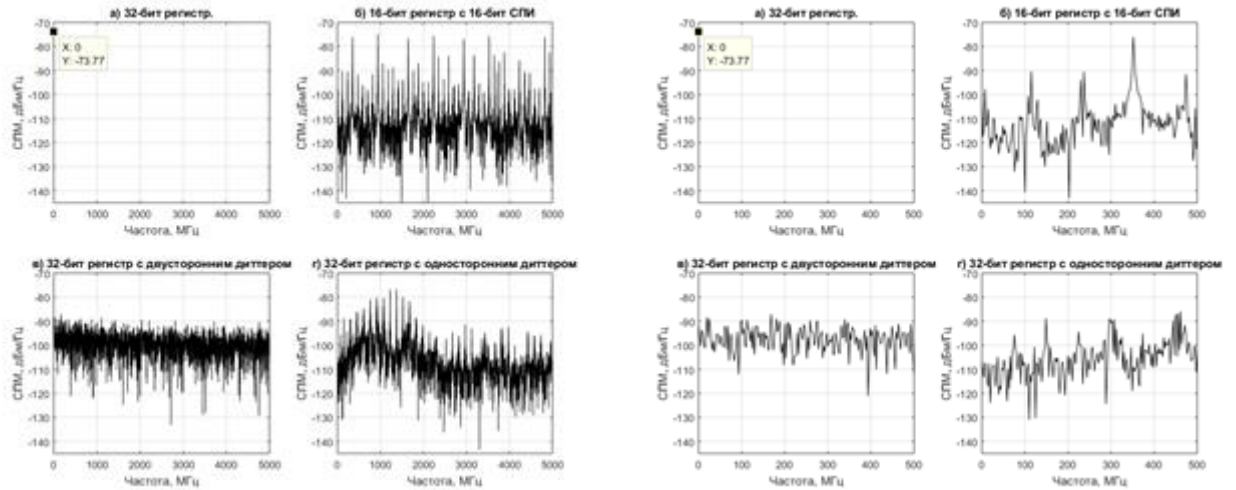


Рисунок 4.11 – Спектр компоненты dI при $f_{samples} = 62.5$ МГц. Общий характер и увеличение
вблизи полосы ССЗ.

поскольку в отличие от схем с диттером (в,г), в них отсутствуют шумовые процессы с неизвестной начальной фазой. Также можно видеть, что подавляющие характеристики схем не зависят от структуры ПСП.

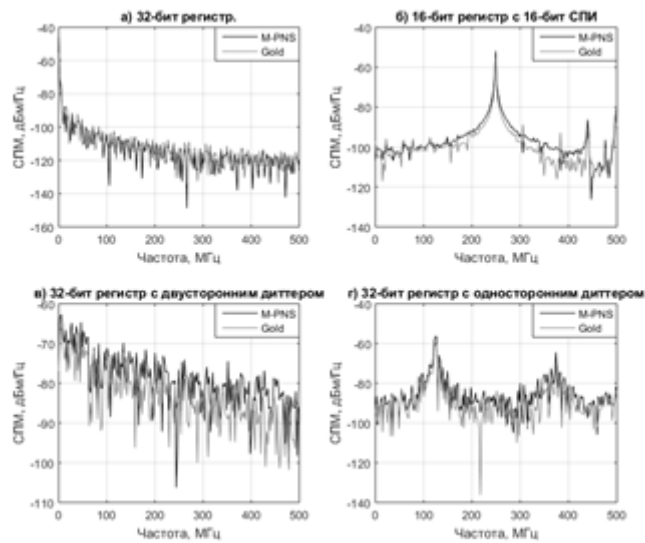


Рисунок 4.12 – Спектр компоненты dI при $f_{samples} = 50$ МГц для разных типов ПСП.

4.5 Выводы

В данной главе проведен сравнительный анализ различных схем построения ЦСЧ для использования в ССЗ. По результатам моделирования можно заключить:

1. В сравнении с алгоритмом построения ЦСЧ на НС, введение двустороннего диттера в фазу ЦСЧ позволяет подавить низкочастотные составляющие спектра компоненты dI на ~ 22 дБ.

При введении одностороннего диттера подавление возрастает до ~49дБ. При построении ЦСЧ на НС с СПИ подавление низкочастотных составляющих составляет ~52дБ. Характеристики подавления различных алгоритмов построения ЦСЧ при этом не зависят от структуры используемой ПСП.

2. Схема построения ЦСЧ на НС с СПИ в рассматриваемых условиях оказывается наиболее эффективной для подавления низкочастотных составляющих в спектре компоненты dI и минимизации эффектов дискретности и может быть рекомендована для использования при реализации петель слежения навигационных приемников.

Глава 5. Разработка и экспериментальное исследование характеристик прототипа совмещенной системы

При анализе качества работы совмещенной системы в реальных условиях эффекты многолучевости и помеховая обстановка могут отличаться от заданных при имитационном моделировании. Кроме того, возникают различные эффекты, связанные с реализацией алгоритмов на какой-либо аппаратной платформе. Проведение эксперимента с прототипом позволит оценить работоспособность разработанных алгоритмов и технических решений, а также точность разрабатываемой совмещенной системы в реальных условиях.

В настоящее время на рынке появилось множество устройств, реализованных на основе технологии программно-определяемого радио - ПОР (SDR – Software Defined Radio), которые позволяют прототипировать широкополосные системы с использованием высокой частоты дискретизации в реальном времени с использованием компьютеров общего назначения. На основе данной технологии были разработаны прототипы отдельных элементов и системы в целом, проведена верификация прототипа и осуществлены эксперименты в помещении и на испытательном полигоне. Материалы данной главы опубликованы в [86, 89-95].

5.1 Технология и аппаратно-программные средства программно-определяемого радио

Обратимся вначале к технологии программно-определяемого радио (ПОР). Большинство современных устройств, как правило, оснащены поддержкой нескольких стандартов передачи информации, как проводных, так и беспроводных. Для корректной работы таких устройств необходимы различные методы реализации алгоритмов обработки сигналов. Можно реализовывать подобные алгоритмы обработки на основе «мягкой» или «жесткой» логики, выбирая при этом какой-либо конкретный алгоритм. Существует, однако, и другой метод – это использование технологии ПОР. Необходимый алгоритм обработки сигналов в случае ПОР выбирается из некоторого заранее запрограммированного набора поддерживаемых алгоритмов и загружается в универсальную аппаратную среду непосредственно перед использованием. Таким образом, данная технология, благодаря своей универсальности, является удобной и для прототипирования алгоритмов обработки сигналов.

Чтобы пояснить концепцию ПОР, обратимся к наиболее общей схеме реализации приемного и передающего трактов передачи информации (рис. 5.1). Такая схема для разных стандартов предполагает использование различных реализаций алгоритмов обработки сигналов на Программируемых Логических Интегральных схемах (ПЛИС), Заказных Больших Интегральных Схем (ЗБИС) или Цифровых Сигнальных Процессорах (ЦСП). Алгоритм

обработки сигналов в данном случае реализован в цифровой части приемопередатчика и фиксирован. Принимаемый сигнал поступает с антенны в узкополосную линейную часть приемопередатчика (ЛЧП), специфичную для конкретного стандарта, далее сигнал оцифровывается с относительно низкой частотой дискретизации в аналого-цифровом преобразователе (АЦП) и поступает на вход алгоритма обработки. В случае передачи сигнала, с выхода алгоритма обработки сигнал проходит цифро-аналоговое преобразование (ЦАП), поступает в узкополосную ЛЧП и затем на антенну.

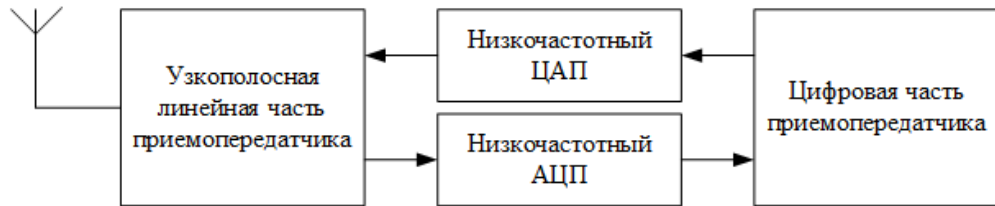


Рисунок 5.1 – Общая схема передающего и приемного трактов передачи информации.

Технология ПОР дает возможность создавать универсальные устройства, способные после реконфигурации принимать и передавать сигналы различных стандартов. Т.е. в рамках данной концепции предполагается выделить в устройстве наиболее универсальные блоки и реализовать их так, чтобы можно было работать с сигналами нескольких стандартов (рис. 5.2). При этом основную часть алгоритма предполагается поместить в некоторое перепрограммируемое устройство (ПЛИС или ЦСП). ЛЧП, в которых используются схемы с двойным или тройным переносом частоты, как правило, заменяются схемой с прямым переносом частоты, осуществляющей перенос сигнала на близкую к нулю частоту с получением квадратурного широкополосного сигнала, либо обратную операцию в случае передачи сигнала. Широкополосный сигнал оцифровывается с высокой частотой дискретизации, которая затем понижается с помощью децимирующего устройства, или DDC (Digital Down Converter), выделяя необходимую полосу из входного сигнала, и дальнейшая обработка уже осуществляется над узкополосным сигналом. В передающем тракте сигнал проходит обратные операции. Таким образом, достигается возможность использования одного перепрограммируемого модуля вместо нескольких обычных для работы с требуемыми стандартами связи или другими сигналами.

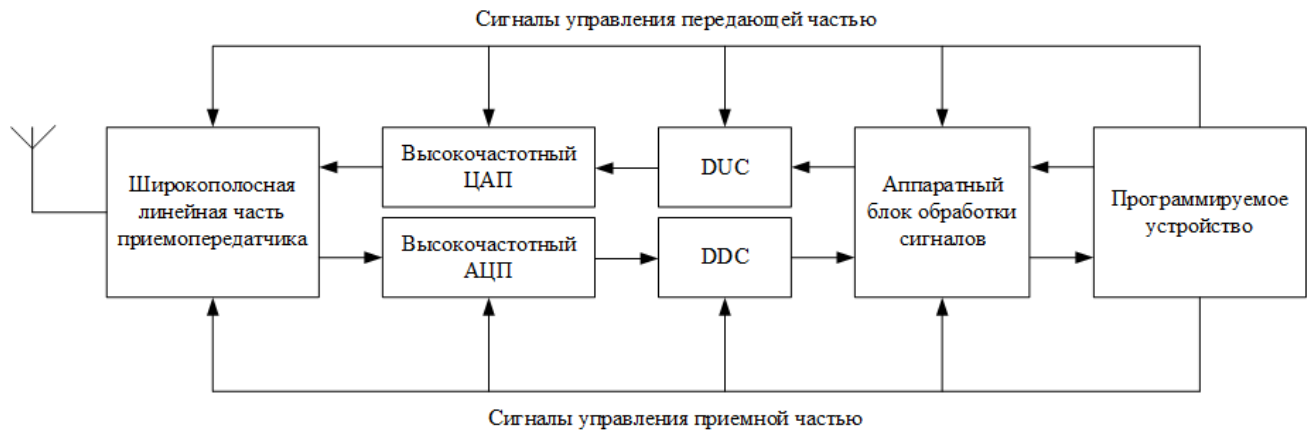


Рисунок 5.2 – Схема трактов передачи информации, соответствующая концепции ПОР.

Кроме того, подобная схема позволяет управлять не только основной частью алгоритма обработки, но также и перенастраивать ЛЧП, АЦП/ЦАП и преобразователи шага дискретизации (DUC – Digital Up Converter, DDC – Digital Down Converter), а также другие модули, которые могут использоваться для различных стандартов. Развитие данной технологии позволяет создавать более универсальные устройства, относящиеся к классу когнитивного радио (CR – Cognitive Radio [83-85]). Когнитивное радио позволяет более гибко использовать частотный ресурс, например, устройство способно сканировать частотные диапазоны на предмет не занятых каналов и выбирать доступные для своей работы.

В качестве аппаратной платформы для реализации ПОР использовалась аппаратная платформа компании Ettus Research – USRP (Universal Software Radio Peripheral). Данный аппаратно-программный комплекс позволяет обрабатывать радиосигналы совместно с пакетом MATLAB/Simulink и другим ПО, в том числе

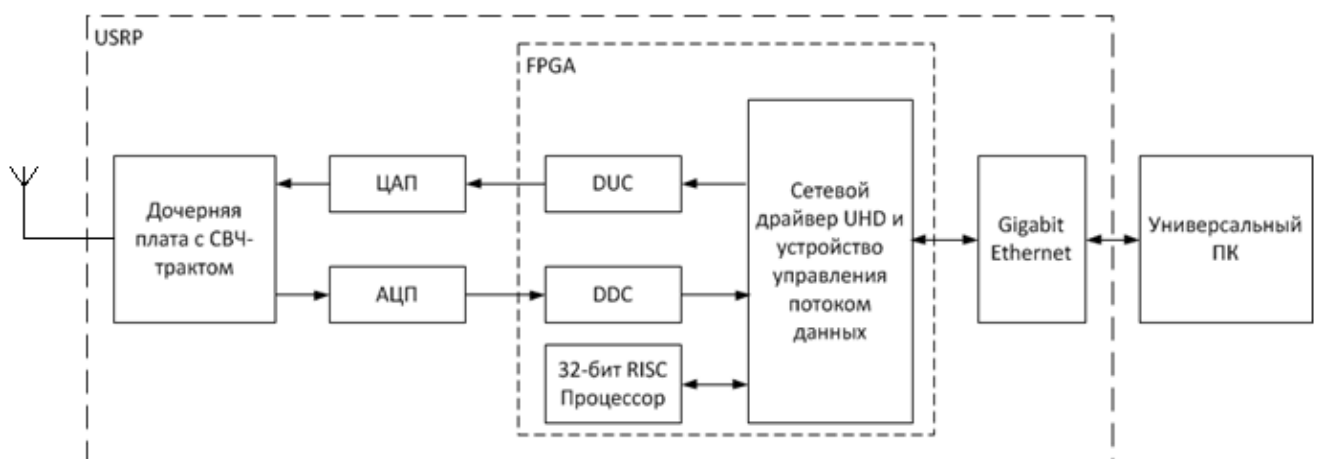




Рисунок 5.3 – Упрощенная схема USRP N210.

