

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ТУЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



НГУЕН СУАН ЧЫОНГ

**Метод синхронизации приёмно-передающих блоков спутниковой
информационно-измерительной и управляющей системы мониторинга
земной поверхности**

Специальность 2.2.11. Информационно-измерительные
и управляющие системы

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
К. Т. Н., доцент
Овчинников А. В.

Тула 2023

ОГЛАВЛЕНИЕ

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	5
ВВЕДЕНИЕ	6
ГЛАВА 1. обзор области применения системы синхронизации генераторов, разнесённых в пространстве	13
1.1. Назначение и важность использования систем синхронизации генераторов для спутниковой информационно-измерительной и управляющей системы мониторинга земной поверхности.	13
1.2. Анализ источников фазовых искажений сигнала при интерферометрическом радионаблюдении	17
1.3. Требования к системе синхронизации генераторов, существующие системы, обзор работ по теме исследования.....	22
1.4. Выводы по первой главе	26
ГЛАВА 2. Математическое описание процессов синхронизации разнесённых генераторов, анализ простых систем синхронизации	27
2.1. Причины неустойчивости частоты и фазы генераторов и их математическое описание.....	27
2.1.1 Причины неустойчивости частоты и фазы генераторов.....	27
2.1.2 Статистическое описание помехи, сигнала и их смеси	28
2.2. Методы оптимального измерения фазы радиотехнического сигнала.....	33
2.2.1 Постановка задача.....	33
2.2.2 Основные методы измерения разности фаз	34
2.2.3 Описание метода оптимального измерения фазы	39
2.3. Математическая модель синхронизации.....	46

2.4. Анализ характеристик основных схем синхронизации	51
2.4.1 Одночастотная схема.....	51
2.4.2 Двухчастотная схема синхронизации	53
2.5. Вывод по главе 2	59
ГЛАВА 3. Разработка методов синхронизации частоты и фазы разнесённых генераторов	60
3.1. Разработка метода синхронизации с амплитудно- модулированным сигналом.....	60
3.2. Синхронизации генераторов с ЛЧМ сигналом.....	62
3.2.1 Характеристики радиоимпульса с линейной частотной модуляцией	64
3.2.2 Оценки обнаружения ЛЧМ сигнала в качестве синхронизационного сигнала.....	67
3.3. Анализ характеристик антенной системы на синхронизацию разнесённых приёмо-передатчиков.....	70
3.4. Вывод по главе 3	78
ГЛАВА 4. разработка алгоритмов и структурных схем системы фазовой синхронизации, Моделирование и оценка характеристик разработанных систем	79
4.1. Разработка алгоритма и структурной схемы системы фазовой синхронизации с амплитудно-манипулированным сигналом.....	79
4.2. Разработка алгоритма и структурной схемы системы фазовой синхронизации зондирующим ЛЧМ сигналом.....	82
4.3. Разработка алгоритмов синхронизации космических аппаратов	84
4.4. Имитационные моделирование работы схемы синхронизации..	92
4.4.1 Имитационные моделирование работы схемы ФАПЧ	93

4.4.2 Имитационные моделирование работы одночастотной схемы синхронизации.....	96
4.4.3 Имитационные моделирование работы двухчастотной схемы синхронизации.....	100
4.4.4 Имитационные моделирование работы схемы синхронизации с амплитудно-модулированным сигналом	102
4.4.5 Имитационные моделирование работы схемы синхронизации с ЛЧМ сигналом	104
4.5. Вывод по главе 4.....	107
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	109
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	111
ПРИЛОЖЕНИЕ 1.....	121
ПРИЛОЖЕНИЕ 2.....	122
ПРИЛОЖЕНИЕ 3.....	124

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АМ	Амплитудная модуляция
АКФ	Автокорреляционная функция
АЦП	Аналого-цифровой преобразователь
БПФ	Быстрое преобразование Фурье
БРСА	Бистатистический радиолокатор с синтезированной апертурой
ВКФ	Взаимная корреляционная функция
ГВБЧ	Генератор верхней боковых частот
ГНБЧ	Генератор нижней боковых частот
ГНСС	Глобальная навигационная спутниковая система
ГУН	Генератор, управляемый напряжением
ДН	Диаграмма направленности
ДЗЗ	Дистанционное зондирование Земли
КА	Космический аппарат
КПД	Коэффициент полезного действия
ЛЧМ	Линейная частотная модуляция
ФАР	Фазированная антенная решётка
ФАПЧ	Фазовая автоподстройка частоты
ФД	Фазовый детектор
ФНЧ	Фильтр низкой частоты
ЦКА	Центральный космический аппарат
УКА	Удаленный космический аппарат
СВЧ	Сверхвысокая частота
СКО	Среднеквадратическое отклонение
ПЧ	Преобразователь частоты
РСА	Радиолокатор с синтезированной апертурой
РЛС	Радиолокационная станция
GPS	Global Positioning System

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования и степень ее разработанности.

Последние годы свидетельствуют о феноменальном прогрессе в беспроводных цифровых технологиях передачи, включая мобильные телефоны, системы цифрового вещания (спутниковые и наземные) и беспроводные локальные сети.

Характерной особенностью бурно развивающейся космической техники является увеличение числа и усложнение задач, решаемых современными космическими аппаратами (КА). Эффективность решения их существенно зависит от технических характеристик, которые имеют бортовые системы, обеспечивающие функционирование КА. В частности, от того, каков облик системы управления полетом космического объекта, каковы ее энергетические, динамические и точностные характеристики, в значительной степени зависит, какие задачи и насколько качественно сможет решить данный космический объект.

Одной из центральных проблем создания спутниковой системы, является проблема взаимной комплексной синхронизации (временной, пространственной и фазовой), без решения которой невозможно использовать большие потенциальные возможности КА [1-10]. Особенно важным это является для систем радиолокационного мониторинга земной поверхности в бистатическом режиме, при котором производится одновременное когерентное сканирование поверхности земли с двух пространственно-разнесённых космических аппаратов. В настоящее время это достигается использованием интерферометрии с мягкой базой, один из вариантов которой – создание орбитальной группировки в виде синхронного тандема спутников, движущихся по параллельным орбитам со смещением поперек и вдоль линии (TanDem-X, Radarsar-2 и Radarsar-3 [11-13, 15, 17, 28, 86-90]).

Кроме того, развитие современных систем и устройств радиотехники и связи, техники управления, радиолокации и навигации, радио и информационно-измерительных комплексов невозможно без широкого применения

систем синхронизации. Круг задач, решаемых этими системами, весьма обширен: слежение за несущими и поднесущими частотами принимаемых сигналов, когерентная демодуляция аналоговых и цифровых сигналов с частотной и фазовой модуляцией, синхронизация и демодуляция двоичных символов цифровой информации, измерение частоты и фазы сигналов, тактовая синхронизация, синтез сложных радиотехнических сигналов, синтез сетки высокостабильных частот, стабилизация частот генераторов различных диапазонов [20, 23, 24, 26, 30, 35-39].

В связи с широким распространением и важностью сетей передачи данных, исследования, посвященные улучшению качества их работы, представляют большой научный и практический интерес. Вопросам синхронизации посвящены работы М. И. Жодзишского, В. Н. Кулешова, В. В. Шахгильдяна, А. К. Макарова, С. К. Романова, Б. И. Шахтарина, А. В. Пестрякова, В. Н. Белыха, В. П. Сизова, Г. А. Леонова, М. С. Гаврилюка, В. Линдсея, Д. Холмса, Х. Осборна, Ж. Дункан и др.

Особенностью работы модуля синхронизации космических аппаратов информационно-измерительных и управляющих систем космического мониторинга земной поверхности являются большие расстояния между ними и непрерывное измерение положения в пространстве, что приводит к необходимости использования широких (сферических) диаграмм направленности антенн, приводящих к значительному ослаблению сигналов при распространении. Эта особенность систем синхронизации не исследована в известных работах по синхронизации.

В связи с вышеизложенным, тема диссертации, посвященная решению задачи обеспечения когерентности спутниковых РЛС мониторинга земной поверхности, расположенных на двух космических аппаратах, движущихся по близким орбитам, является актуальной.

Целью диссертационной работы является повышение точности синхронизации пространственно-разнесённых когерентных передатчиков и приёмников сигналов информационно-измерительных и управляющих

спутниковых систем мониторинга земной поверхности на основе разработки методов и алгоритмов формирования и обработки синхронизирующих сигналов.

Задачи исследования.

1. Аналитический обзор систем синхронизации современных информационно-измерительных и управляющих систем космического мониторинга земли, анализ ограничений и недостатков известных методов синхронизации, формирование рекомендации по областям их применения и направлениям совершенствования.

2. Разработка математических моделей, методов и алгоритмов фазовой синхронизации, обеспечивающих повышение точности синхронизации пространственно-разнесённых когерентных передатчиков и приёмников систем космического мониторинга земли.

3. Исследование влияния фазовых характеристик антенн при изменении ориентации объектов-носителей на характеристики канала синхронизации и выработка рекомендаций по конструкции антенной системы.

4. Разработка модуля синхронизации информационно-измерительной и управляющей системы спутниковых мониторинга земной поверхности.

5. Оценка точности предложенных методов и фазоизмерительных систем синхронизируемых генераторов на основе компьютерного имитационного моделирования их характеристик.

Объектом исследования являются системы синхронизации опорных генераторов космических аппаратов для мониторинга поверхности земли.

Методология и методы исследования. Для решения поставленных в диссертационной работе задач использовались аналитические методы, методы теоретической радиотехники, теории случайных процессов, электродинамики, методы имитационного компьютерного моделирования.

Соответствие диссертации паспорту научной специальности.

Отраженные в диссертации научные положения соответствуют области исследования (п. 2 Исследование возможностей и путей совершенствования

существующих и создания новых элементов структуры и образцов информационно-измерительных и управляющих систем, улучшение их технических, эксплуатационных, экономических и эргономических характеристик, разработка новых принципов построения и технических решений) специальности

2.2.11. Информационно-измерительные и управляющие системы.

Научная новизна работы заключается в следующем:

1. Разработаны математические модели процессов фазовой синхронизации приёмно-передающих блоков спутниковой информационно-измерительной и управляющей системы мониторинга Земной поверхности, отличающиеся учётом изменения уровня сигнала от расстояния между космическими аппаратами и позволяющие оценить характеристики предложенных методов синхронизации и выбрать оптимальные параметры системы.

2. Предложен метод и алгоритм фазовой синхронизации зондирующим сигналом приёмно-передающих блоков системы спутникового мониторинга поверхности земли, позволяющие упростить аппаратную часть канала синхронизации, а также повысить точность фазовой синхронизации в разнесённых системах.

3. Разработан и исследован метод и алгоритм фазовой синхронизации с амплитудно-манипулированным сигналом, позволяющие обеспечить высокий уровень синхронизации в разнесённых системах при простых алгоритмах обработки сигналов.

Теоретическая значимость работы заключается в следующем:

1. Разработаны математические модели процессов фазовой синхронизации приёмно-передающих блоков спутниковой информационно-измерительной и управляющей системы мониторинга Земной поверхности, позволяющие оценить характеристики предложенного метода синхронизации и выбрать оптимальные параметры системы.

2. Разработана и исследована система фазовой синхронизации с амплитудно-манипулированным сигналом, позволяющая повысить точность синхронизации приёмно-передающих блоков спутниковой информационно-

измерительной и управляющей системы мониторинга Земной поверхности при простых алгоритмах обработки сигналов.

3. Предложены метод и алгоритмы фазовой синхронизации зондирующим сигналом спутниковой информационно-измерительной и управляющей системы мониторинга Земной поверхности, позволяющие упростить аппаратную часть канала синхронизации, а также повысить точность фазовой синхронизации в разнесённых системах.

Практическая значимость работы заключается в следующем:

1. Предложена фазостабильная малоэлементная антенная система синхронизации КА зондирующим сигналом в виде двух малоразмерных антенн с полусферической диаграммой направленности, позволяющая уменьшить габариты и массу антенной системы и упростить алгоритмы синхронизации.

2. Установлена чувствительность системы синхронизации к изменению параметров системы, позволяющая конкретизировать требования к её компонентам.

Степень достоверности результатов работы обеспечивается корректным использованием математического аппарата и полученными данными компьютерного моделирования, подтверждающими теоретические результаты и хорошо согласующимися с результатами, известными из открытых научно-технических источников.

Положения, выносимые на защиту:

1. Математические модели процессов фазовой синхронизации приёмно-передающих блоков спутниковой информационно-измерительной и управляющей системы мониторинга Земной поверхности, отличающиеся учётом изменения уровня сигнала от расстояния между космическими аппаратами и позволяющие оценить характеристики предложенных методов синхронизации и выбрать оптимальные параметры системы.

2. Метод и алгоритм фазовой синхронизации зондирующим сигналом приёмно-передающих блоков системы спутникового мониторинга поверхности

земли, позволяющие упростить аппаратную часть канала синхронизации, а также повысить точность фазовой синхронизации в разнесённых системах.

3. Метод и алгоритм фазовой синхронизации с амплитудно-манипулированным сигналом, позволяющие обеспечить высокий уровень синхронизации в разнесённых системах при простых алгоритмах обработки сигналов.

Апробация работы. Материалы диссертации обсуждались и получили одобрение на следующих научно-технических конференциях:

1. XVII Всероссийской научно-технической конференции студентов, магистрантов, аспирантов и молодых ученых «Техника XXI века глазами молодых ученых и специалистов», посвященной 90-летию со Дня рождения Героя Социалистического труда, лауреата Государственных премий и премий Правительства Российской Федерации, академика РАН, доктора технических наук, профессора В. П. ГРЯЗЕВА. Тула, 2018.

2. XVI Всероссийской научно-технической конференции «Проблемы проектирования и производства систем и комплексов», посвященной 90-летию Тульского государственного университета. Тула, 2020.

3. XIX Всероссийской научно-технической конференции студентов, магистрантов, аспирантов и молодых ученых «Техника XXI века глазами молодых ученых и специалистов», посвященной Году науки и технологий, Тула, 2021.

4. Всероссийская научно-техническая конференция «Актуальные вопросы радиотехники и электроники», 19-20 мая 2021 г. г. Тула, Россия.

5. Международная научно-практической конференции «Вопросы образования и науки», 31 марта 2022 г. г. Тамбов, Россия.

6. Всероссийская научно-техническая конференция «Актуальные вопросы радиотехники и электроники», 18-19 мая 2022 г. г. Тула, Россия.

Публикации. Основные результаты диссертации изложены в 13 работах. Из них 2 статьи опубликованы в журналах, включенных в перечень ВАК РФ.

Внедрение результатов работы. Результаты работы в виде

методические указания по выполнению лабораторной работы внедрены в учебный процесс на кафедре Радиоэлектроника ФГБОУ ВО «Тульский государственный университет».

Программное обеспечение предназначено для студентов, магистрантов и аспирантов, обучающихся по направлению подготовки «Радиоэлектронные системы и комплексы».

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка используемой литературы и приложения. Общий объем работы составляет 125 страниц машинописного текста, включая 61 рисунок и 01 таблиц. Список литературы содержит 105 наименований, в том числе 13 работ автора.

Личный вклад. Основные результаты работы, включенные в диссертацию, получены лично автором. Обсуждение и анализ теоретических и экспериментальных результатов проводились совместно с научным руководителем.

ГЛАВА 1. ОБЗОР ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ СИСТЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ ГЕНЕРАТОРОВ, РАЗНЕСЁННЫХ В ПРОСТРАНСТВЕ

В данной главе проведен обзор области применения системы синхронизации генераторов, разнесённых в пространстве для спутниковой информационно-измерительной и управляющей системы мониторинга земной поверхности. Проведен анализ источников фазовых искажений сигнала при интерферометрическом радионаблюдении, поставлены задачи исследования. Рассмотрены современные системы синхронизации генераторов и степень разработанности темы исследования.

1.1. Назначение и важность использования систем синхронизации генераторов для спутниковой информационно-измерительной и управляющей системы мониторинга земной поверхности.

Одна из важнейших проблем в антенной технике и радиосвязи состоит в синхронизации различных процессов. Развитие современных систем и устройств радиотехники и связи, техники спутникового управления, радиолокации и навигации, радиолокационной съёмки, радио и информационно-измерительных комплексов невозможно без широкого применения систем синхронизации. Фундаментальным вопросам теории синхронизации частот, построения систем синхронизации частот и улучшения их характеристик посвящено большое количество публикаций в российской и зарубежной литературе [11–20, 27, 28, 85, 87, 89, 90 и др.].

Космические средства дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) в настоящее время получили широчайшее применение во всем мире, выросло разнообразие создаваемых типов космических аппаратов ДЗЗ и общее их количество. Получаемая ими космическая информация используется для решения многих хозяйственных и научных задач мониторинга окружающей среды. На этой основе достигается ощутимое повышение эффективности производственной деятельности в таких областях, как картографирование, землеустройство и землепользование, контроль источников загрязнения окружающей среды и наблюдение за экологической обстановкой, сельское хозяйство,

лесозаготовки и лесовосстановление, планирование и поиск полезных ископаемых, прокладка рациональных маршрутов и т.д. Важнейшее значение имеют также многолетние ряды космических данных ДЗЗ для проведения климатологических исследований, изучения Земли как целостной экологической системы, обеспечения различных изысканий и работ в интересах океанографии, океанологии и других отраслей экономики и науки.

Преимущества радиолокационного зондирования и, в частности, систем радиовидения состоят в том, что они являются средством выявления физических свойства объектов в СВЧ-диапазонах волн и измерительным инструментом с возможностями использования фазовой информации, применении широкого набора режимов съемки и алгоритмов обработки данных, что позволяет существенно расширить круг решаемых прикладных задач в научной, хозяйственной сферах, мониторинге катастроф и чрезвычайных ситуаций, обеспечении государственной безопасности.