свободно распространяемым [84]. Данные устройства (см. табл. 5.1) соответствуют описанным выше принципам ПОР. Также они позволяют работать с разными частотными диапазонами,

благодаря использованию дочерних СВЧ-плат. Упрощенная схема USRP N210, используемого в связке с универсальным компьютером приведена на рис. 5.3. В USRP реализованы АЦП/ЦАП с частотой дискретизации 100 и 400 МГц соответственно. В стандартной «прошивке» ПЛИС реализованы DUC, DDC, 32-битный RISC-процессор, осуществляющий управление потоком данных с помощью драйвера UHD (Universal Hardware Driver [84, 85]), позволяющего взаимодействовать универсальному компьютеру и USRP с помощью гигабитного или 10-гигабитного Ethernet-соединения.

Таблица 5.1 – Основные характеристики устройств USRP N210 и USRP X310.

	USRP N210	USRP X310
		
Интерфейс связи с управляющим компьютером	Gigabit Ethernet	10 Gigabit Ethernet
Полоса СВЧ-тракта	40 МГц	120 МГц
Максимальная частота АЦП/ЦАП	100/400 МГц	200/800 МГц
Диапазон возможных несущих частот	400-4400 МГц	
Максимальная скорость потока отсчетов сигнала	80 Мбайт/с	800 Мбайт/с

5.2 Разработка и отладка технических решений и алгоритмов

Как правило, большинство алгоритмов обработки сигналов в настоящее время реализуются с использованием C/C++ или HDL (Hardware Description Language) кодов. При разработке и отладке технических решений и алгоритмов на ранних стадиях разработки для уменьшения временных затрат можно переходить на язык программирования, используемый в прототипе. В случае реализации прототипа с использованием аппаратных средств USRP необходима реализация алгоритмов на C/C++. Однако, решение задач исследования характеристик реализации алгоритма, графической обработки результатов работы прототипа, а также формирования сигналов для верификации с использованием только C/C++-кода является трудоемкой задачей. Комплексование C/C++-кода с каким-либо программным пакетом для разработки и отладки алгоритмов обработки сигналов позволяет существенно упростить решение изложенных задач. Также при выборе программных и аппаратных средств следует

принять во внимание другие проблемы, возникающие при реализации широкополосных систем с использованием технологии ПОР:

- Увеличение сложности алгоритмов ведет к ужесточению требований к производительности аппаратуры: увеличение необходимой частоты дискретизации, увеличение битовой скорости потока и др. ведут к увеличению числа операций, которые необходимо выполнять в единицу времени для обеспечения работы системы в реальном времени.
- Сложность тестирования алгоритмов при работе в нескольких средах: при разработке, как правило, инженер для решения различных задач вынужден использовать несколько программных средств, использующих различные типы файлов, различные языки программирования и т.д., таким образом, при передаче технических решений из одной среды в другую неизбежно возникают трудности.
- Проблемы верификации алгоритма путем сравнения характеристик работы имитационной модели и прототипа: часто основной проблемой является трудность или невозможность сравнить результаты исполнения алгоритма в имитационной модели и прототипе, поскольку отличаются условия эксперимента.

Для решения описанных задач была разработана аппаратно-программная среда (АПС), состоящая из нескольких программных и аппаратных средств (рис. 5.4). Ядро среды является первым главным элементом среды и включает связку программного обеспечения (ПО) для моделирования и работы с аппаратурой. Связка обеспечивает использование единой многопоточной C/C++-реализации алгоритмов обработки в ПО для моделирования и при работе с аппаратурой и ее драйвером. Периферия 1 уровня содержит ПО для работы с кодом и ПО для обработки результатов. Периферия 2 уровня содержит системы генерации документации и контроля версий. Связующая оболочка является вторым главным элементом среды, обеспечивая передачу информации между элементами среды и позволяя гибко настраивать программные и аппаратные средства под разные задачи. Данная оболочка также реализована с помощью C/C++-кода. Для реализации прототипа совмещенной системы среда была построена на основе следующих программных средств: Mathworks MATLAB, Ettus Research UHD, Microsoft Visual Studio. В качестве аппаратных средств использовались устройства USRP компании Ettus Research.

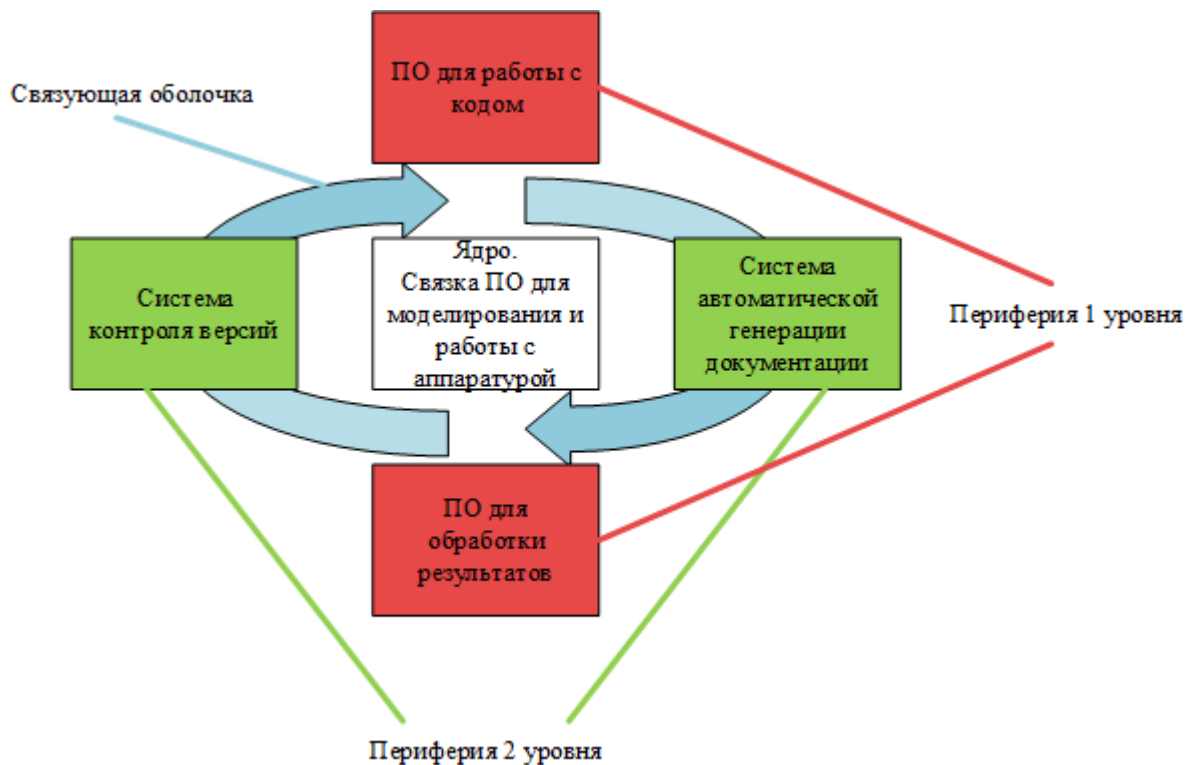


Рисунок 5.4 – АПС для разработки и отладки технических решений и алгоритмов.

5.3 Оптимизация вычислительных процедур при реализации алгоритмов обработки сигналов совмещенной системы

Первым этапом разработки прототипа совмещенной системы является реализация навигационного канала. Данный канал состоит из прототипа базовой станции и прототипа мобильной станции, реализующей слежение за сигналом данной базовой станции.

Основной проблемой при реализации прототипа является загрузка процессора при выполнении операций по обработке сигналов. Решить данную проблему можно различными методами: выбором более производительного процессора, шин данных, памяти, либо оптимизацией C/C++-кода алгоритмов. Однако, вначале необходимо оценить загрузку некоторого базового процессора (Intel Core i7) во время выполнения алгоритмов обработки сигналов и сделать вывод, способен ли будет прототип работать в реальном времени с использованием данной аппаратуры. Результаты тестирования C/C++ реализации алгоритма канала слежения в рамках разработанной среды показали, что для осуществления задачи слежения достаточно использования одного потока такого процессора, при этом его средняя загрузка составляет ~30% (рис. 5.5.б). Также можно видеть, что реализация формирования сигналов базовой станции также требует использования только одного потока процессора, при этом его загрузка в среднем составляет ~10% (рис. 5.5.а) Следует отметить, что данный прогноз не учитывает загрузку процессора на передачу данных по сети Ethernet от ПОР к управляющему

компьютеру и обратно. Согласно эмпирически собранной информации, затраты на передачу информации от управляющего компьютера к USRP составляют ~10-15%, затраты на передачу информации от USRP к компьютеру могут достигать 30-40%.

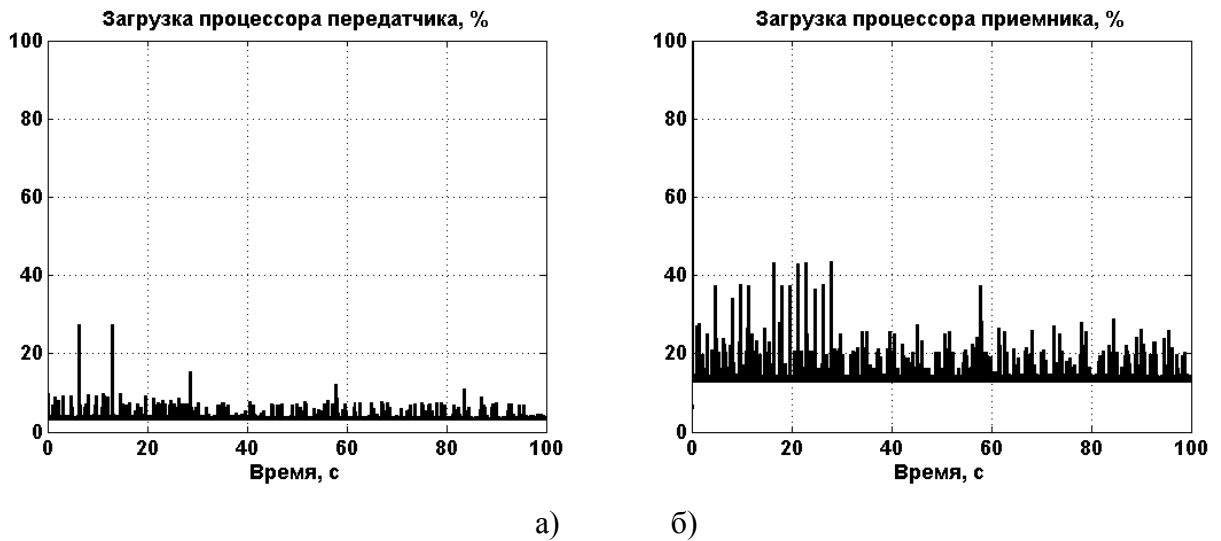


Рисунок 5.5 – Прогноз загрузки процессоров базовой(а) и мобильной(б) станций алгоритмами обработки сигналов канала совмещенной системы.

На рис. 5.6. показана упрощенная схема экспериментальной установки для тестирования прототипов. Данная установка состоит из прототипа базовой и мобильной станций и управляющего компьютера. Данные и управляющие команды между прототипами и управляющим компьютером передаются по Ethernet-соединению. Сигнал излучается в эфир прототипом базовой станции, а прототип мобильной станции в свою очередь осуществляет поиск и слежение за данным сигналом. На рис. 5.7 показана реальная загрузка процессора при исполнении C/C++-реализации алгоритма обработки сигналов базовой станции (поток CPU8), на рис. 5.8 показана реальная загрузка процессора при исполнении C/C++-реализации алгоритмов обработки сигналов мобильной станции (поток CPU3). Можно видеть, что с учетом затрат на передачу информации по сети загрузка процессоров соответствует прогнозу. Значения загрузки процессора для мобильной станции будут расти пропорционально увеличению количества каналов слежения. Увеличение количества излучаемых сигналов по сравнению с увеличением количества каналов слежения на загрузку процессора влияет незначительно.



Рисунок 5.6 – Схема экспериментальной установки тестирования прототипов базовой и мобильной станций.