Перспективной технологией в радиолокационных методах ДЗЗ в последние годы становится так называемая радиоинтерферометрическая съемка, выполняемая с пространственного базиса (две разнесенные антенны на одном носителе либо два аппарата, работающих в тандемном режиме). При этом пространственное разрешение деталей поверхности возрастает до долей метра.

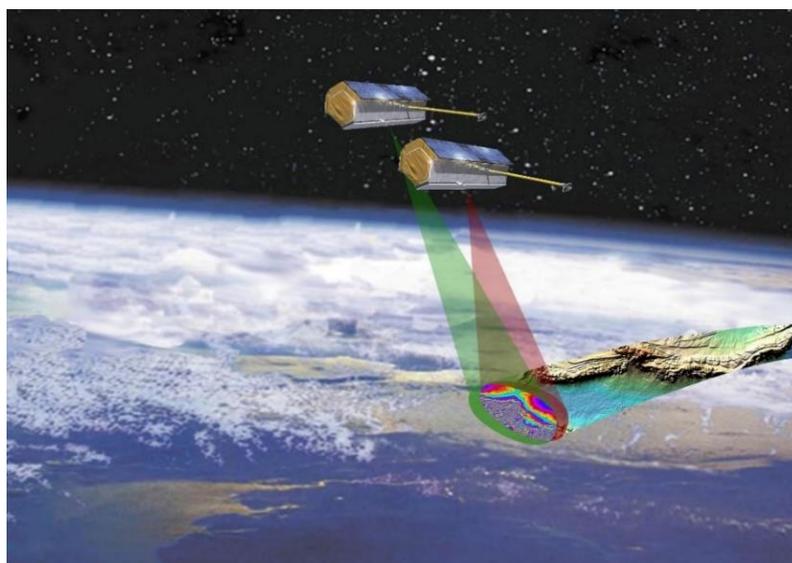


Рис. 1.1 Тандемная пара радарных аппаратов

Интерферометрия в РСА позволяет создавать трехмерные радиолокационные портреты и выявлять форму объектов. Это, в свою очередь, дает возможность применять автоматические методы классификации объектов по их радиолокационным портретам. Интерферометрию также используют для построения карт рельефа и измерения скоростей движущихся объектов [2, 4-7].

В интерферометрическом режиме РСА, основной и вспомогательный РСА должны быть когерентны и синхронны:

- Когерентны для получения фазовой информации от цели (Когерентность подразумевает, что все сигналы и синхронизация генерируются от единственного сверхстабильного опорного источника)

- Синхронны для работы с требуемыми функциями при одинаковой развертке (Синхронизация подразумевает проведение настройки циклограммы для работы на основном и вспомогательным РСА).

Для устойчивого функционирования бистатического комплекса РСА требуются обеспечить синхронизацию обеих разнесенных составных частей как единого устройства, т. е. обеспечить три вида синхронизации [104]:

- передающая и приемная ДНА должны быть направлены на один участок земной поверхности (пространственная синхронизация);

- на приемной позиции должны быть точно известны моменты времени излучения и приёма зондирующих сигналов на всем интервале накопления принимаемых отраженных сигналов (временная синхронизация);

- относительный уход частоты (фазы) колебаний задающих гетеродинов приемной и передающей позиций должен обеспечиваться с высокой точностью.

Стабильность частоты опорного генератора РСА для получения радиолокационного изображения обычно составляет величину порядка $\pm 10^{-9}$, что обеспечивает в используемых диапазонах частот фазовую ошибку, накапливающуюся за время распространения сигнала туда и обратно в пределах 3-5 градусов. Более медленные процессы не влияют на качество полученного изображения, так как гетеродинные частоты формируются из того же опорного

генератора с сохранением фазовых соотношений. При использовании в интерферометрической паре различных опорных генераторов для исключения фазовой ошибки должна быть либо выполнена взаимная синхронизация опорных генераторов, либо относительная стабильность каждого должна обеспечивать расхождение фаз опорных частот (на частоте зондирования) за время синтеза не более 3-5 градусов. Считая, что максимальное время синтеза для получения изображения равно 1-2 секунды, требуемая стабильность составит $\sim 2 \times 10^{-12}$.

Частота опорного генератора РСА используется для создания сетки когерентных частот. Флуктуации фазы этих сигналов, сформированных в цифровых программируемых синтезаторах, на несущей частоте РСА не превышают значений 1-2 градусов в полосе ± 50 МГц.

Например, РСА космических аппаратов ERS-1,2, для которых имеется достаточно полная информация по источникам искажения фазы.

Источники и значения фазовых ошибок для ERS-1,2 приведены в табл.1.

Табл. 1

Значения фазовых ошибок системы ДЗЗ ERS-1,2

Наименование параметра	Обозначение	Количественная оценка	Примечание
1. Минимальное значение с/ш, дБ	SNR	$P_s/P_{ш}=10$ дБ	на одном изображении
2. Инструментальные шумы РСА (приемный, передающий), град	σ_{ap}	5	суммарное СКО в когерентном тракте
3. Ошибка фазы по трассе распространения: флуктуационная составляющая (СКО), град	σ_{tr}	0,5	
4. Ошибка дискретизации, град	σ_d	10,2	
5. Ошибка несовмещения в долях элемента разрешения по азимуту по задержке	a_u a_v	0,1 0,1	

6. Ошибка расфазировки (накопленная фаза на интервале обработки), град	φ_u	45	
7. Ошибка нескомпенсированной миграции дальности, в долях элемента разрешения	b	0,1	
8. Ошибка расфокусировки по дальности (накопленная фаза на частотной полосе сигнала), град	φ_v	45	
9. Интегральный уровень боковых лепестков, дБ	A	-8	соотношение для одного изображения при SNR=10дБ
10. Фазовая ошибка антенны, град	$\Delta\varphi_a$	1-1,5	Разностная фаза при различной освещенности солнцем

1.2. Анализ источников фазовых искажений сигнала при интерферометрическом радионаблюдении

Самая трудно решаемая из указанных проблем синхронизации - фазовая синхронизация. Чтобы получить сфокусированное изображение, фазовая информация переданного импульса должна быть сохранена. В моностатическом РСА, передатчик и получатель используют один устойчивый локальный осциллятор, фаза может только декоррелировать за очень короткие периоды времени (приблизительно 1 миллисекунда). В БРСА передатчик и приемник летят на различных платформах и используют независимые генераторы, поэтому фазовые помехи не подавляются. Этот фазовый шум накладывается на принимаемый в процессе синтезирования апертуры сигнал и разрушает его. Кроме того, любой фазовый шум (нестабильность) в основном осцилляторе увеличивается умножением частоты. Поэтому требования к уровню фазового шума, налагаемые на осцилляторы БРСА, намного жестче, чем для моностатического случая.

Основными причинами искажения сигнала БРСА являются

нестабильности фонового движения носителя, параметров среды радиопередачи и оборудования БРСА. Траекторный сигнал от точечного объекта при наличии флюктуаций его амплитуды и фазы можно записать в виде [83]:

$$s(t) = u(t) \cdot G(\theta_i) \exp\{j[2\pi(f_n - f_i)t - \mu_i t^2] + j\psi(t)\} \quad (1.2.1)$$

где $G(\theta_i)$ – коэффициент усиления антенны в направлении объекта; f_n – средняя доплеровская частота сигнала, зависящая от угла наблюдения; f_i – смещение доплеровской частоты, определяемое угловой координатой объекта θ_i – относительно центра зоны обзора; μ_i – скорость изменения частоты сигнала.

Амплитудные искажения орбитального сигнала за суммарное время T_c обычно небольшие, и их влиянием можно пренебречь. Фазовые искажения приводят к смещению положения максимума, уменьшению максимума выходного сигнала, расширению главного лепестка сигнала отклика на точечную цель, увеличению уровня боковых лепестков. Большие фазовые искажения могут привести к полному разрушению радиолокационного изображения. В целом разность фаз на краях составной апертуры не должна превышать 45° (что соответствует разнице в двукратно пройденном расстоянии, равном $1/8$ длины волны).

Нестабильность фазы линии передачи-приема зависит от метода обеспечения когерентности, и в целом среднеквадратическое отклонение (СКО) изменений может быть увеличено до единиц градусов. СКО разности фаз, вызванные орбитальной нестабильностью, упругими колебаниями несущей конструкции РСА и погрешностью датчиков по параметрам собственного движения, может составлять десятки и даже сотни градусов. Поэтому основной задачей получения изображений высокого разрешения является уменьшение погрешности определения параметров траектории фазового центра антенны для обеспечения точной компенсации фазовой ошибки. Следовательно, для нормальной работы РСА необходимо обеспечить фазовую когерентность принимаемых импульсов, и, таким образом, знание траектории с точностью до

малых долей длины волны РЛС в пределах времени синтезирования.