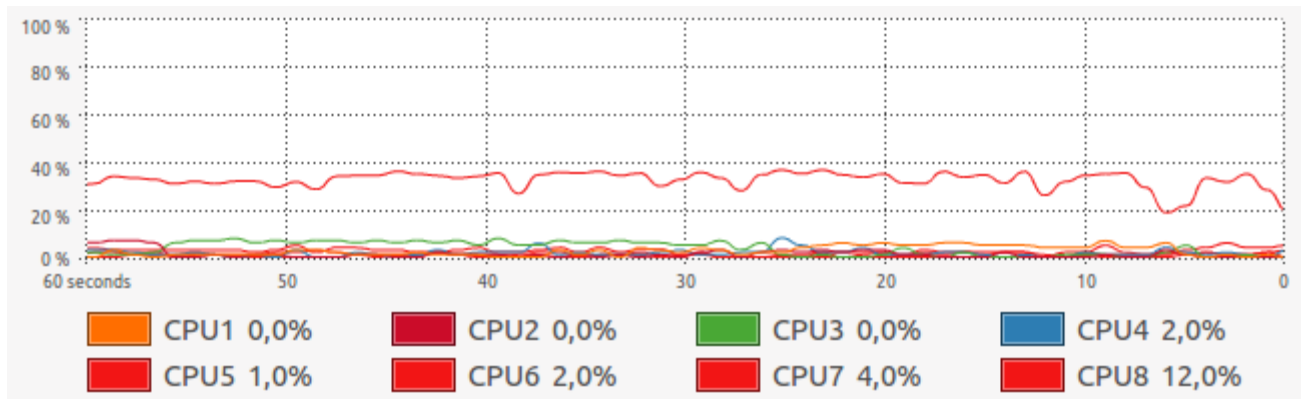


Рисунок 5.7 – Загрузка процессора базовой станции.

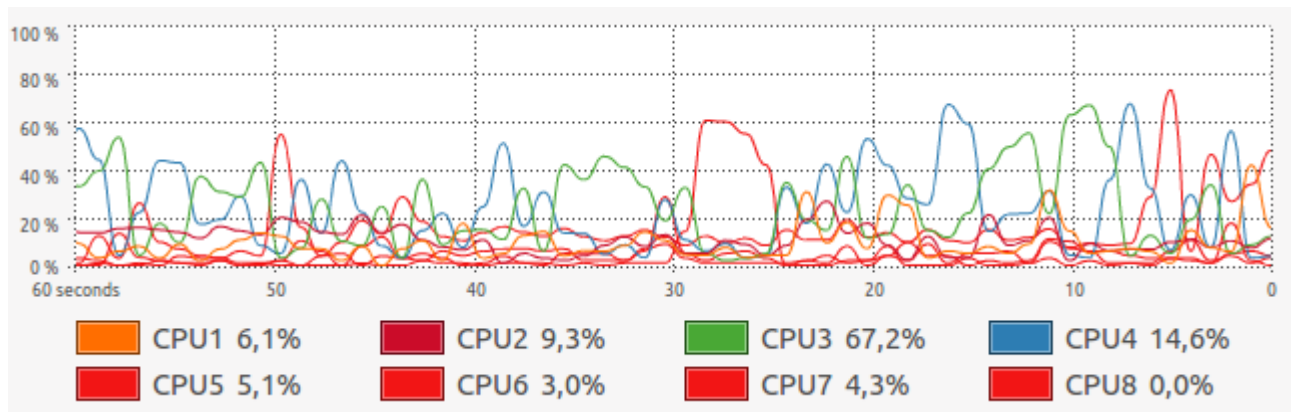


Рисунок 5.8 – Загрузка процессора мобильной станции.

По результатам данного эксперимента можно заключить, что реализуемая совмещенная система, содержащая многоканальную мобильную и базовые станции, может быть реализована с помощью технологии программно-определяемого радио, а также способна стабильно работать в реальном времени, при условии, что количество каналов слежения будет менее 8, что соответствует количеству потоков используемого процессора.

5.4 Реализация прототипа совмещенной системы

Для решения навигационной задачи на плоскости все устройства размещаются на одной высоте. Прототип совмещенной системы состоит из пяти устройств, реализованных на основе технологии ПОР: четырех USRP N210, используемых в качестве базовых станций и одного USRP X310, используемого в качестве мобильной станции. Для реализации синхронизации базовых станций используются тактовые сигналы 10 МГц и 1 PPS, генерируемые с генератора Agilent E4438C. Все базовые станции управляются с единого компьютера с помощью гигабитного Ethernet-соединения (GigE). Мобильной станцией управляет второй компьютер с помощью 10-гигабитного Ethernet-соединения (10GigE). Схема установки представлена на рис. 5.9. На данной схеме:

- N210 1 (Tx1) – первая базовая станция
- N210 2 (Tx2) – вторая базовая станция
- N210 3 (Tx3) – третья базовая станция
- N210 4 (Tx4) – четвертая базовая станция
- X310 (Rx) – мобильная станция
- Control PC – управляющий компьютер. Данные передаются посредством Ethernet-соединений.
- Clock signal generator – Генератор тактовых сигналов 10 MHz и 1 PPS.

Следует отметить, что все кабели и антенны в данной схеме выбраны одинаковыми, чтобы исключить разницу задержек распространения тактовых сигналов и данных.

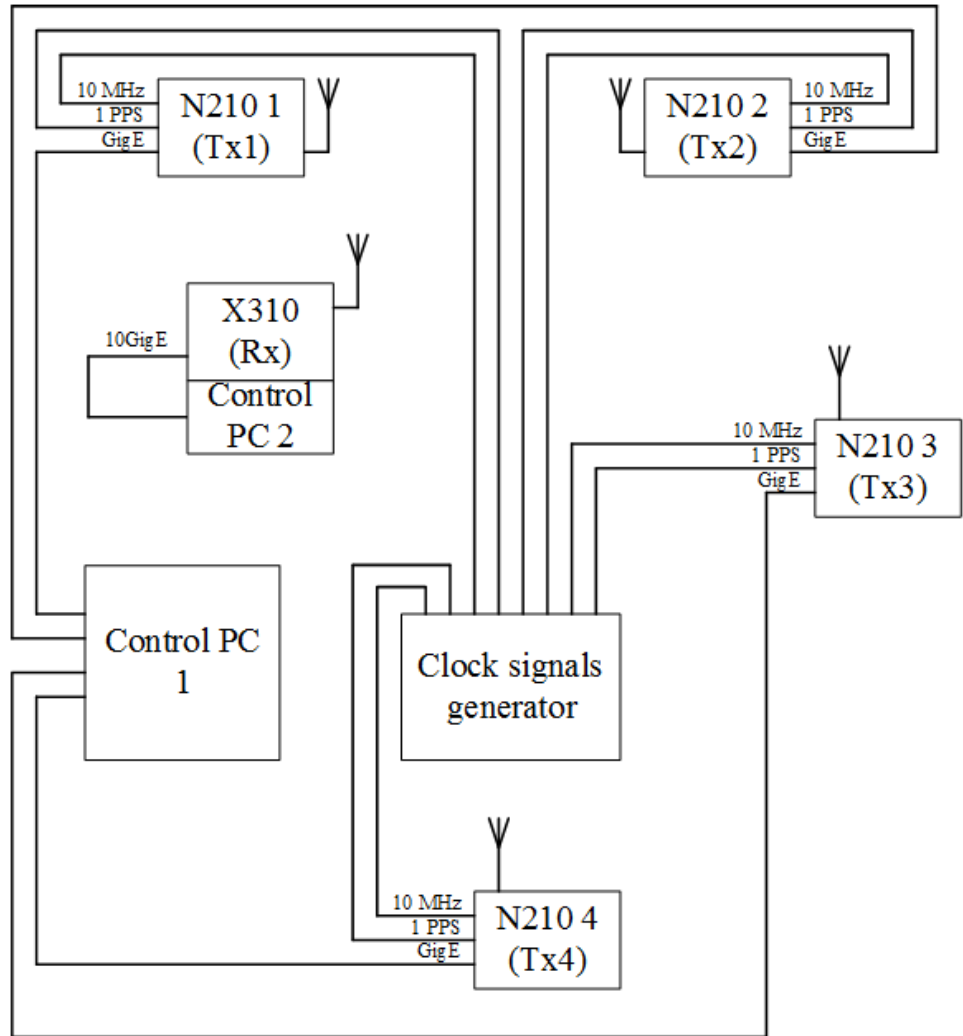


Рисунок 5.9 – Схема прототипа системы.

Базовые станции на основе USRP N210 генерируют сигналы на несущей частоте на основе цифровых отсчетов, получаемых по каналу связи с компьютера Control PC 1. Мобильная станция на основе USRP X310 принимает сигналы со всех базовых станций, оцифровывает и передает на компьютер Control PC 2 для многоканальной обработки. На рис. 5.10 представлена схема формирования сигналов системы базовых станций. На потоке 1 процессора формируются комплексные отсчеты сигнала для базовых станций, управление USRP и передача данных с помощью четырех интерфейсов GigE реализуется на потоке 2.

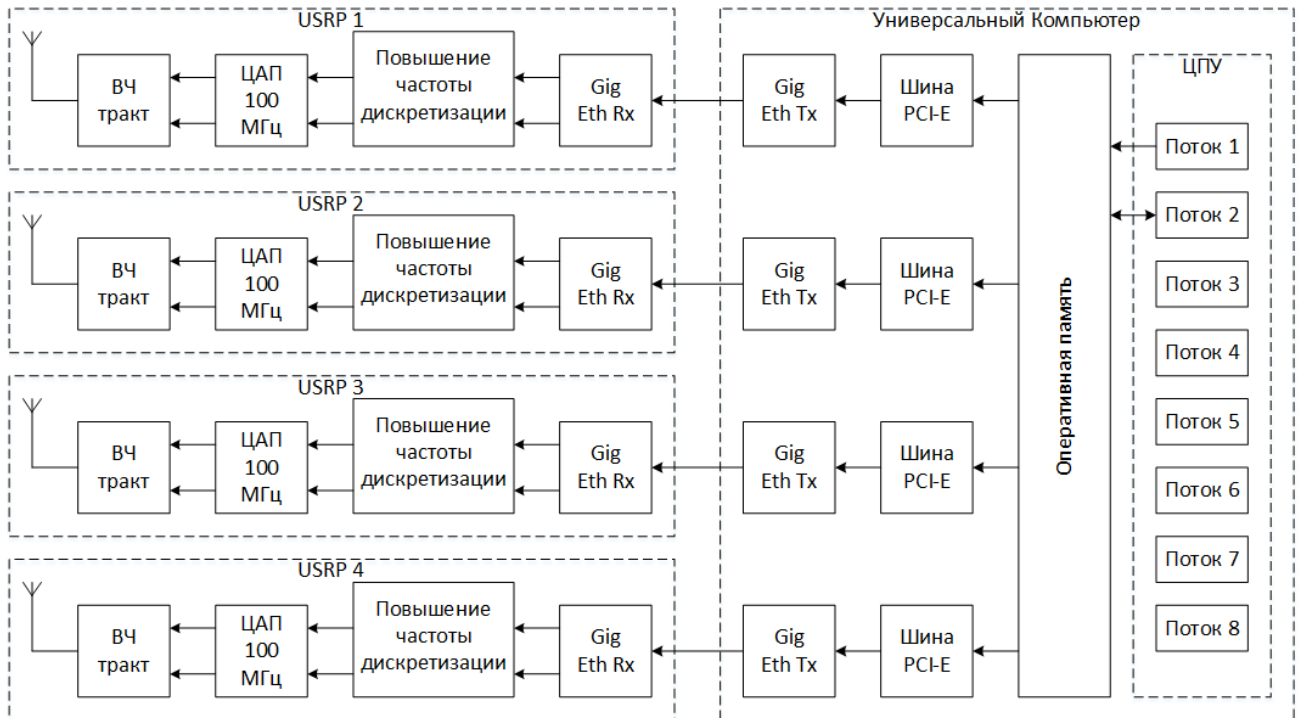


Рисунок 5.10 – Схема формирования сигналов системы базовых станций.

На рис. 5.11 изображена схема обработки сигнала в мобильной станции. Поскольку реализуется многоканальная обработка комплексных отсчетов на высокой частоте дискретизации, скорость входного потока данных может достигать 800 Мбит/с. В связи с этим обработка такого потока данных на одном потоке процессора невозможна. Для решения данной проблемы были применены принципы многопоточного программирования. На различные потоки процессора были распределены независимые задачи:

1. Потоки 3,4,5,6 – каналы слежения за сигналами четырех базовых станций, а также управление записью результатов измерений на жесткий диск и визуализация.
2. Поток 1 – автоматическая регулировка усиления.
3. Поток 2 – управление USRP и прием данных посредством 10GigE интерфейса.

Высокопроизводительная оперативная память (ОЗУ) выступает в роли буфера обмена между потоками данных.