Фаза комплексного изображения элемента поверхности в каждом из каналов БРСА связана с фазой траекторного сигнала, поступающего на вход приемного устройства, и зависит от качества последующей процедуры обработки. Результирующую фазу комплексного изображения элемента поверхности можно записать в следующем виде:

$$\varphi = \varphi_{\tau} + \varphi_t + \varphi_r + \varphi_a + \varphi_{tr} + \varphi_{co} + \varphi_n \quad (1.2.2)$$

где φ_{τ} - фазовая компонента за счет задержки сигнала при распространении по наклонной дальности (r) между антенной и отражающей поверхностью;

$$\varphi_{\tau} = \frac{4\pi r}{\lambda}; \quad (1.2.3)$$

φ_t, φ_r - инструментальная составляющая фазы, определяемая трактами передатчика φ_t и приемника φ_r ; φ_{tr} - фазовая составляющая за счет помех в канале распространения; φ_{co} - фаза за счет компьютерной обработки; φ_a - фазовая компонента за счет антенной системы; φ_n - случайная составляющая фазы, в которую входят фазовые шумы опорных частот, флуктуационная составляющая фазы в канале распространения и тепловые шумы, приведенные ко входу приемного тракта.

Интерферометрическая пара комплексных изображений образует разностную фазу $\delta\varphi$:

$$\delta\varphi = \frac{4\pi}{\lambda}(r_1 - r_2) + (\varphi_{t1} - \varphi_{t2}) + (\varphi_{co1} - \varphi_{co2}) + (\varphi_{tr1} - \varphi_{tr2}) + (\varphi_{r1} - \varphi_{r2}) + (\varphi_{n1} - \varphi_{n2}). \quad (1.2.4)$$

Здесь первая разность в правой части связана с разностью наклонных дальностей. Другие составляющие $\delta\varphi$ зависят от метода создания интерферометрической пары и требований к пространственной реализации интерферометрического наблюдения. Источники искажений фазы условно можно объединить по следующим группам:

- фазовые шумы приемно-передающих когерентных каналов;
- фазовые искажения канала распространения и антенного устройства;

- фазовые ошибки системы обработки при формировании изображения;
- флуктуации фазы за счет теплового шума;
- источники декорреляции изображений.

Декоррелирующими эффектами являются:

- несовмещение элементов изображения;
- различие в параметрах отражения выбранного элемента за счет различия в ракурсах наблюдения;
- временная и пространственная декорреляция изображения при неодновременном наблюдении.

Таким образом, интерферометрическая разность фаз $\delta\varphi$ подвергается искажениям как за счет эффектов при формировании отдельных изображений, так и за счет декорреляции между изображениями. Статистическое описание интерферометрической разности фаз принято характеризовать коэффициентом корреляции комплексных изображений γ_1 и γ_2 .

$$\chi = \frac{E\{\gamma_1\gamma_2^*\}}{\sqrt{E\{\gamma_1\gamma_1^*\}E\{\gamma_2\gamma_2^*\}}} = k \cdot e^{j\varphi} \quad (1.2.5)$$

где $k = |\chi|$ - обычно называется когерентностью; φ - интересующая нас интерферометрическая (разностная) фаза. Плотность распределения вероятностей разностной фазы $P(\varphi)$ имеет вид [1]

$$P(\varphi) = \frac{1-k^2}{2\pi} \cdot \frac{1}{1-k^2\cos^2\varphi} \left[1 + \frac{k\cos\varphi\arccos(-k\cos\varphi)}{\sqrt{1-k^2\cos^2\varphi}} \right]. \quad (1.2.6)$$

На рисунке 1.2.1 приведены графики зависимости плотности распределения вероятностей разностной фазы от различных значений когерентности k .

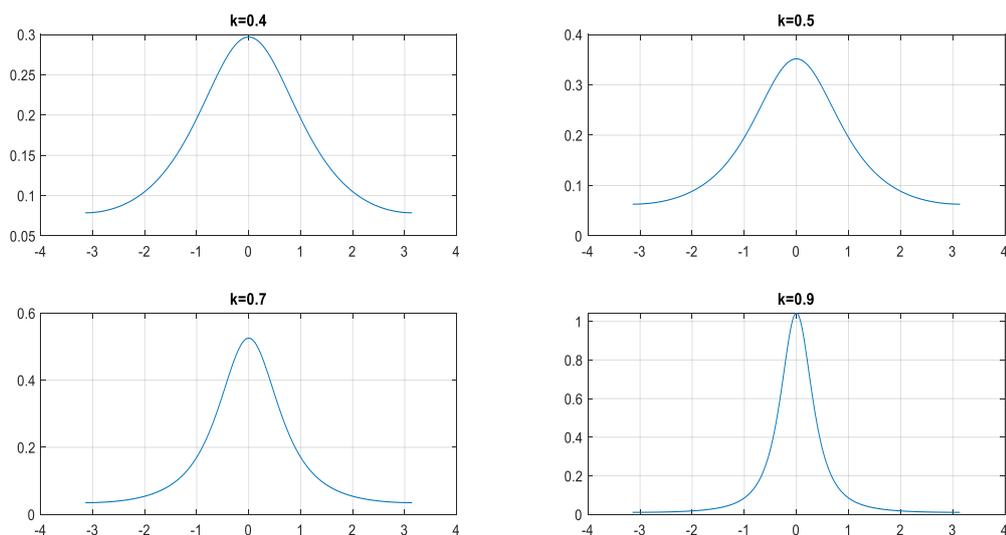


Рис. 1.2.1 График зависимости плотности распределения вероятностей разностной фазы для различных значений k

Зависимость (1.2.6) позволяет оценить допустимое среднеквадратическое отклонение фазы в зависимости от коэффициента когерентности изображений (рисунок 1.2.2).

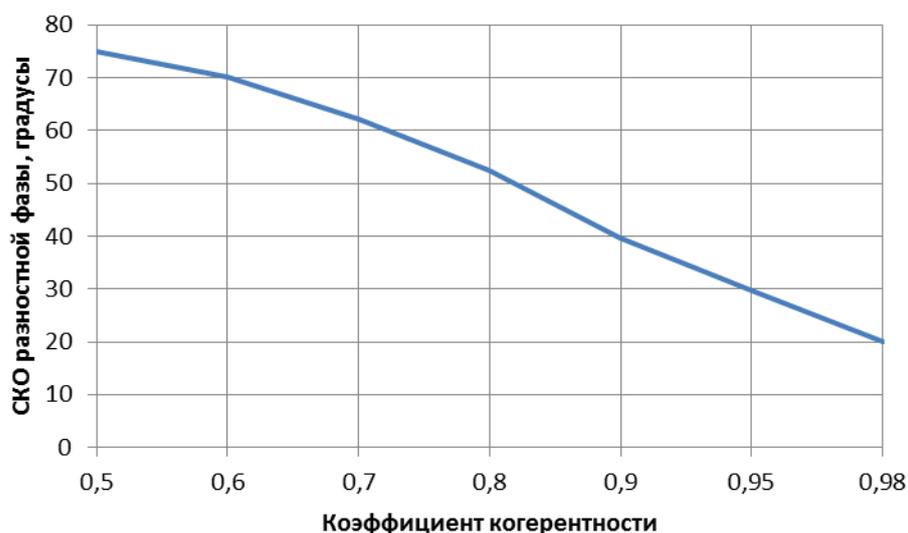


Рис. 1.2.2 Зависимость допустимого среднеквадратического отклонения фазы в зависимости от коэффициента когерентности изображений

Из графика следует, что при коэффициенте когерентности $k = 0,5$ СКО разностной фазы не должен превышать 75° , а при $k = 0,95$ - 30° (с учётом всех источников расфазирования).

Проведённое исследование позволило установить конкретные

требования к допустимому расфазированию изображений при интерферометрическом радионаблюдении. Для достоверного выделения информации о рельефе коэффициент когерентности изображений должен составлять $0,9 \dots 0,95$, что приводит к требованиям по разностной фазе не более 30 градусов.

Результаты данного исследования опубликованы автором в работе [100].

Система синхронизации РСА предназначена для уменьшения инструментальных фазовых ошибок. Снижение значений фазовых ошибок приводит к росту коэффициента корреляции при неизменном отношении сигнал – шум на входе системы и повышению качества изображения без увеличения мощности зондирующего сигнала.

1.3. Требования к системе синхронизации генераторов, существующие системы, обзор работ по теме исследования.

Точная фазовая синхронизация сигналов тактовых или гетеродинных генераторов в распределенных системах является постоянным требованием при проектировании широкого спектра систем, имеющих применение в телекоммуникациях и, например, в фазированных антенных решетках. Выполнение этого требования является сложной задачей, когда расстояние между подсистемами велико с точки зрения длины волны и, в частности, когда это электрическое расстояние изменяется во времени. Синхронизация несущей фазы является наиболее важной задачей для реализации распределенных систем формирования луча и оптимизации их энергетической эффективности. В то же время фазовая синхронизация имеет решающее значение для реализации распределенных (бистатических/мультистатических) радиолокационных систем. В последние десятилетия были предложены различные методы дистанционной фазовой синхронизации.

При генерации опорных сигналов приемник должен быть синхронизирован с принимаемой несущей. Это означает, что фаза поступающей несущей и ее копии в приемнике должны согласовываться. Другими словами, если в поступающей несущей не закодирована информация, поступающая несущая и ее копия в приемнике будут проходить через нуль одновременно. Этот процесс

называется фазовой автоподстройкой частоты. В результате фазовой автоподстройки частоты местный гетеродин приемника синхронизируется по частоте и фазе с принятым сигналом. Если сигнал-носитель информации модулирует непосредственно не несущую, а поднесущую, требуется определить как фазу несущей, так и фазу поднесущей. Если передатчик не выполняет фазовой синхронизации несущей и поднесущей (обычно так и бывает), от приемника требуется генерация копии поднесущей, причем управление фазой копии поднесущей производится отдельно от управления фазой копии несущей. Это позволяет приемнику получать фазовую синхронизацию как по несущей, так и по поднесущей.

Кроме того, предполагается, что приемник точно знает, где начинается поступающий символ и где он заканчивается. Эта информация необходима, чтобы знать соответствующий промежуток интегрирования символа — интервал интегрирования энергии перед принятием решения относительно значения символа. Очевидно, если приемник интегрирует по интервалу несоответствующей длины или по интервалу, захватывающему два символа, способность к принятию точного решения будет снижаться.

До настоящего момента в центре обсуждения находилась принимающая часть канала связи. Однако иногда передатчик играет более активную роль в синхронизации — он изменяет отчет времени и частоту своих передач, чтобы соответствовать ожиданиям приемника. Примером этого является спутниковая сеть связи, где множество наземных терминалов направляют сигналы на единственный спутниковый приемник. В большинстве подобных случаев передатчик для определения точности синхронизации использует обратный канал связи от приемника. Следовательно, для успеха синхронизации передатчика часто требуется двусторонняя связь или сеть.

При генерации опорных сигналов приемник должен быть синхронизирован с принимаемой несущей. Это означает, что фаза поступающей несущей и ее копии в приемнике должны согласовываться. Другими словами, если в поступающей несущей не закодирована информация, поступающая несущая и

ее копия в приемнике будут проходить через нуль одновременно. Этот процесс называется фазовой автоподстройкой частоты. В результате фазовой автоподстройки частоты местный гетеродин приемника синхронизируется по частоте и фазе с принятым сигналом.

Практически во всех схемах синхронизации имеется определенная разновидность контура фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [29, 46, 52, 61-66, 69, 72, 82, 84]. В современных цифровых системах опознать этот контур может быть трудно, но его функциональный эквивалент присутствует практически всегда.

Среди современных систем синхронизации, используемых в мониторинге, одночастотная система синхронизации является одной из самых простых. Исследования этой системы подробно описаны во многих научных публикациях, например, в исследовании авторов: Дункана Хуана Карлоса, М. Younis, G. Krieger, A. Moreira, M. Werner,...[17, 25, 28, 86, 87, 90]. Это простая система, использующая одночастотную синхронизацию, построенную на отдельном канале синхронизации, используемом на низких частотах. Эта система выдающаяся своей простотой и легкостью конструкции, но она не решила полностью проблему синхронизации и имеет множество факторов, влияющих на точность всего процесса, которые специально не рассматривались в предыдущих научных публикациях. В следующей главе диссертации будут подробно рассмотрены преимущества и недостатки этого метода одночастотной синхронизации.

В последние годы популярным методом синхронизации, который все еще исследуется и разрабатывается, является двухчастотный метод синхронизации [25]. Это метод разработки, основанный на методе синхронизации с использованием одной частоты, который имеет много преимуществ, но все же требует проектирования отдельного канала синхронизации на спутниковых устройствах, что увеличивает стоимость и снижает надежность, сложен в конструкции и проектировании. Двухчастотный метод непрерывно исследуется и совершенствуется, в данной работе предлагается упрощение аппаратурной

части.

Метод синхронизации зондирующим сигналом упоминался в исследовании Пестрякова [92], но нет научных публикаций, связанных с осуществимостью и конкретными моделями этого метода. В исследованиях зарубежных авторов также упоминается метод синхронизации по зондирующему сигналу, но конкретной модели и фактической оценки нет [85-87, 89, 90].

В синхронизированной системе с удаленными источниками в удалённом пункте скорость распространения, которая необходима для оценки сдвига фазы, не может быть измерена непосредственно, поскольку она варьируется в зависимости от параметров передающей среды, таких как температура и давление. Кроме того, другие механические параметры также могут влиять на распространение сдвига фазы, например, небольшой изгиб в большинстве коаксиальных кабелей приводит к изменению постоянной распространения. Это проблема практически отсутствует в металлических волноводах. По этой причине, некоторые системы, используемые для радиоастрономии, использовали волноводы с учётом в целях стабилизации фазы несущей температуры и давления вдоль всей линии. Однако подобные методы не являются общим решением проблемы.

Тем не менее, проблема усложняется, когда расстояние между двумя точками велико и не может быть определено непосредственно. Фазовое смещение будет также неизвестно даже если есть способ, чтобы точно измерить расстояние. С другой стороны, также существуют проблемы синхронизации двух гетеродинов, сигналы которых генерируются в двух разных местах. Невозможно, что два независимых генератора работают точно на одной и той же частоте.

Даже используя высокостабильных генераторы, частота их несущих может отличаться на сотни герц. Кроме того, каждый генератор имеет независимый случайный дрейф фазы, определяющийся спектральными свойствами его фазовых шумов. Эти эффекты делают синхронизацию еще сложнее.

1.4. Выводы по первой главе

1. Обзор российской и зарубежной литературы показал, что, задача взаимодействия двух и более генераторов для области радиотехники является достаточно традиционной и связана, как правило, с обеспечением синхронных режимов нескольких колебательных процессов. В подобных структурах число связанных генераторов может быть достаточно большим. В последние годы с развитием синхронных цифровых систем передачи информации для спутниковой информационно-измерительной и управляющей системы мониторинга земной поверхности приобрели новые области применения. В некоторых случаях они используются для синхронизации работы разнесенных в пространстве радиотехнических систем.

2. Рассмотрено влияние фазовых искажений на параметры выходного сигнала БРСА и проведен анализ источников фазовых искажений сигнала при интерферометрическом режиме БРСА.

3. Выявлено, что система синхронизации РСА предназначена для уменьшения инструментальных фазовых ошибок. Снижение значений фазовых ошибок приводит к росту коэффициента корреляции при неизменном отношении сигнал – шум на входе системы и повышению качества изображения без увеличения мощности зондирующего сигнала.

4. Показано, что известные систем синхронизации обладают характерными недостатками и не всегда эффективны. Перспективным методом является фиксация одной частоты относительно другой. Эта операция может сочетаться с компенсацией сдвига фазы. Этот процесс работает при условии, что канал симметричный. Далее подробно будет рассмотреть по следующим главам диссертации.

ГЛАВА 2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ПРОЦЕССОВ СИНХРОНИЗАЦИИ РАЗНЕСЁННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ, АНАЛИЗ ПРОСТЫХ СИСТЕМ СИНХРОНИЗАЦИИ

В настоящей главе проведен анализ причин нестабильности частоты и фазы генераторов, проведено рассмотрение основных методов измерения разности фаз, показано что оптимальным является метод следящего измерителя фазы (с применением системы фазовой автоподстройки частоты), рассмотрена математическая модель синхронизации. Проведен анализ двух схем синхронизации с использованием системы ФАПЧ: одночастотная и двухчастотная схема синхронизации.

2.1. Причины нестабильности частоты и фазы генераторов и их математическое описание

Как было изучено и рассмотрено в первой главе диссертации, на практике существует множество причин, влияющих на стабильность частоты и фазы генераторов, вызывающих множество трудностей для процесса синхронизации. В разделе обсуждаются основные причины нестабильности частоты и фазы генераторов и их математическое описание.

2.1.1 Причины нестабильности частоты и фазы генераторов

Прежде чем рассматривать способы синхронизации опорного генератора, необходимо рассмотреть составляющие, которые влияют на точность поддержания опорной частоты. На нее оказывают влияние три фактора:

1. Постоянная задержка, вызванная распространением сигнала по кабелю от антенны к приемнику и внутри приемника;
2. Ошибка, вызванная частотой генерации импульсов, которая зависит от времени квантования системы;
3. Возможность многолучевого распространения сигнала.

Влияние первой составляющей можно удалить с помощью учета времени задержки, которое можно хранить в памяти приемника. Вторую составляющую возможно компенсировать при использовании специальных

форматов сообщения по типу UBX-TIM-TP. Влияние третьей составляющей может быть учтено с помощью дополнительных алгоритмов обработки многолучевых сигналов или с использованием антенны со специальной узкой диаграммой направленности.

Источниками фазовой нестабильности в генераторе являются:

- нестабильность частоты задающего генератора;
- фазовые флуктуации опорных сигналов формирования, зондирующих сигнала и сигналов гетеродинов (фазовые флуктуации цифровых синтезаторов частоты);
- фазовые флуктуации формирователя сигнала модуляции (ЛЧМ- сигнала);
- нестабильность фазы в усилительных каскадах приемной и передающей аппаратуры.