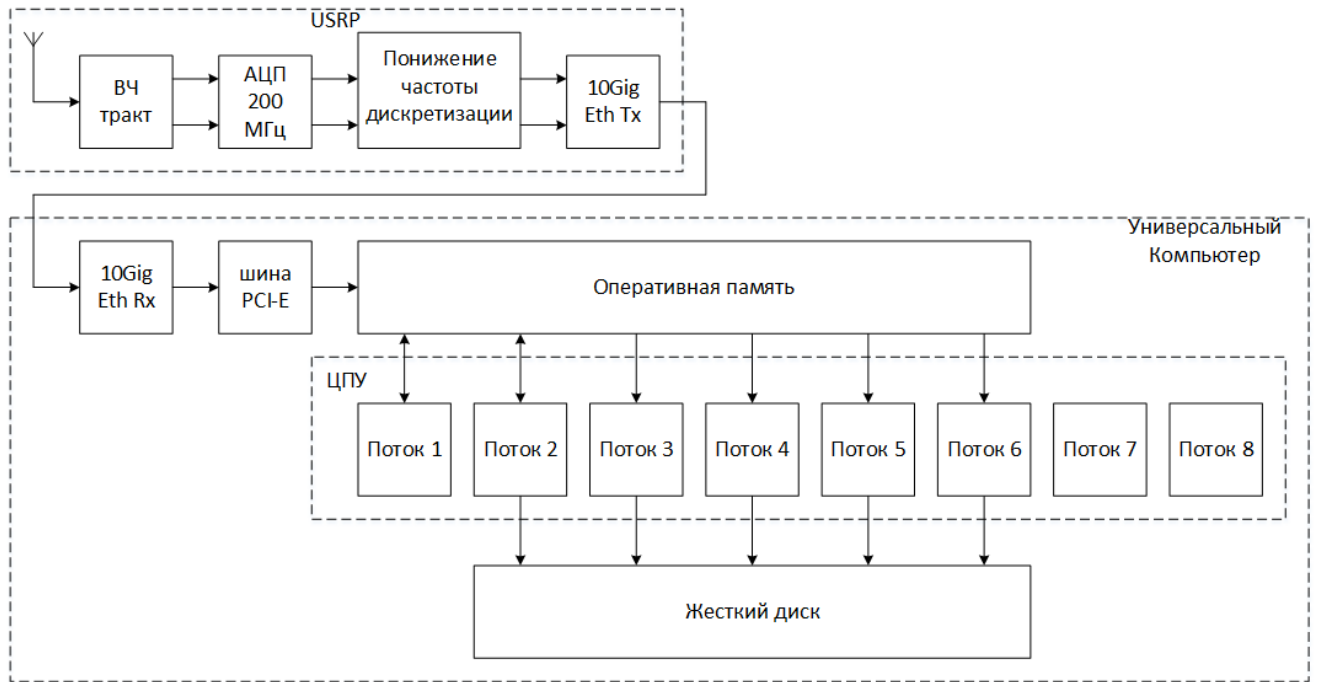


Рисунок 5.11 – Схема обработки сигнала в мобильной станции.

Эксперименты с прототипом системы проводились в помещении и на испытательном полигоне. Целью экспериментов является экспериментальное подтверждение работоспособности предложенных алгоритмов и технических решений, экспериментальное определение точности местоопределения, а также оценки относительного перемещения мобильной станции от заданной точки. Также одной из задач эксперимента в помещении является оценка применимости статистических моделей, ориентированных в первую очередь на распространения сигнала стандарта IEEE 802.11, для имитационного моделирования совмещенной системы.

5.3 Описание и результаты экспериментов с прототипом в помещении

Эксперименты с прототипом совмещенной системы в помещении можно классифицировать по типу движения мобильной станции. На рис. 5.12 представлена фотография прототипа. Можно видеть, что мобильная станция установлена на подвижной платформе на одной высоте с базовыми станциями. Для данного эксперимента были выбраны две модели движения:

1. «Короткое» перемещение по прямой линии с возвращением в начальную точку в условиях офисного помещения, наличия различных железных конструкций и стен вблизи траектории перемещения.

2. «Длинное» перемещение по сложной траектории с возвращением в начальную точку в условиях офисного помещения, наличия различных железных конструкций и стен вблизи траектории перемещения.

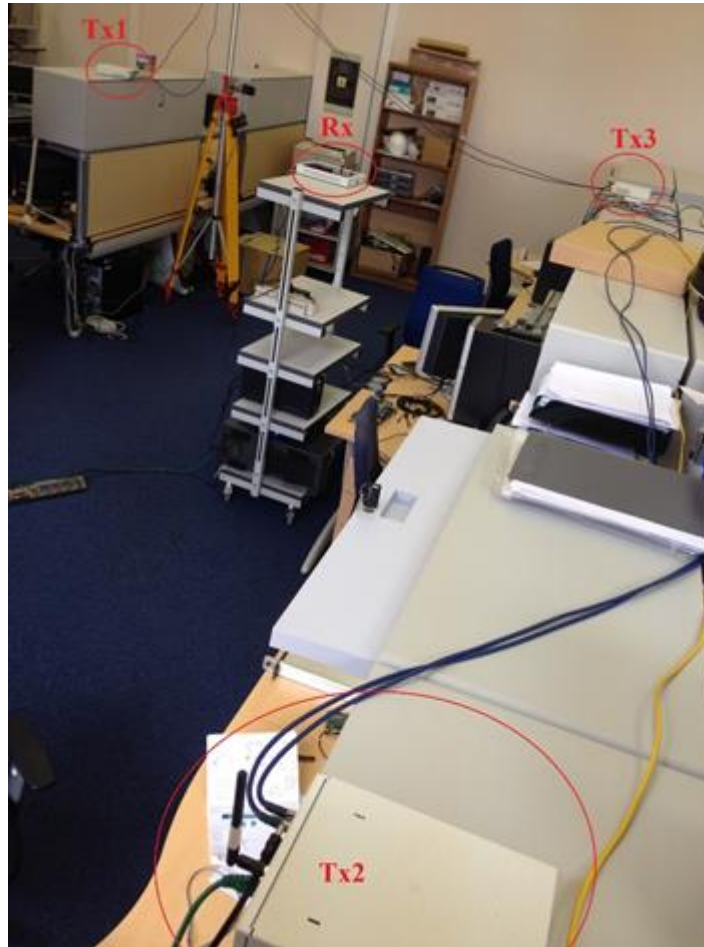
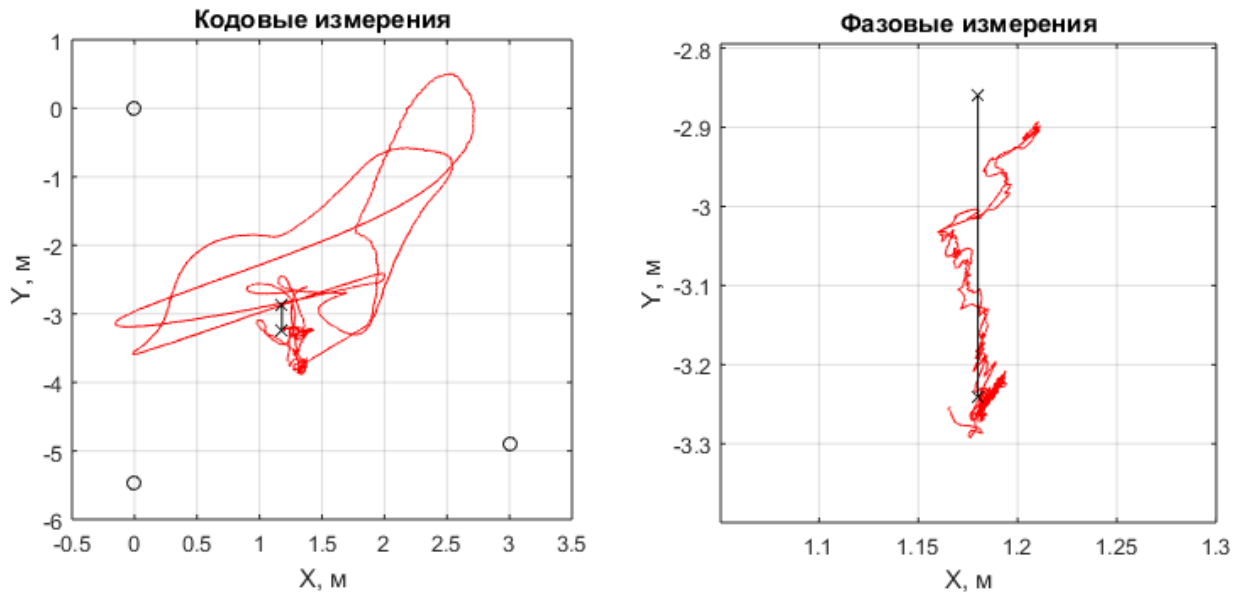


Рисунок 5.12 – Фотография экспериментальной установки внутри помещения.

5.3.1 Модель движения 1

Результаты эксперимента при движении мобильной станции в соответствии с заданной моделью показаны на рис. 5.13. Круглыми маркерами отмечено положение базовых станций, черная линия соответствует истинной траектории мобильной станции, красная – измеренной. Можно видеть, что максимальные ошибки определения позиции по кодовым измерениям по оси X не превышают 1.54 м и имеют СКО, равное 0.31 м, а по оси Y не превышают 3.38 м и имеют СКО, равное 0.53 м. По фазовым измерениям максимальные ошибки по оси X не превышают 0.03 м и имеют СКО, равное 0.01 м, а по оси Y не превышают 0.11 м и имеют СКО, равное 0.04 м. При этом следует отметить, что возвращение в начальную точку по фазовым измерениям оценено с ошибкой ~ 1.5 см.



$$\begin{array}{ll}
 \text{СКО}_{\text{ош}X} \approx 0.31 \text{ м} ; \max_{\text{ош}X} \approx 1.54 \text{ м} & \text{СКО}_{\text{ош}X} \approx 0.01 \text{ м} ; \max_{\text{ош}X} \approx 0.03 \text{ м} \\
 \text{СКО}_{\text{ош}Y} \approx 0.53 \text{ м} ; \max_{\text{ош}Y} \approx 3.38 \text{ м} & \text{СКО}_{\text{ош}Y} \approx 0.04 \text{ м} ; \max_{\text{ош}Y} \approx 0.11 \text{ м}
 \end{array}$$

Рисунок 5.13 – Результаты решения навигационной задачи на плоскости по кодовым и фазовым измерениям при движении в соответствии с моделью 1.

Можно видеть, что ошибки, полученные с помощью натурального эксперимента, соизмеримы с ошибками, полученными с помощью имитационного моделирования, что говорит о том, что выбранная модель многолучевости D для имитационного моделирования оказывается применима при заданном в модели 1 перемещении мобильной станции, реализующей слежение за ПСП и несущей, в конкретном офисном помещении. Также можно видеть, что при отсутствии движения ошибки оценки относительного перемещения мобильной станции не превышают долей сантиметра, что говорит о правильности реализованных технических решений и алгоритмов совмещения.

5.3.2 Модель движения 2

Результаты эксперимента при движении мобильной станции в соответствии с заданной моделью показаны на рис. 5.14. Круглыми маркерами отмечено положение базовых станций, черная линия соответствует истинной траектории мобильной станции, красная – измеренной. Поскольку модель предполагает достаточно длинное перемещение (порядка 20 метров) геометрия системы базовых станций была изменена. На рис. 5.14 изображены результаты вычисления локальной позиции по фазовым измерениям. При этом реализация слежения выполняется таким же образом, каким она выполнена для модели движения 1. Можно видеть, что наблюдаются достаточно большие ошибки в оценке позиции, причем следует отметить, что

ошибки по оси Y значительно превышают ошибки по оси X. Помимо многолучевости в данном случае начинает играть значение геометрический фактор, поскольку базовые станции оказываются с одной стороны от мобильной станции.

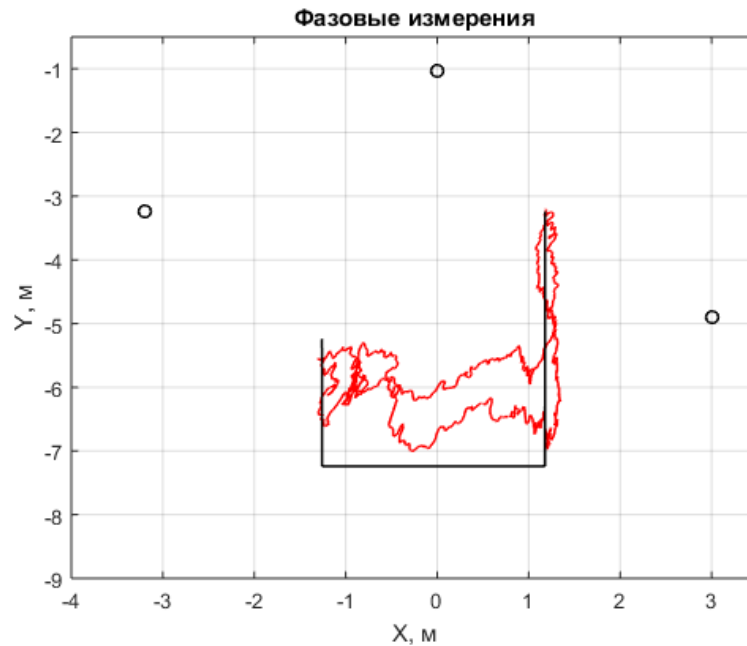


Рисунок 5.14 – Результаты решения навигационной задачи на плоскости по фазовым измерениям при движении в соответствии с моделью 2.

В результате по оси X ошибки не превышают 0.39 м и имеют СКО, равное 0.08 м, по оси Y ошибки не превышают 1.94 м и имеют СКО, равное 0.81 м. Возвращение в начальную точку оценено с ошибкой ~23 см. Кодовые измерения имеют ошибки более 5 метров и на графиках не приводятся.