2.1.2 Статистическое описание помехи, сигнала и их смеси

При обнаружении сигнала наблюдение смеси сигнала и помехи или одной только помехи может продолжаться значительное время, существенно большее, чем интервал корреляции помехи. Тогда для описания процесса нужно иметь не одну (при одномерном распределении) и не две, разделенные интервалом T (при двумерном распределении), а много точек, теоретически (при непрерывном наблюдении смеси) — бесконечное число точек. При этом функция распределения, показывающая плотность вероятности того или иного сочетания значений, характеризующих случайный процесс, — должна быть бесконечномерной [92].

Для того чтобы избежать трудностей, связанных со статистическим описанием длительно действующей помехи, необходимо от непрерывных функций, описывающих случайный процесс $y(t)$, перейти к выборкам y_1, y_2, \dots , т. е. пользоваться не всей совокупностью точек, характеризующих непрерывную функцию времени, а ограниченным их числом, отражающим значение функции через определенные интервалы времени. Согласно известной теореме

Котельникова выборка отражает все основные свойства функции времени, если интервал выборки

$$\Delta t = \tau_k = \frac{1}{2f_g}$$

где f_g - высшая частота спектра функции; τ_k - интервал корреляции.

Значения случайного процесса, взятые через интервал корреляции, статистически практически не зависимы между собой. Это позволяет коренным образом упростить математическое описание случайного процесса как функции времени. От бесконечномерной функции распределения непрерывного случайного процесса можно перейти к m -мерной функции распределения для m значений выборки. Здесь

$$m = \frac{t_n}{\tau_k}$$

где t_n - время наблюдения при обнаружении; τ_k - интервал корреляции; m -мерная функция распределения может быть получена простым перемножением одномерных функций распределения, справедливых для каждой из точек выборки. При одной помехе выборка определяется только ею.

Тогда

$$\omega(y_1, y_2, \dots / \Pi) = \omega(\Pi_1, \Pi_2, \dots) = \prod_{i=1}^m \omega(\Pi_i) \quad (2.1.1)$$

Воспользовавшись этим выражением и имея в виду стационарный случайный процесс, для которого функция распределения не зависит от времени, получим

$$\omega(\Pi_1, \Pi_2, \dots) = \prod_{i=1}^m \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\Pi}^2}} e^{-\frac{\Pi_i^2}{2\sigma_{\Pi}^2}} = \frac{1}{(2\pi\sigma_{\Pi}^2)^{m/2}} e^{-\sum_{i=1}^m \frac{\Pi_i^2}{2\sigma_{\Pi}^2}}$$

Или

$$\omega(y_1, y_2, \dots / \Pi) = \frac{1}{(2\pi\sigma_{\Pi}^2)^{m/2}} e^{-\sum_{i=1}^m \frac{\Pi_i^2}{2\sigma_{\Pi}^2}}$$

Где σ_{Π}^2 - дисперсия помехи.

Как видим, многомерную функцию распределения удалось получить в простом виде, что является очень важным результатом.

В некоторых случаях бывает удобнее перейти от суммы к интегралу:

$$\frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \frac{y_i^2}{\sigma_{\Pi}^2} = \frac{1}{2\sigma_{\Pi}^2 \tau_{\kappa}} \sum_{i=1}^m y_i^2 \tau_{\kappa},$$

Но

$$\sum_{i=1}^m y_i^2 \tau_{\kappa} \approx \int_0^{t_n} y^2(t) dt,$$

Тогда

$$\omega(y_1, y_2, \dots / \Pi) = \frac{1}{(2\pi\sigma_{\Pi}^2)^{m/2}} e^{-\frac{1}{N_0} \int_0^{t_n} y^2(t) dt} \quad (2.1.2)$$

Так как $\sigma_{\Pi}^2 = N_0 f_B$

Физический смысл функции $\omega(y_1, y_2, \dots)$ состоит в том, что она показывает, какова плотность вероятности того или иного сочетания y_1, y_2, \dots, y_m

Перейдем теперь к статистическому описанию сигнала. Если все параметры сигнала известны, то напряжение (поле, ток) сигнала на входе приемника является функцией только времени - $c(t)$. Однако такой случай в практике встречается редко. Обычно какой-либо из параметров сигнала или несколько параметров являются неизвестными. Эти параметры могут быть случайными величинами или случайными процессами. В первом случае параметр можно считать неизменным в течение всего отрезка времени, пока осуществляется обнаружение. Во втором случае случайный параметр сигнала существенно изменяется за время наблюдения при обнаружении. С теоретической и практической точек зрения эти два случая отличаются друг от друга. В дальнейшем будем полагать, что сигнал есть функция времени и случайных параметров. Коротко такой сигнал можно записать в виде:

$$c(t, \beta_1, \beta_2, \dots) \quad (2.1.3)$$

где β_i — случайные параметры сигнала.

В радиотехнических системах случайность параметра может играть различную роль. Если система, функционируя, осуществляет только обнаружение сигнала, то случайное значение параметра не несет в себе полезной информации, и чем больше у сигнала таких случайных параметров, тем хуже результаты его обнаружения. В некоторых системах, например радиолокационных и радионавигационных, после обнаружения сигнала обычно следует измерение тех его параметров, в которые заложена полезная информация, например: частоты— для измерения радиальной скорости, задержки и фазы — для измерения дальности, амплитудной модуляций или сдвига фазы — для измерения направления. При этом случайность параметра, затрудняя обнаружение, в целом в системе играет положительную роль, так как измерение этого параметра позволяет определить координаты и элементы движения. В сигнале, кроме случайных параметров, несущих полезную информацию, могут быть паразитные параметры, не содержащие полезной информации. Необходимо найти методы анализа оптимального обнаружения радиосигнала в общем виде в предположении, что у сигнала есть случайные параметры.

Рассмотрим теперь статистическое описание смеси помехи и сигнала.

Будем анализировать случай, когда помеха действует вместе с сигналом и не влияет на его характеристики и параметры. Такие помехи называют аддитивными. Кроме аддитивных помех, имеются еще мультипликативные, особенность которых состоит в том, что они накладываются на сигнал, изменяя его параметры. Мультипликативные помехи имеют место, например, в случае, когда сигнал и помеха проходят через нелинейные цепи. В большинстве случаев помеху можно рассматривать как аддитивную.

Тогда смесь, действующая на входе приемника, является просто суммой помехи и сигнала:

$$y(t) = p(t) + c(t, \beta_1, \beta_2, \dots) \quad (2.1.4)$$

Поскольку в смесь входит помеха (случайный процесс), то смесь так же является случайным процессом и должна описываться функцией

распределения. Если все параметры сигнала известны, то случайность смеси обуславливается только помехой. Функции распределения для помехи были получены ранее. При наличии сигнала это выражение будет описывать функцию распределения для смеси, если вместо π_i записать $y_i - c_i$.

Таким образом,

$$\omega(y_1, y_2, \dots / c - \pi) = \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^{m/2}} e^{-\sum_{i=1}^m \frac{(y_i - c_i)^2}{2\sigma_n^2}} \quad (2.1.5)$$

При переходе от суммы к интегралу, получим:

$$\omega(y_1, y_2, \dots / c - \pi) = \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^{m/2}} e^{-\frac{1}{N_0} \int_0^{t_0} [y(t) - c(t)]^2 dt} \quad (2.1.6)$$

где π_i , y_i и c_i — значения выборки помехи, смеси и сигнала, взятые через интервал корреляции.

Если сигнал имеет случайные параметры β_1, β_2, \dots то случайность значений, принимаемых выборкой смеси, обуславливается и тем, что помеха есть случайный процесс, и тем, что сигнал имеет p случайных параметров.

Функция распределения, статистически описывающая этот процесс (смесь), должна быть совместной.

Непосредственное получение совместной функции распределения вызывает трудности. Значительно проще получить условную функцию распределения смеси для какого-то любого сочетания значений случайных параметров β_1, β_2, \dots . Она будет иметь вид

$$\omega(y_1, y_2, \dots / \beta_1, \beta_2, \dots, c - \pi) = \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^{m/2}} e^{-\frac{1}{N_0} \int_0^{t_0} [y(t) - c(t, \beta_1, \beta_2)]^2 dt} \quad (2.1.7)$$

Переход от условной функции распределения к совместной будет рассмотрен далее.

Другими словами, плотность вероятности ансамбля или комбинации значений y_1, y_2, \dots будет определяться не только сочетанием этих значений, но и сочетанием значений случайных параметров сигнала.

Таким образом, получены выражения, описывающие статистические свойства помехи, сигнала и смеси.

2.2. Методы оптимального измерения фазы радиотехнического сигнала

В системах спутниковых связи в удалённом пункте скорость распространения, которая необходима для оценки сдвига фазы, не может быть измерена непосредственно, поскольку она варьируется в зависимости от параметров передающей среды, таких как температура и давление. Кроме того, другие механические параметры также могут влиять на распространение сдвига фазы, например, небольшой изгиб в большинстве коаксиальных кабелей приводит к изменению постоянной распространения. Для этого необходимо осуществить оптимальное измерение фазы.