Можно видеть, что ошибки, полученные с помощью натурального эксперимента для модели движения 2, значительно больше ошибок, полученных с помощью имитационного моделирования, что говорит о том, что результаты имитационного моделирования для модели многолучевости D и эксперимента в помещении расходятся, и в конкретном помещении наличие многолучевых сигналов сильнее сказывается на точности оценки позиции мобильной станции. Это означает, что в данном помещении отраженных сигналов либо больше, либо они обладают большей мощностью, либо и то, и другое.

5.4 Описание и результаты экспериментов с прототипом на испытательном полигоне

В рамках работы на испытательном полигоне был развернут прототип совмещенной системы. На рис. 5.15-5.17 показана схема и фотографии экспериментальной установки.

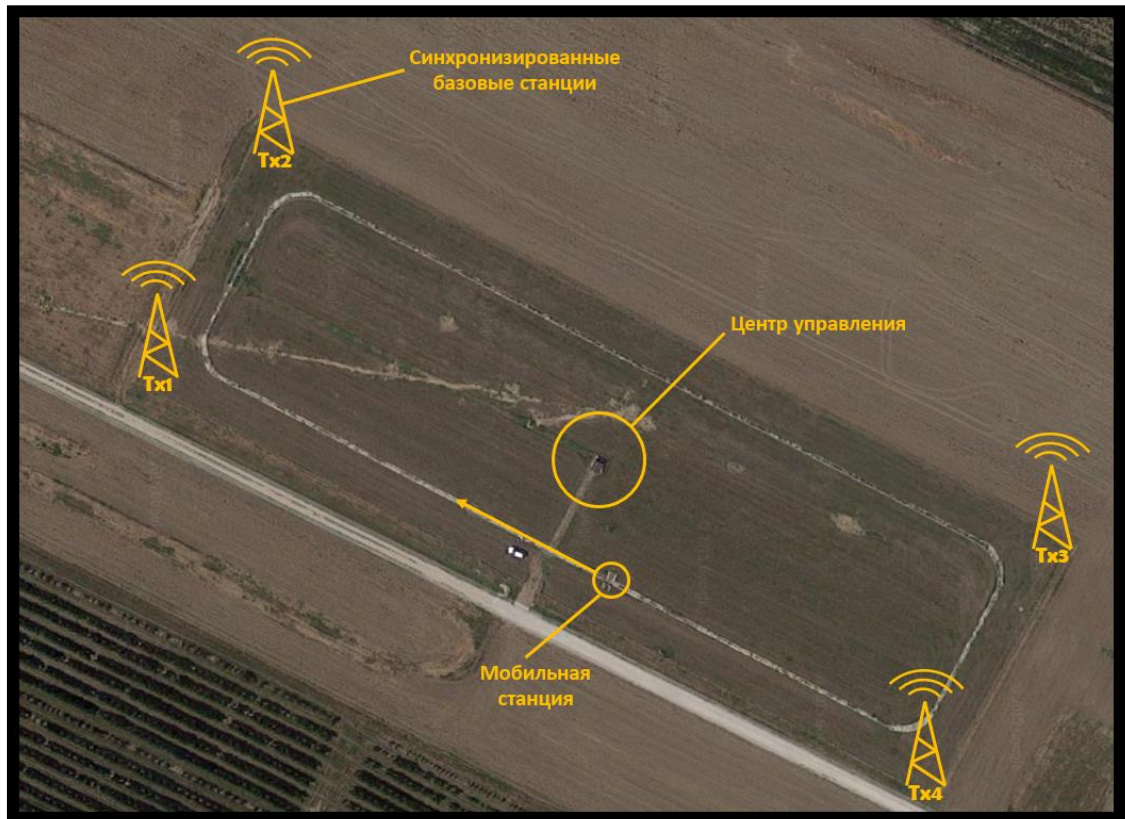


Рисунок 5.15 – Экспериментальная установка на испытательном полигоне.

На полигоне были установлены 4 синхронизированных прототипа базовых станций совмещенной системы Tx1-Tx4, управляемые из центра управления расположенного в центре полигона (Control Center). По рельсам из начальной точки движется платформа (Moving Object), на которой установлена мобильная станция совмещенной системы. В конце движения платформа возвращается в начальную точку.



Рисунок 5.16 – Фотография одного из прототипов базовых станций совмещенной системы.

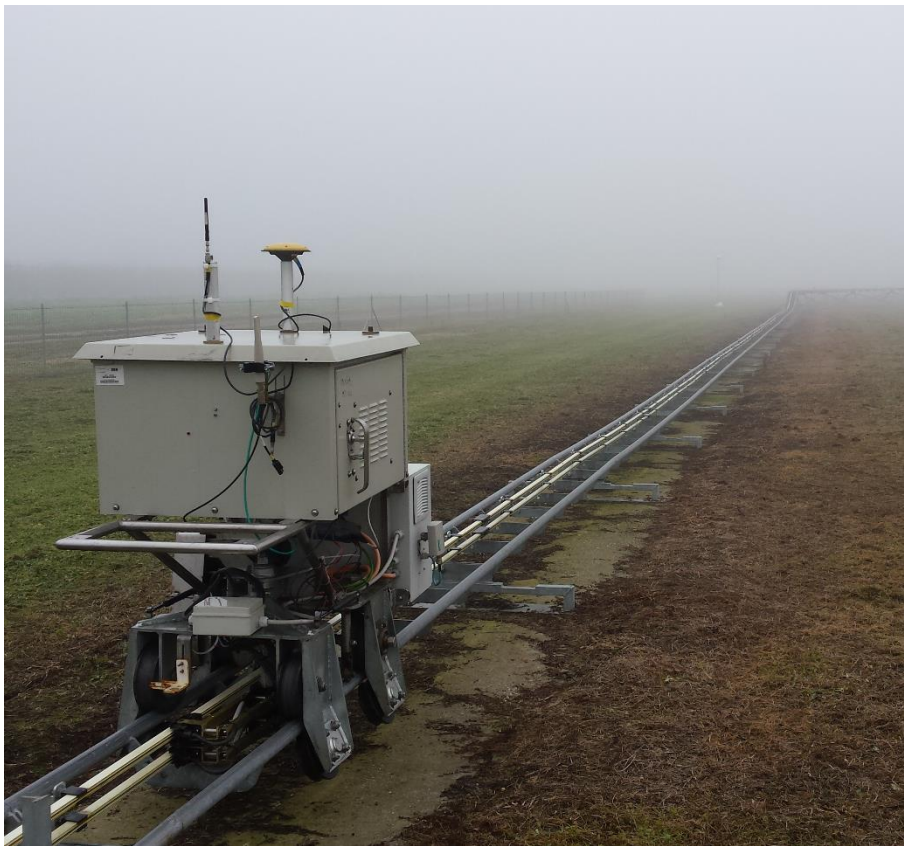


Рисунок 5.17 – Фотография движущейся платформы с навигационным приемником Topcon и прототипом мобильной станции совмещенной системы.

В рамках эксперимента платформа двигалась со скоростью 12 км/ч по рельсам полигона. В результате эксперимента были получены кодовые и фазовые измерения, по которым были вычислены соответственно оценки координат мобильной станции, а также оценка её относительного перемещения при заданной истинной начальной точке. Результат оценки координат X и Y по кодовым измерениям показан на рис. 5.18.а. На рис. 5.18.б представлен результат оценки перемещения мобильной станции относительно начальной точки по фазовым измерениям. Также на рис. 5.19 показан результат идентификации Wi-Fi сети, создаваемой ведущей базовой станцией (MSTA), который подтверждает работоспособность предложенных алгоритмов формирования и обработки сигналов для обеспечения совместимости систем. Можно также видеть работу других сетей связи, созданных стандартными точками доступа, работающих на соседних каналах ISM-диапазона.

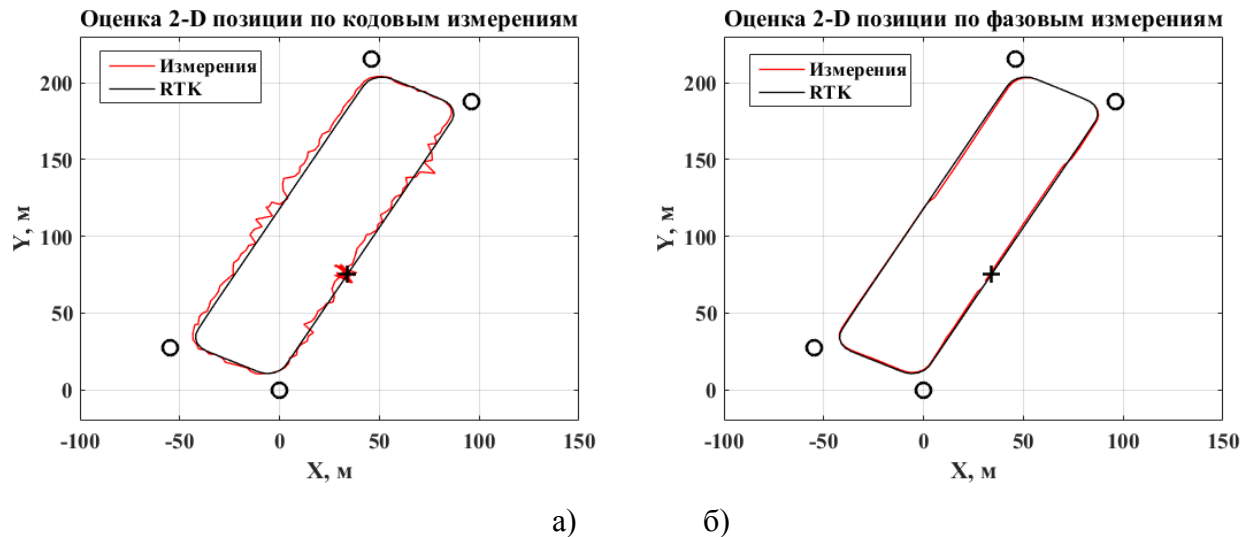


Рисунок 5.18 – Оценка координат мобильной станции по кодовым измерениям(а) и оценка перемещения мобильной станции относительно начальной точки по фазовым измерениям(б).

При оценке перемещения эталонной траекторией движения считается оценка позиции, полученная с помощью навигационного приемника Topcon методом RTK (Real Time Kinematic). На рис. 5.20 и 5.21 показаны ошибки оценки координат X и Y для кодовых и фазовых измерений соответственно. В таблице 5.2 представлены СКО и максимальные значения ошибок оценки 2-D позиции мобильной станции.

Можно видеть значительные искажения в фазовых и кодовых измерениях, которые связаны с эффектами многолучевости, а также помехами других устройств в эфире. Ошибка оценки начального положения мобильной станции по кодовым измерениям связана с большой погрешностью оценки координат базовых станций. Также в данную ошибку входит разность высот, на которых находятся базовые и мобильная станции, и ошибка синхронизации системы базовых станций.

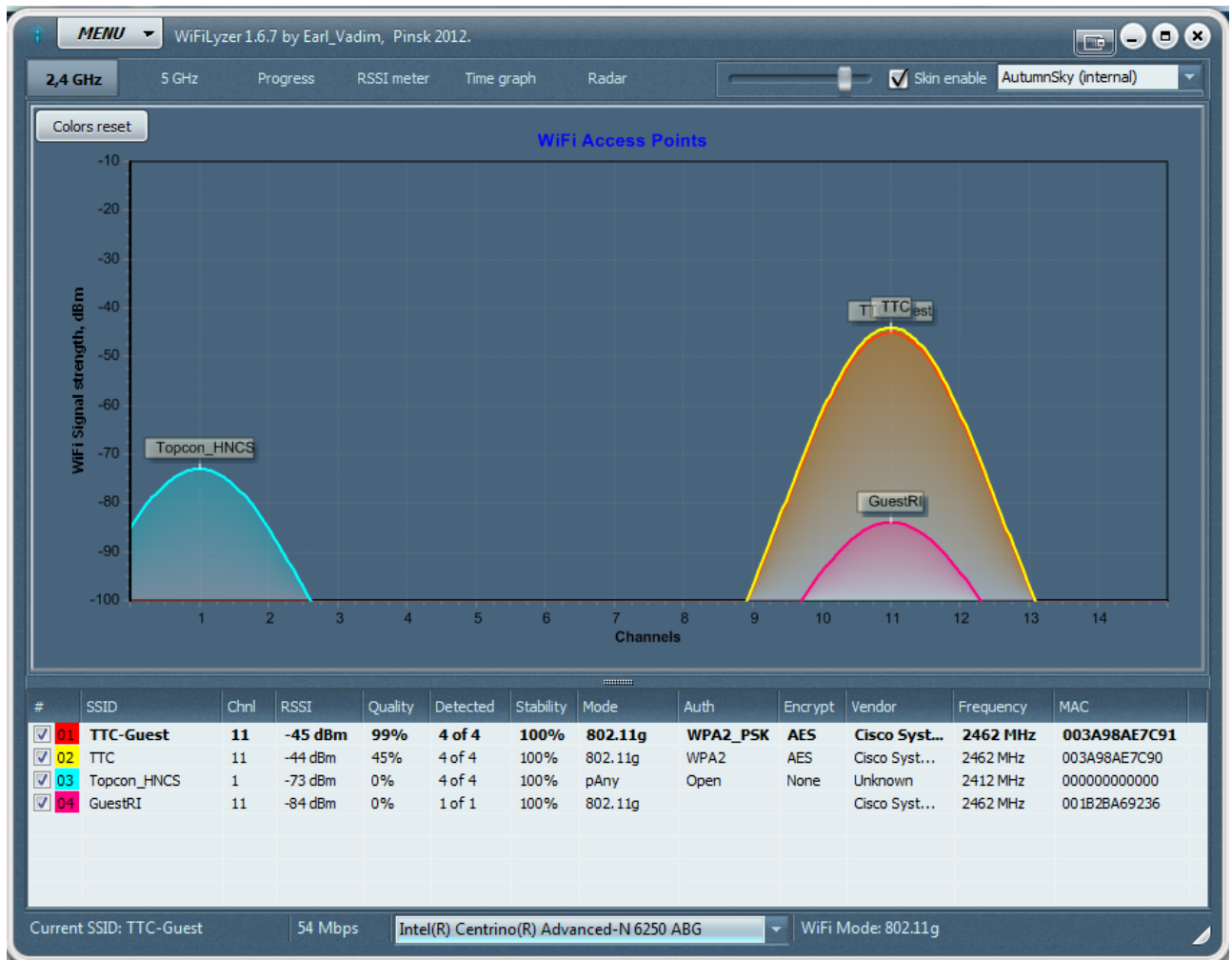


Рисунок 5.19 – Результат идентификации Wi-Fi сети Topcon_HNCS, создаваемой MSTA.



Рисунок 5.20 – Ошибка оценки 2-D позиции мобильной станции по кодовым измерениям.

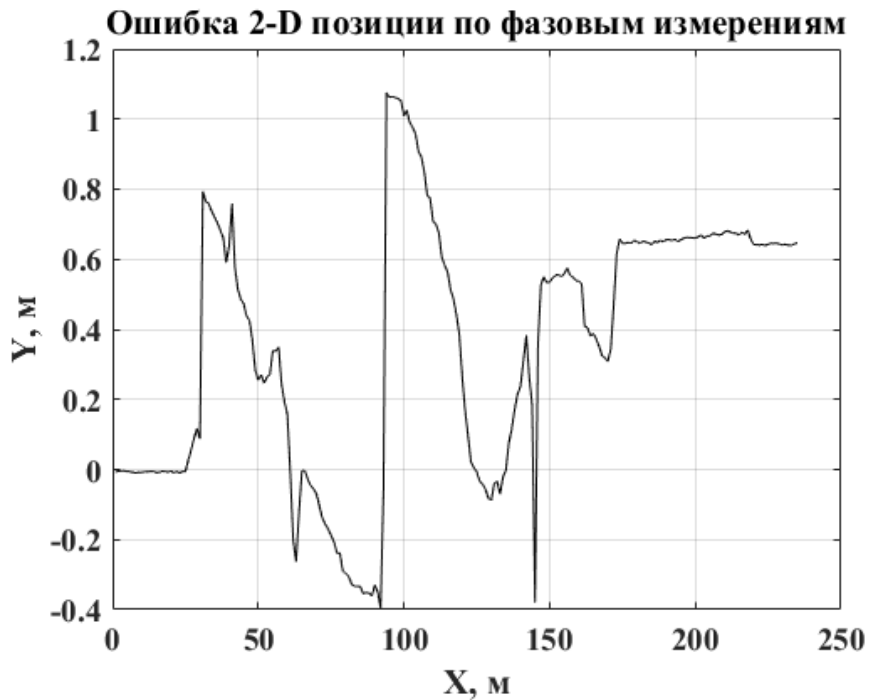


Рисунок 5.21 – Ошибка оценки 2-D позиции мобильной станции относительно начальной точки по фазовым измерениям.

Известно, что основным методом борьбы с искажениями, связанными с многолучевостью и помехами от других устройств является введение какого-либо типа избыточности [76], например, увеличение количества базовых станций, введение излучения на дополнительной несущей частоте и др. В данном случае для решения плоской навигационной задачи разностно-дальномерным методом достаточно измерений, полученных от трех базовых станций. Таким образом, при детектировании перескоков оценки фазы в измерениях, возможно исключать измерения одной из четырех базовых станций из расчета относительных координат мобильной станции. Результаты измерений для данного случая показаны на рис. 5.22. Ошибки вычисления оценки 2-D позиции показаны на рис. 5.23, а также в таблице 5.2 в сравнении с ошибками до введения избыточности.

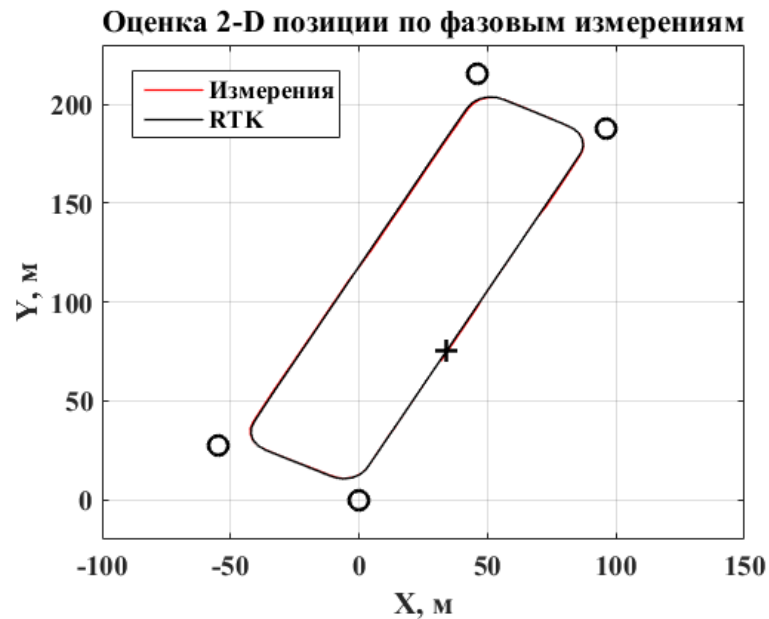


Рисунок 5.22 – Оценка перемещения мобильной станции относительно начальной точки по фазовым измерениям с использованием избыточности измерений.

Можно видеть, что исключение измерений параметров сигнала от одной из базовых станций в моменты, когда в его измерениях зафиксирован перескок фазы, позволяет уменьшить более чем вдвое ошибки оценки 2-D позиции мобильной станции, что экспериментально подтверждает возможность достижения высокой точности позиционирования в разрабатываемой системе.

Таблица 5.2 – Ошибки оценки 2-D позиции мобильной станции на плоскости.

	Кодовые измерения	Фазовые измерения	Фазовые измерения при введении избыточности	Выигрыш от введения избыточности, разы
Ошибка оценки позиции на плоскости				
СКО, м	3.5	0.51	0.14	3.64
Максимум, м	8.18	1.07	0.37	2.89

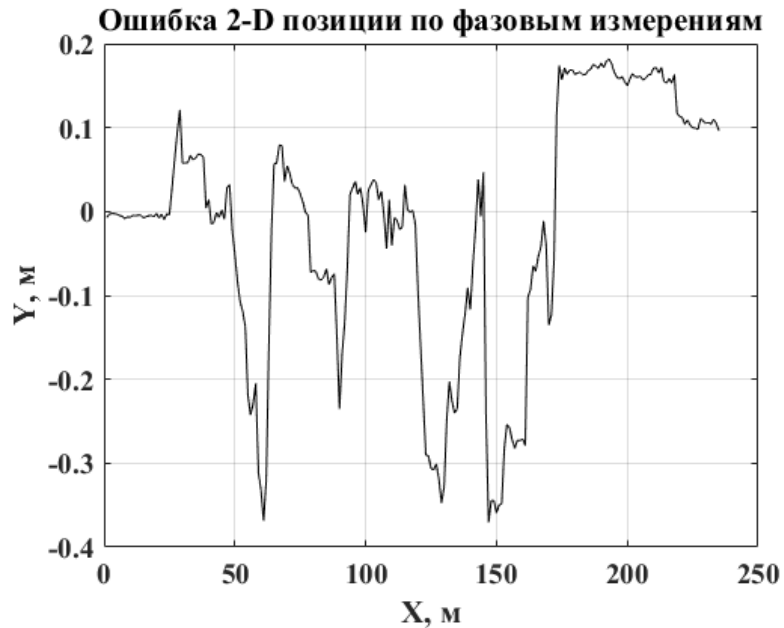


Рисунок 5.23 – Ошибка оценки 2-D позиции относительно начальной точки по фазовым измерениям с использованием избыточности измерений.

5.5 Выводы

По итогам главы можно сделать следующие выводы:

1. Разработанная на основе технологии ПОР АПС позволяет производить оценку и оптимизацию загрузки процессора общего назначения при осуществлении вычислений, входящих в реализации алгоритмов совмещенной системы с использованием технологии ПОР. По результатам данной оценки можно видеть, что данная технология и аппаратная платформа может быть использована для реализации прототипа совмещенной системы.
2. Разработанный прототип системы позволил провести экспериментальную оценку применимости моделей распространения сигналов стандарта IEEE 802.11 к моделированию совмещенной системы, которая показала, что в помещении, где проводился эксперимент, замирания в канале являются более существенными, чем в статистической модели D [53], и сильнее влияют на точность измерений мобильной станции.
3. Эксперимент с прототипом совмещенной системы на испытательном полигоне показал, что точность оценки относительного перемещения мобильной станции по измерениям фазы сигнала от трех базовых станций варьируется в диапазоне от единиц сантиметров до нескольких метров вследствие наличия многолучевости и помех в канале распространения сигнала.
4. Экспериментально подтверждено, что точность оценки относительного перемещения мобильной станции по фазовым измерениям может достигать единиц сантиметров при введении избыточности, в данном случае дополнительной базовой станции, в локальную систему местоопределения.

5. Экспериментальные исследования алгоритмов совмещенной системы, проведенные с использованием прототипа, показали работоспособность и эффективность предложенных алгоритмов формирования и обработки сигналов.

Заключение

По итогам работы можно сделать следующие заключения:

1. Сравнительный анализ существующих систем локального местоопределения, который показал:

- Среди систем локального местоопределения наибольшее распространение получили модифицированные псевдоспутниковые системы, а также системы на основе систем связи. Данные системы используют различные радиотехнические параметры сигнала: задержку, фазу, принятую мощность сигнала.

- Точность большинства рассмотренных систем лежит в диапазоне до 2-3 метров. Наиболее точными являются системы на основе сверхширокополосных сигналов, а также модифицированные псевдоспутниковые системы, точность которых лежит в диапазоне до 10-20 см.

- При реализации в системе высокоскоростного канала передачи данных, например, средствами стандарта IEEE 802.11, ошибки местоопределения в известных системах, как правило, оказываются не меньше 1-2 метров. И наоборот, если система изначально строится для достижения высокой точности местоопределения, канал передачи данных оказывается низкоскоростным или отсутствует вовсе.

- При условии работы в едином частотном диапазоне большая часть рассмотренных систем не способна сосуществовать с какими-либо другими системами, в том числе беспроводными сетями передачи информации.

- Научный и практический интерес представляет разработка системы, совместимой с широко распространенным стандартом связи IEEE 802.11, обладающей большим радиусом действия, способностью противостоять эффектам многолучевого распространения сигналов, а также имеющей высокую точность определения местоположения.

2. На основе стандарта IEEE 802.11 предложены алгоритмы совмещения информационной и навигационной подсистем, позволяющие сохранить высокую скорость передачи информации, свойственную стандарту IEEE 802.11, а также реализовать функционал системы высокоточного местоопределения.

3. Для выбранного квадратурного алгоритма совмещения проанализировано влияние навигационной и информационной составляющих друг на друга. По итогам анализа можно заключить, что данное влияние минимально и качество работы обеих подсистем, а именно точность позиционирования и вероятность битовой ошибки практически не ухудшатся.

4. Разработана математическая модель совмещенной системы, включающая модели формирования прерывистого сигнала, а также модели канала слежения за прерывистым сигналом.

5. Проанализированы характеристики имитационной модели совмещенной системы:

- Получены кривые зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум для заданных моделей офисной многолучевости для NLOS и LOS условий. Анализ показал, что при совмещении систем вероятность битовой ошибки в информационном канале не ухудшается.

- В навигационной подсистеме при наличии многолучевости с наличием прямого сигнала распространения (LOS) максимальные ошибки при кодовых измерениях по оси X не превышают 4.21 м и имеют СКО, равное 0.62 м, а по оси Y не превышают 2.79 м и имеют СКО, равное 0.44 м. Данные ошибки можно объяснить искажениями фронтов чипов кода вследствие наличия многолучевости. Максимальные ошибки при фазовых измерениях по оси X не превышают 0.29 м и имеют СКО, равное 0.1 м, а по оси Y не превышают 0.13 м и имеют СКО, равное 0.03 м. В данном случае ошибки можно объяснить наличием перескоков фазы в петле ФАП, возникающих вследствие многолучевости. А поскольку оценивается относительное перемещение – конечная оценка положения мобильной станции будет содержать все ошибки, которые возникли по ходу движения.