2.2.1 Постановка задачи

Как упоминалось в главе 1 диссертации, для решения проблемы фазовой синхронизации между генераторами, разнесёнными в пространстве, требуется фазовая компенсация. Для компенсации фазы ее изменения нужно точно измерить. В общем, необходимость в измерении разности фаз возникает в радиотехнике, например, при исследовании фазовых характеристик электрорадиоцепей, усилителей, фильтров, трансформаторов, антенных решеток, при измерении электромагнитных параметров веществ. Измерение разности фаз приобрело большое значение в связи с развитием фазовых систем радиолокации и радионавигации; в современных системах радиосвязи, определения координат объектов (GPS – глобальная система определения координат), слежения за объектами на поверхности Земли и в околоземном пространстве и т.д.

Разностью фаз $\Delta\varphi$ называют разность начальных фаз φ_1 и φ_2 двух гармонических колебаний одинаковой частоты

$$\begin{aligned}
 U_1 &= U_{m1} \sin(\Phi_1) = U_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1) \\
 U_2 &= U_{m2} \sin(\Phi_2) = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi_2) \\
 \Delta\varphi &= \varphi_2 - \varphi_1
 \end{aligned}
 \tag{2.2.1}$$

Разность фаз относится к параметрам взаимодействия сигналов. Если φ_1 и φ_2 постоянны во времени, то $\Delta\varphi$ от времени не зависит. При $\Delta\varphi = 0$ – колебания считаются синфазными, при $\Delta\varphi = \pi$ – противофазными, а при $\Delta\varphi = \pi/2$ или $3\pi/2$ - колебания находятся в квадратуре.

Разность фаз можно выразить через разность моментов времени $t_2 - t_1$, в которые эти колебания имеют одинаковые фазы. Приравняем фазы $\Phi_1 = \Phi_2$, $\omega t_1 + \varphi_1 = \omega t_2 + \varphi_2$, откуда:

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = \omega(t_2 - t_1) = 2\pi f(t_2 - t_1) = 2\pi(t_2 - t_1)/T \tag{2.2.2}$$

Определение разности фаз из соотношения (2.3.2) распространяют также на два периодических колебания несинусоидальной формы, если в моменты перехода колебаний через нуль их напряжения будут иметь одинаковые направления изменений (например, от отрицательных к положительным значениям).

В радиоизмерительной технике пользуются понятием фазовый сдвиг, под которым понимают модуль разности фаз. Приборы для измерения разности фаз называют фазометрами. Мерами разности фаз служат средства измерений, называемые фазовращателями. Последние представляют собой четырёхполюсники, которые имеют известную постоянную или регулируемую разность фаз между входным и выходным сигналами.

2.2.2 Основные методы измерения разности фаз

Задача измерения разности фаз может быть решена многими способами: осциллографическим, методом компенсации фазы, методом преобразования интервала времени в напряжение, цифровым методом подсчета количества импульсов, методом измерения фазы с преобразованием частоты, квадратурным методом измерения фазового сдвига, синхронным детектированием, методом преобразования Фурье с последующим извлечением фазовой

составляющей, использованием связи между амплитудно-частотной и фазо-частотными характеристиками посредством преобразования Гилберта для минимально – фазовых цепей [53-56]. Рассмотрим несколько основных методов подробнее.

Компенсационный метод измерения разности фаз

Сущность метода состоит в том, что измеряемую разность фаз с помощью специального измерительного средства – фазовращателя, включаемого в цепь одного из сигналов, изменяют так, что результирующий эффект воздействия двух сигналов на устройство сравнения доводят до нуля. Зная изменение разности фаз, вносимое фазовращателем, можно определить разность фаз между сигналами. Данная разновидность метода сравнения называется нулевым или компенсационным методом и измерительные приборы, реализованные на его основе – компенсационными.

На рис. 2.2.1 показана структурная схема компенсационного фазометра. В качестве индикатора фиксированного фазового сдвига применяют электронный осциллограф, фазовый детектор и измерительную линию (на СВЧ). При использовании осциллографа за рабочий уровень, обеспечивающий наибольшую точность сравнения, принимают $0^\circ(360^\circ)$. Для фазового детектора целесообразен уровень разности фаз, равный 90° , а для измерительной линии – 180° .

Подавая на оба входа фазометра одно и то же напряжение, с помощью установочного фазовращателя φ_y устанавливают на индикаторе рабочий уровень разности фаз. Затем, подавая исследуемые напряжения u_1 и u_2 на вход фазометра, с помощью измерительного фазовращателя $\varphi_{\text{И}}$ изменяют фазу сигнала u_1 до тех пор, пока не получат прежнюю разность фаз на индикаторе.

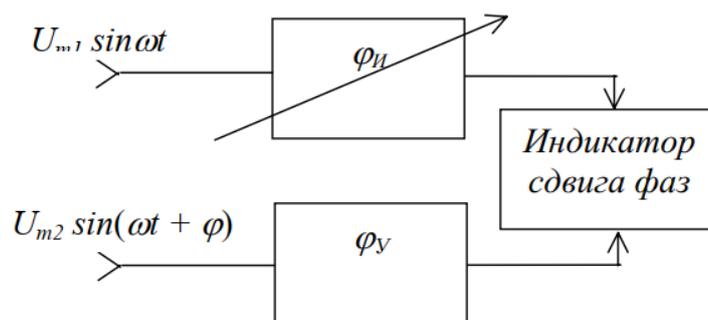


Рис. 2.2.1 Структурная схема компенсационного фазометра

Обозначим значения фазового сдвига, вносимые установочным и измерительным фазовращателями при калибровке соответственно $\varphi_{у0}$ и $\varphi_{и0}$, а рабочий уровень индикатора как $\varphi_{р}$. При измерении изменится лишь фазовый сдвиг, вносимый измерительным фазовращателем. Он станет равным $\varphi_{иИ}$. Фазовые соотношения при калибровке и измерении можно записать так:

$$\varphi_{у0} + \varphi_{и0} + \varphi_{р} = 0,$$

$$\varphi_{у0} + \varphi_{иИ} + \varphi_{р} = 0.$$

Вычтя из второго уравнения первое, получим $\varphi_{иИ} - \varphi_{и0} = 0$. Измеряемая разность фаз равна изменению фазового сдвига измерительного фазовращателя. Погрешность измерения обусловлена погрешностью измерительного фазовращателя, неточностью настройки на рабочий уровень разности фаз, нестабильностью фазового сдвига, вносимого установочным фазовращателем и составляет величину порядка десятых долей градуса.

Преобразование разности фаз при умножении и гетеродинном преобразовании частоты исследуемых сигналов

Для измерения разности фаз в очень широком диапазоне частот (коэффициент перекрытия диапазона до 1000) с приемлемой точностью, применяют преобразования сигналов: умножение и гетеродинное преобразование частоты. Таким образом фазовый сдвиг может быть перенесен на более высокую частоту.

Умножение частоты целесообразно применять при измерении малых разностей фаз для повышения точности измерений. Предположим, проведено умножение частоты двух гармонических колебаний в n раз.

Пусть подлежит измерению разность фаз двух гармонических колебаний $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$. Перед тем как подавать на фазометр, пропустим оба колебания через идентичные множители частоты на n . Разность фаз, которую покажет фазометр, будет $\varphi = n(\varphi_1 - \varphi_2) = n\varphi$, измеряемая разность фаз $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \frac{\varphi_y}{n}$, а погрешность измерений: $\Delta\varphi = \frac{\Delta\varphi_y}{n}$.

Таким образом, если выполнить предварительное умножение частоты, погрешность измерений разности фаз уменьшится в n раз. С умножением частоты связаны два важных недостатка. Первый обусловлен наличием систематической погрешности, связанной с неидентичностью фазовых характеристик двух множителей. Однако эта погрешность может быть исключена введением поправки. Методика определения поправки состоит в том, что на входы обоих множителей подается одно и то же напряжение. Измеренная фазометром разность фаз будет равна поправке с обратным знаком.

Гетеродинное преобразование частоты применяется на очень высоких частотах, когда необходимо измерить разность фаз с помощью низкочастотного фазометра, а также в случаях, когда узкодиапазонный фазометр необходимо использовать в широком диапазоне частот.

Метод, основанный на преобразовании разности фаз в напряжение

Рассмотрим фазовый детектор, основанный на преобразовании «разность фаз - напряжение». Фазовый детектор — это устройство, сравнивающее фазы двух сигналов равных или близких частот. Выходное напряжение ФД определяется разностью фаз между входным и опорным колебаниями. Так же, как и в случае преобразования частоты математической основой ФД является перемножение сигналов входного и опорного [52].