6. Проведенный сравнительный анализ алгоритмов оценки текущего отношения сигнал/шум при использовании квадратурных компонент сигнала показал, что:

- Все рассмотренные соотношения имеют систематические ошибки вычисления оценки при отношении сигнал/шум менее 10 дБ;

- Минимальный уровень ошибок при таких значениях сигнал/шум удается достичь с помощью соотношения (2.31);

- Можно выделить алгоритмы, эффективно работающие при наличии систематической ошибки оценки фазы, а также алгоритмы, работоспособные только при нулевой систематической ошибке оценки фазы;

- При систематической ошибке оценки фазы до $\pi/8$ лучшие результаты показывают выражения (2) и (4);

- Рассмотренные выражения для оценки отношения сигнал-шум, основанные на оценке длин векторов, являются устойчивыми к наличию систематической ошибки оценки фазы, однако, они дают наибольшее, из рассмотренных алгоритмов, значение ошибки при уменьшении отношения сигнал/шум ниже 10 дБ.

7. По результатам сравнительного анализа и имитационного моделирования различных алгоритмов построения ЦСЧ для использования в ССЗ. По результатам моделирования можно заключить:

- В сравнении со схемой построения ЦСЧ на НС, введение двустороннего диттера в фазу ЦСЧ позволяет подавить низкочастотные составляющие спектра компоненты dI на ~22дБ. При введении одностороннего диттера подавление возрастает до ~49дБ. При построении ЦСЧ на НС с СПИ подавление низкочастотных составляющих составляет ~52дБ. При этом характеристики подавления различных схем построения ЦСЧ не зависят от структуры используемой ПСП.

- Схема построения ЦСЧ на НС с СПИ в рассматриваемых условиях оказывается наиболее эффективной для подавления низкочастотных составляющих в спектре компоненты dI и минимизации эффектов дискретности и может быть рекомендована для использования при реализации петель слежения навигационных приемников.

8. Разработанная на основе технологии ПОР АПС позволяет производить оценку загрузки процессора общего назначения при осуществлении вычислений, входящих в реализации алгоритмов совмещенной системы с использованием технологии ПОР. По результатам данной оценки можно видеть, что данная технология и аппаратная платформа может быть использована для реализации прототипа совмещенной системы.

9. Разработанный прототип системы позволил провести экспериментальную оценку применимости моделей распространения сигналов стандарта IEEE 802.11 к моделированию совмещенной системы, которая показала, что в помещении, где проводился эксперимент, замирания в канале являются более существенными, чем в статистической модели D распространения сигналов систем связи, разработанной ETSI [53], и сильнее влияют на точность измерений мобильной станции.

10. Эксперимент с прототипом совмещенной системы на испытательном полигоне показал, что точность оценки относительного перемещения мобильной станции по измерениям фазы сигналов от трех базовых станций варьируется в диапазоне от единиц сантиметров до нескольких метров вследствие наличия многолучевости и помех в канале распространения сигнала.

11. Экспериментально подтверждено, что точность оценки относительного перемещения мобильной станции по фазовым измерениям может достигать единиц сантиметров при введении избыточности, в данном случае дополнительной базовой станции, в локальную систему местоопределения.

12. Экспериментальные исследования алгоритмов совмещенной системы, проведенные с использованием прототипа, показали работоспособность и эффективность предложенных алгоритмов формирования и обработки сигналов.

Список сокращений и условных обозначений

- АБГШ – Аддитивный Белый Гауссов Шум
АКФ – Автокорреляционная Функция
АПС – Аппаратно-Программная Среда
АЦП – Аналого-Цифровой Преобразователь
ВКФ – Взаимная Корреляционная Функция
ГНСС – Глобальная Навигационная Спутниковая Система
ЗБИС – Заказная Большая Интегральная Схема
ЗР – Закон Распределения
ИХ – Импульсная Характеристика
КС – Корреляционный Сигнал
НМО – Нормированное Математическое Ожидание
НС – Накопительный Сумматор
НСКО – Нормированное Среднеквадратическое Отклонение
ОФМн-2 – Бинарная Относительная (дифференциальная) Фазовая Манипуляция
ОФМн-4 – Квадратурная Относительная Фазовая Манипуляция
СФ – Согласованный Фильтр
ПЛИС – Программируемая Логическая Интегральная Схема
ПО – Программное Обеспечение
ПОР – Программно-Определяемое Радио
ПСП – Псевдо Случайная Последовательность
СВЧ – Сверх Высокие Частоты
СКО - Среднеквадратическое Отклонение
СПИ – Сложение Поточков Импульсов
ССЗ – Система Слежения за Задержкой
СФС – Система Фазовой Синхронизации
ФАП – Фазовая Автоподстройка
ФМн-2 – Бинарная Фазовая Манипуляция
ЦАП – Цифро-Аналоговый Преобразователь
ЦСП – Цифровой Сигнальный Процессор
ЦСЧ – Цифровой Синтезатор Частоты
- АСК - Acknowledgment
AoA – Angle of Arrival

AoD – Angle of Departure
BER – Bit Error Rate
BPSK – Binary Phase Shift Keying
CCD – Charge Couple Device
CFP – Contention-Free Period
CRC – Cyclic Redundancy Code
CTS – Confirm To Send
DBPSK – Differential BPSK
DDC – Digital Down Converter
DLL – Delay Locked Loop
DoA – Direction of Arrival
DQPSK – Differential Quadrature Phase Shift Keying
DUC – Digital Up Converter
ETSI – European Telecommunications Standards Institute
GPS – Global Positioning System
HCF – Hybrid Coordination Function
HDL – Hardware Description Language
IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers
IR - Infrared
ISM – Industrial, Scientific, Medical
LOS – Line-of-Sight
MAC – Media Access Control
MDL – Minimum Descriptive Length
MP – Matrix Pencil
MPDU – MAC Processing Data Unit
NCO – Numerically Controlled Oscillator
NLOS – Non-Line-of-Sight
OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PLCP – Physical Layer Convergence Procedure
PLL – Phase Locked Loop
PPDU – PLCP Pr
QAM – Quadrature
QoS – Quality of Service
RFID – Radio Frequency Identification
RISC – Reduced Instruction Set Computer

SLAM – Simultaneous Localization and Mapping

RToF – Round-trip Time of Flight

RTS – Request to Send

SDR – Software-Defined Radio

SFD – Start Frame Delimiter

SNR – Signal-to-Noise Ratio

TDoA – Time Difference of Arrival

ToA – Time of Arrival

USRP – Universal Software Radio Peripheral

UHD – Universal Hardware Driver

WLAN – Wireless Local Area Network

Список литературы

1. Бакулев П.А., Сосновский А.А. Радионавигационные системы. Учебник для вузов. Изд-е 2-е, 2011. - 272 стр.
2. Перов А.И., Харисов В.Н., «ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования», Издательство «Радиотехника» Москва, 2010, 688 стр.
3. Сайбель А.Г., Основы радиолокации, М.: Сов. Радио, 1961, 384 стр.
4. Шахтарин Б.И., Сизых В.В., Сидоркина Ю.А., Андрианов И.М., Калашников К.С., Синхронизация в радиосвязи и радионавигации: Учебное пособие для вузов, Москва, Издательство: Горячая линия – Телеком, 2011, 278 стр.
5. Шахтарин Б.И., Синтезаторы частот: Учебное пособие, Москва, Издательство: Горячая линия – Телеком, 2007, 128 стр.
6. Жодзишский М.И., Мазепа Р.Б., Овсянников Е.П. и др. Цифровые радиоприёмные системы: Справочник // под ред. М.И. Жодзишского. М.: Радио и связь, 1990. - 208 с.
7. Левин Б.Р., Теоретические основы статистической радиотехники, М.: Радио и связь, 1989, 656 стр.
8. Борискин А.Д., Вейцель А.В., Вейцель В.А., М.И. Жодзишский, Милютин Д.С., Аппаратура высокоточного позиционирования по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем: приемники-потребители навигационной информации, М.: МАИ-ПРИНТ, 2010, 292 стр.
9. Сосулин Ю.Г., Теоретические основы радиолокации и радионавигации: учеб. пособие для вузов, М.: Радио и связь, 1992, 304 стр.
10. Советов Б.Я., Яковлев С.А., Моделирование систем: учебник для вузов, 3-е издание, М.: Высшая школа, 2001 – 343 стр.
11. Гоноровский И.С., Радиотехнические цепи и сигналы: 4 изд., перераб. и доп., М.: Радио и связь, 1986, 512 стр.
12. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е издание.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. -1104 с.: ил.
13. Власов. И.Б., Глобальные навигационные спутниковые системы, Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, 2008, 184 стр.
14. Мазепа Р.Б., Радиосистемы и сети передачи информации, Издательство МАИ, Москва, 2002, 568 стр.
15. Nissanka V. P., Chakraborty A., and Balakrishnan H., The Cricket location-support system, 6th ACM International Conference on Mobile Computing and Networking (ACM MOBICOM), Boston, MA, August, 2000, p. 32–43.

16. Nissanka B. P., "The Cricket Indoor Location System". Ph. D thesis, Massachusetts Institute of Technology, Dept. of Electrical Engineering and Computer Science, 2005, 199 p.
17. Tadlys Wireless Communications Ltd., (Корпоративный сайт), URL: http://www.tadlys.co.il/pages/Product_content.asp?iGlobalId=2 (дата обращения: 15.04.2016).
18. Durrant-Whyte H. and Bailey T., Simultaneous Localisation and Mapping (SLAM): Part I, IEEE Robotics & Automation Magazine, June 2006, p. 99–108.
19. Durrant-Whyte H. and Bailey T., Simultaneous Localisation and Mapping (SLAM): Part II, IEEE Robotics & Automation Magazine, September 2006, p. 108–117.
20. Cybernet Interactive, Firefly Motion Capture System, (Корпоративный сайт), URL: <http://www.cybernet.com/interactive/firefly/index.html> (дата обращения: 15.04.2016).
21. Decawave Ltd., (Корпоративный сайт), URL: <http://www.decawave.com/> (дата обращения: 15.04.2016).
22. AICON 3D Systems GmbH – Part of Hexagon, (Корпоративный сайт), URL: <http://aicon3d.com/> (дата обращения: 15.04.2016).
23. ZIH Corp., (Корпоративный сайт), URL: <http://www.zebra.com/> (дата обращения: 15.04.2016).
24. Mindflux (Jasandre Pty. Ltd.), (Корпоративный сайт), URL: <http://www.mindflux.com.au/> (дата обращения: 15.04.2016).
25. Mandal A., Lopes C. V., Givargis T., Haghighat A., Jurdak R., Baldi P., Beep: 3D Indoor Positioning Using Audible Sound, IEEE Consumer Communications and Networking Conference, 3-6 Jan. 2005, p. 348-353.
26. Gu Y., Lo A., Niemegeers I., A Survey of Indoor Positioning Systems for Wireless Personal Networks, IEEE Communications Surveys & Tutorials (Volume 11, Number 1), 2009, p. 13-32.
27. Keng D., Koo S. G. M., Comparing European and American Spatial Standards for Internet of Things, IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics, October 5-8, 2014, San Diego, CA, USA, p. 983-987.
28. Habbecke, M. and Kobbelt, L., Laser brush: a flexible device for 3D reconstruction of indoor scenes, Symposium on Solid and Physical Modeling, New York, USA, June 2-4, 2008, pp. 231-239.
29. Mautz R., Tilch S., Survey of Optical Indoor Positioning Systems, IEEE International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, 21-23 September 2011, p. 1-7.
30. Barnes J., Rizos C., Wang J., Small D., Voight G., Gambale N., LocataNet: Intelligent time-synchronised pseudolite transceivers for cm-level stand-alone positioning, Nav World Congress, Berlin, October, 2003, 18 p.
31. Exel R., Mad J., Gaderer G., Loschmidt P., A Novel, High-Precision Timestamping Platform for Wireless Networks, IEEE Conference on Emerging Technologies & Factory Automation, Mallorca, 22-25 September 2009, p. 1-8.

32. Exel R., Gaderer G., Loschmidt P., Localisation of Wireless LAN Nodes using Accurate TDoA Measurements, IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Sydney, 18-21 April 2010, p. 1-6.
33. Exel R., Carrier-based ranging in IEEE 802.11 wireless local area networks., IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Shanghai, 7-10 April 2013, p. 1073-1078.
34. Exel R., Bigler T., ToA Ranging using Subsample Peak Estimation and Equalizer-based Multipath Reduction, IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Istanbul, 6-9 April, 2014, p. 2964-2969.
35. Gaber A., Omar A., Sub-Nanosecond Accuracy of TDOA Estimation using Matrix Pencil Algorithms and IEEE 802.11, IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems, Paris, 28-31 April 2012, p. 646-650.
36. Gaber A., Omar A., A Study of TDOA Estimation Using Matrix Pencil Algorithms and IEEE 802.11ac, IEEE Ubiquitous Positioning, Indoor Navigation and Location Based Service, Helsinki, 3-4 October 2012, p. 1-8.
37. Gaber A., Omar A., Recent Results of High-Resolution Wireless Indoor Positioning Based on IEEE 802.11ac, IEEE Radio and Wireless Symposium, Newport Beach, CA, 19-23 January 2014, p. 142-144.
38. Pahlavan K., Li X., and Makela J., Indoor geolocation science and technology, IEEE Communications Magazine (volume 40, number 2), February 2002, p. 112–118.
39. Fang B., Simple solution for hyperbolic and related position fixes, IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems (volume 26, number 5), September 1990, p. 748–753.
40. Kanaan M. and Pahlavan K., A comparison of wireless geolocation algorithms in the indoor environment, in Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC, 2004, vol. 1, p. 177–182.
41. Teuber A. and Eissfeller B., A two-stage fuzzy logic approach for wireless LAN indoor positioning, in Proc. IEEE/ION Position Location Navigation Symposium, April. 2006, vol. 4, pp. 730–738.
42. Kossel M., Benedickter H. R., Peter R., and Bachtold W., Microwave backscatter modulation systems, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Boston, USA, Jun. 2000, vol. 3, p. 1427–1430.
43. Gunther A. and Hoene C., Measuring round trip times to determine the distance between WLAN nodes, Proceedings of 4th IFIP-TC6 International Conference on Networking Technologies, Waterloo, ON, Canada, May 2005, pp. 768–779
44. Van Veen B. D. and Buckley K. M., Beamforming: A versatile approach to spatial filtering, IEEE ASSP Magazine (volume 5, number 2), April 1988, p. 4–24.
45. Stoica P. and Moses R. L., Introduction to Spectral Analysis. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1997, 319 p.

46. Ottersten B., Viberg M., Stoica P., and Nehorai A., Exact and large sample ML techniques for parameter estimation and detection in array processing, in Radar Array Processing, S. S. Haykin, J. Litva, and T. J. Shepherd, Eds. New York: Springer-Verlag, 1993, p. 99–151.
47. Peterson B. B., Kmiecik C., Hartnett R., Thompson P. M., Mendoza J., and Nguyen H., Spread spectrum indoor geolocation, *Journal of the Institute of Navigation* (volume 45, number 2), 1998, p. 97–102.
48. Li X., Pahlavan K., Latva-aho M., and Ylianttila M., Comparison of indoor geolocation methods in DSSS and OFDM wireless LAN, *Proceedings of 52nd IEEE Vehicular Technology Conference*, Boston, MA, Sep. 2000, vol. 6, p. 3015–3020.
49. Correal N. S., Kyperountas S., Shi Q., and Welborn M., An UWB relative location system, *Proceedings of IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, Nov. 2003, p. 394–397.
50. Liu H., Darabi H., Banerjee P., Liu J., Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics - Part C: Applications and Reviews* (volume 37, number 6), November 2007, p. 1067-1080.
51. Figueiras J., Frattasi S., *Mobile Positioning and Tracking: From Conventional to Cooperative Techniques*, John Wiley & Sons Ltd, 2010, 298 p.
52. IEEE Standards Association, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, New York, 2012, 2793 p.
53. Ericsson Radio Systems AB., Document 3ERI085B, Medbo J., Schramm P., Channel Models for HIPERLAN/2 in Different Indoor Scenarios, 30 March 1998, 8 p.
54. Karande S., Khayam S. A., Krappel M., Radha H., Analysis and modelling of errors at the 802.11b link layer, *IEEE International Conference on Multimedia & Expo (ICME)*, 2003, vol. 1, p. 673-680.
55. Borgo M., Zanella A., Bisaglia P., Merlin S., Analysis of the hidden terminal effect in multi-rate IEEE 802.11b networks, *Proceedings of WPMC04*, 12-15 sept. 2004 Abano Terme (Padova), Italy, 5 p.
56. Khayam S. A., Karande S., Radha H., Loguinov D., Performance analysis and modeling of errors and losses over 802.11b LANs for high-bit-rate real-time multimedia, *Journal of Signal Processing: Image Communication* (volume 18, number 7), August 2003, p. 575-595.
57. Angrisani L., Bertocco M., Fortin D., Sona A., Experimental Study of Coexistence Issues Between IEEE 802.11b and IEEE 802.15.4 Wireless Networks, *IEEE Transactions On Instrumentation And Measurement* (volume 57, number 8), August 2008, p. 1514-1523.
58. Pomalaza-Raez C.A., McGillem C.D., Digital Phase-Locked Loop Behavior with Clock and Sampler Quantization, *IEEE Transactions On Communications* (volume. com-33, number 8), August 1985, p. 753-759.

59. Teplinsky A., Feely O., Rogers A., Phase-Jitter Dynamics of Digital Phase-Locked Loops, *IEEE Transactions On Circuits And Systems-I: Fundamental Theory And Applications* (volume 46, number 5), May 1999, p. 545-558.
60. Tierney J., Rader C.M., Gold B., A Digital Frequency Synthesizer, *IEEE Transactions On Audio And Electroacoustics* (volume AU-19, number 1), March 1971, p. 48-57.
61. Wannamaker R.A. The Theory of Dithered Quantization, Ph.D. thesis, University of Waterloo, Canada, 2003, 223 p.
62. Gardner F.M., Frequency Granularity in Digital Phaselock Loops, *IEEE Transactions On Communications* (volume 44, number 6), JUNE 1996, p. 749-758.
63. Rizos C., Roberts G., Barnes J., Gambale N., Experimental results of Locata: A high accuracy indoor positioning system, *International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation*, Zurich, 15-17 September 2010, p. 1-7.
64. Patcher M., Amt J., Raquet J., Accurate positioning using a planar pseudolite array, *IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium*, Monterey, CA, 5-8 May 2008, p. 433-440.
65. Pauluzzi D. R., Beaulieu N. C., A comparison of SNR estimation techniques for the AWGN channel, *IEEE Transactions on Communications* (volume 48, number 10), October 2000, p. 1681-1691.
66. Harris F., Dick C., SNR estimation techniques for low SNR signals, *15th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, Taipei, Taiwan, 2012, p. 276-280.
67. Benedict T. R., Soong T.T., The Joint Estimation of Signal and Noise from the Sum Envelope, *IEEE Transactions on Information Theory* (volume IT-13, number 3), July 1967, p. 447-454.
68. Matzner R., Englberger F., An SNR Estimation Algorithm Using Fourth-Order Moments, *Institute for Commun. Engineering ET3, Federal Armed Forces University Munich*, 85577 Neubiberg, Germany, IEEE, 1994, p. 119.
69. Trachanas I., Fliege N.J., A Novel Phase Based SNR Estimation Method for Constant Modulus Constellations, *3rd International Symposium on Communications, Control and Signal Processing*, 2008, ISCCSP 2008, 12-14 March, p. 1179-1183.
70. Ijaz A., Awoseyila A.B., Evans B.G., Improved SNR estimation for BPSK and QPSK signals, *30th Electronic Letters* (volume 45, number 16.), July 2009, p. 858-859.
71. Wiesel A., Goldberg J., Messer H., Data-aided signal-to-noise-ratio estimation in time selective fading channels, *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, 2002, Orlando, FL, USA, p. III-2197 – III-2200.
72. Gaber A., Prcanovic S., Omar A., High-Resolution Indoor Positioning System using SDR Modules, *Chair of Microwave and Communication Engineering, the University of Magdeburg, Germany*, IEEE, 2015, p. 209-212.

- 73.** Gaber A., Omar A., A Study of Wireless Indoor Positioning based on Joint TDOA and DOA Estimation Using 2-D Matrix Pencil Algorithms and IEEE 802.11ac, IEEE Transactions On Communications, December 2015, p. 2440-2454.
- 74.** Jiang W., Li Y., Rizos C., Barnes J., Using Locata and INS for Indoor Positioning, International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, 13-15th November 2012, 5 p.
- 75.** Khan F.A., Locata Positioning System Performance Evaluation and Improvement in the Presence of RF Interference, Ph.D. thesis, School of Surveying & Spatial Information Systems The University of New South Wales, Australia, 2011, 163 p.
- 76.** Barnes J., Rizos C., Kanli M., Pahwa A., A Positioning Technology for Classically Difficult GNSS Environments from Locata, Proceedings of IEEE/ION PLANS, Loews Coronado Resort Hotel San Diego, CA, April 25 - 27, 2006, p. 715-721.
- 77.** Barnes J., Rizos C., Wang J., Locata: the positioning technology of the future?, The 6th International Symposium on Satellite Navigation Technology Including Mobile Positioning & Location Services Melbourne, Australia 22–25 July 2003, 15 p.
- 78.** Jiang W., Li Y., Rizos C., On-the-fly Locata/inertial navigation system integration for precise maritime application, Measurement Science And Technology, IOP Publishing Ltd, 10 September 2013. 12 p.
- 79.** Rizos C., Locata: A Positioning System for Indoor and Outdoor Applications Where GNSS Does Not Work, Proceedings of the 18th Association of Public Authority Conference, Canberra, 12-14 March 2013, p. 73-83.
- 80.** Bürki, B., Guillaume, S., Sorber, P. and Oesch, H., DAEDALUS: A Versatile Usable Digital Clip-on Measuring System for Total Stations, Proceedings of IPIN 2010, ETH Zurich, Switzerland, pp. 32-41.
- 81.** IEEE Standard for Information technology 802.15.4, IEEE Computer Society, New York, USA, 2003, 679 p.
- 82.** Cheong J.W., Wei X., Politi N., Dempster A.G., Rizos C., Characterising the Signal Structure of Locata's Pseudolite-based Positioning System, International Global Navigation Satellite Systems Society Symposium, Australia, 1-3 December 2009, p. 1-11.
- 83.** Abidi A.A., The Path to the Software-Defined Radio Receiver, IEEE Journal of Solid-State Circuits (volume: 42, issue: 5), 2005, USA, p. 954-966.
- 84.** Forschungszentrum Telekommunikation Wien Donaueystrasse, Technical Report FTW-TR-2008-002, Danilo V., Open Source Software-Defined Radio: A survey on GNUradio and its applications, Austria, August 2008, 9 p.
- 85.** Friedrich K. J., Software-Defined Radio – Basics and Evolution to Cognitive Radio, EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, number 3, Germany, 2005, p. 275-283.

- 86.** Серкин Ф.Б. «Анализ особенностей использования аппаратно-программных средств USRP при исследовании беспроводных средств USRP при исследовании беспроводных систем передачи информации» // Журнал «Информационно-измерительные и управляющие системы» № 1, Издательство «Радиотехника», Москва, 2014, стр. 63-67
- 87.** Серкин Ф.Б., Важенин Н.А., Вейцель В.В. Сравнительный анализ алгоритмов оценки отношения сигнал-шум на основе квадратурных компонент принимаемого сигнала, Электронный журнал «Труды МАИ» №83, Издательство МАИ, Москва, 2015, 24 стр., URL: http://www.mai.ru/upload/iblock/c80/serkin_vazhenin_veytsel_rus.pdf.
- 88.** Серкин Ф.Б., Исследование эффектов квантования частоты в двухуровневых цифровых синтезаторах частоты, Журнал «Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия «Естественные и технические науки» №2, Издательство «Научные технологии», Москва, 2016, стр. 29-36.
- 89.** Серкин Ф.Б., Важенин Н.А., Вейцель А.В., Анализ характеристик прототипа локальной системы местоопределения, Электронный журнал «Труды МАИ» №86, Издательство МАИ, Москва, 2016, 22 стр., URL: http://www.mai.ru/upload/iblock/7ce/serkin_vazhenin_veytsel_rus.pdf.
- 90.** Серкин Ф.Б. «Анализ особенностей аппаратно-программных средств USRP при исследовании беспроводных систем передачи информации» // Сборник тезисов докладов Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике 2013», Издательство МАИ, Москва, 2013, стр. 260.
- 91.** Serkin F.B., Vazhenin N.A. «USRP platform for communication systems research» // IEEE Xplore Digital Library, 15th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), Cartagena, Spain, 2013, 4 p., DOI: 10.1109/ICTON.2013.6602738.
- 92.** Серкин Ф.Б., Вейцель А.В., Важенин Н.А. «Анализ аппаратно-программных методов формирования сигналов для ГНСС» // Сборник тезисов докладов 18-ой Международная научная конференция «Системный анализ, управление и навигация», Евпатория, Крым, 2013, стр. 96-97.
- 93.** Серкин Ф.Б. «Исследование корреляционных свойств и особенности приема сигналов стандарта IEEE 802.11b» // Тезисы докладов 12-ой Международной конференции «АВИАЦИЯ И КОСМОНАВТИКА – 2013», Издательство МАИ, Москва, 2013, стр. 504-505.
- 94.** Серкин Ф.Б. «Анализ функционирования систем фазовой и символьной синхронизации с использованием гибридной аппаратно-программной среды проектирования» // Тезисы докладов 13-ой Международной конференции «АВИАЦИЯ И КОСМОНАВТИКА – 2014», Издательство МАИ, Москва, 2014, стр. 433-435.
- 95.** Серкин Ф.Б., Вейцель А.В., Важенин Н.А. «Анализ характеристик прототипа навигационной системы на основе программно-определяемого радио» // Сборник тезисов докладов 20-ой

Международная научная конференция «Системный анализ, управление и навигация», Евпатория, Крым, 2015, стр. 211-212.

96. Серкин Ф.Б. «Разработка и исследование характеристик системы позиционирования с интегрированным каналом передачи данных» // Тезисы докладов 14-ой Международной конференции «АВИАЦИЯ И КОСМОНАВТИКА – 2015», Издательство МАИ, Москва, 2015, стр. 460-462.

97. Khan A.F., Rizos C., Dempster A.G., Novel Time-Sharing Scheme for Virtual Elimination of Locata-WiFi Interference Effects, Proceedings of International Symposium on GPS/GNSS, Yokohama, Japan, 2008, 5 p..

98. Khan A.F., Rizos C., Dempster A.G., Locata Performance in the Presence of WiFi Interference: Test Results, 21st Technical Meeting of the Satellite Division of the U.S. Institute of Navigation, Savannah, USA, 2008, 6 p..