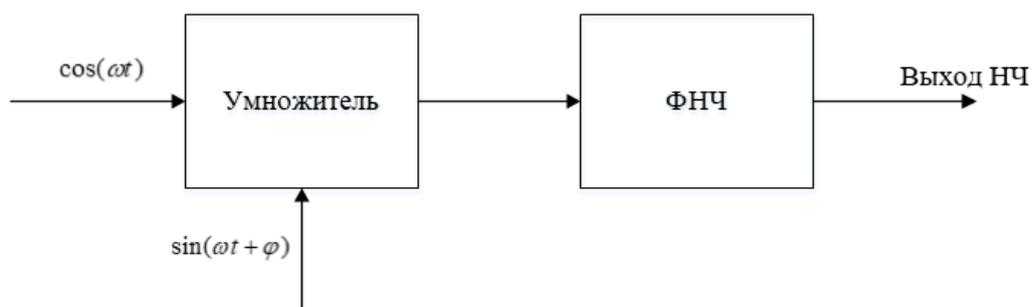


Рис.2.2.2 Структурная схема фазового детектора

Для определения фазы неизвестного колебания требуется точка отсчета, которая будет определять начало координат. Обычно в качестве такой точки отсчета выступает опорное синусоидальное колебание, вырабатываемое местным генератором (гетеродином). При этом для выделения фазы можно воспользоваться тригонометрическим тождеством:

$$\sin(\alpha) \cdot \cos(\beta) = \frac{1}{2} [\sin(\alpha - \beta) + \sin(\alpha + \beta)] \quad (2.2.3)$$

При условии равенства частот принимаемого сигнала и гетеродина формула преобразуется к виду:

$$\sin(\omega t + \varphi) \cdot \cos(\omega t) = \frac{1}{2} [\sin(\varphi) + \sin(2\omega t + \varphi)] \quad (2.2.4)$$

Напряжение с удвоенной частотой принимаемого сигнала (удвоенной промежуточной частотой) на выходе фазового детектора легко подавляется фильтром низких частот и в дальнейшем анализе не учитывается:

$$\sin(\omega t + \varphi) \cdot \cos(\omega t) \equiv \frac{1}{2} \sin(\varphi) \approx \varphi \quad (2.2.5)$$

Учитывая, что синус малого угла равен значению самого угла, на выходе аналогового умножителя сигналов присутствует напряжение, пропорциональное фазе принимаемого сигнала.

Метод преобразования разности фаз в интервал времени

Сущность метода состоит в преобразовании исследуемых синусоидальных напряжений в периодические последовательности коротких импульсов, формируемых в моменты перехода этих напряжений через нуль с производными одинакового знака (рис.2.2.3, а, б). Интервал времени между

ближайшими импульсами $t_2 - t_1$ прямо пропорционален измеряемой разности фаз. Интервал времени может быть измерен как путем аналогового измерительного преобразования, так и цифрового.

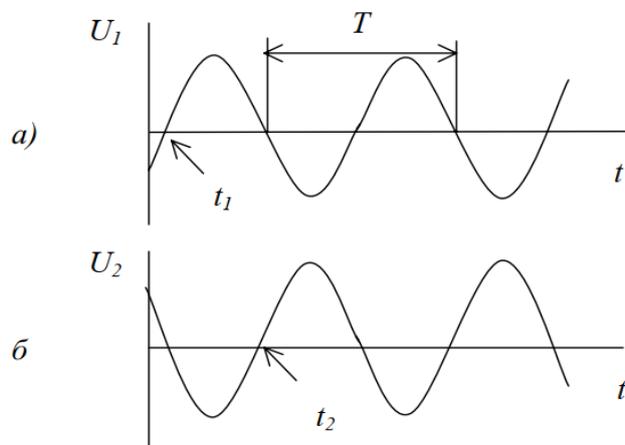


Рис. 2.2.3 Синусоидальные напряжения в периодические последовательности коротких импульсов

Однако все перечисленные методы обладают следующими недостатками:

- точность методов сильно падает при измерении разности фаз зашумленных сигналов, это особенно актуально для метода, использующего преобразование Фурье: в некоторых случаях он практически не способен восстановить фазу зашумленного сигнала;

- все методы, кроме преобразования Фурье, не оптимальны при цифровой реализации. Предлагаемый метод устраняет перечисленные недостатки.

2.2.3 Описание метода оптимального измерения фазы

В книге [92] были представлены подробные описания и математические формулы метода оптимального измерения фазы. Имеется сигнал $s(t, \varphi_c)$. Фаза сигнала φ_c неизвестна и содержит полезную информацию. Прием сигнала происходит на фоне аддитивной помехи. Для того чтобы найти оптимальную процедуру измерения фазы, необходимо получить функцию правдоподобия и найти оценку $\hat{\varphi}$, максимизирующую ее.

Функция правдоподобия:

$$L(\varphi_c) = \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^{m/2}} \exp \left[-\frac{1}{N_0} \int_0^{t_n} y^2(t) dt - \frac{1}{N_0} \int_0^{t_n} c^2(t, \varphi_c) dt + \frac{2}{N_0} \int_0^{t_n} y(t) c(t, \varphi_c) dt \right]$$

σ_n^2 и N_0 - параметры помехи, $y(t)$ - конкретная реализация, по которой ищется фаза - считаются известными, тогда:

$$e^{-\frac{1}{N_0} \int_0^{t_n} y^2(t) dt} = k_3$$

И

$$\int_0^{t_n} c^2(t, \varphi_c) dt = E_n$$

(энергии сигнала за время наблюдения).

Подставив в выражение для $L(\varphi_c)$, получим

$$L(\varphi_c) = k_3 e^{-\frac{E_n}{N_0}} e^{\frac{2}{N_0} \int_0^{t_n} y(t) c(t, \varphi_c) dt} \quad (2.2.6)$$

В общем случае:

$$\begin{aligned} c(t, \varphi_c) &= A_c a_c(t) \cos[\omega_0 t + \psi_c(t) + \varphi_c] = \\ &= A_c a_c(t) \cos \varphi_c \cos[\omega_0 t + \psi_c(t)] - A_c a_c(t) \sin \varphi_c \sin[\omega_0 t + \psi_c(t)] \end{aligned}$$

В простейшем случае синусоидального сигнала:

$$c(t, \varphi_c) = A_c \cos(\omega_0 t + \varphi_c) = A_c \cos \varphi_c \cos \omega_0 t + A_c \sin \varphi_c \sin \omega_0 t$$

Тогда

$$L(\varphi_c) = k_3 e^{-\frac{E_n}{N_0}} \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \int_0^{t_n} \left[y(t) A_c a_c(t) \cos \varphi_c \cos[\omega_0 t + \psi_c(t)] + y(t) A_c a_c(t) \sin \varphi_c \sin[\omega_0 t + \psi_c(t)] \right] dt \right\}$$

Для вычисления некоторых из полученных выше соотношений могут быть применены известные схемы - корреляторы.

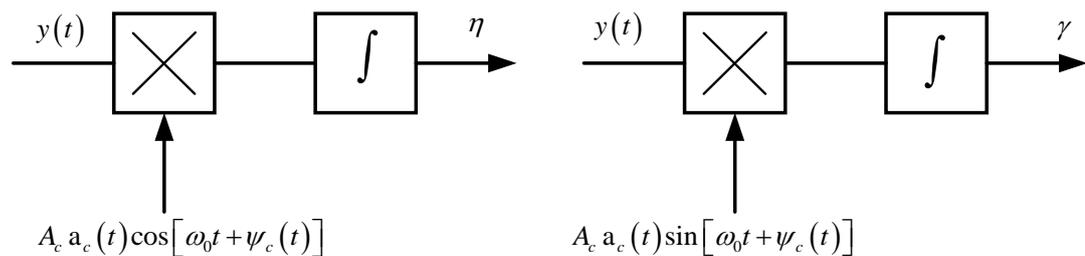


Рис. 2.2.4 Схема вычисления η и γ :

X - множитель; \int - интегратор.

Можно составить схему, которая вычисляет:

$$\eta = \int_0^{t_n} y(t) A_c a_c(t) \cos[\omega_0 t + \psi_c(t)] dt$$

$$\gamma = \int_0^{t_n} y(t) A_c a_c(t) \sin[\omega_0 t + \psi_c(t)] dt$$

Схемы, позволяющие вычислить эти интегралы, приведены на рис. 2.2.4.

Имея в виду использование таких схем, приведем выражение для $L(\varphi_c)$ к виду:

$$L(\varphi_c) = k_3 e^{-\frac{E_n}{N_0}} e^{\frac{2}{N_0}(\eta \cos \varphi_c + \gamma \sin \varphi_c)} \quad (2.2.7)$$

Для получения более удобной формы записи введём обозначения $\eta^2 + \gamma^2 = B^2$ и $\theta = \arctg\left(\frac{\gamma}{\eta}\right)$. Отметим, что величины B и θ могут быть получены с помощью математических преобразований, осуществляемых с величинами η и γ , т. е. могут быть реализованы схемы, дающие эти величины. Тогда:

$$L(\varphi_c) = k_3 e^{-\frac{E_n}{N_0}} e^{\frac{2}{N_0} B \cos(\theta - \varphi_c)} \quad (2.2.8)$$

$$\eta = B \cos \theta, \gamma = B \sin \theta$$

φ_c - неизвестная начальная фаза сигнала; θ - величина, которая может быть вычислена схемой.

Полученное выражение дает зависимость значения функции правдоподобия от величины, которая может быть получена в схеме. Оценка искомой фазы сигнала должна осуществляться так, что, если в выражении $L(\varphi_c)$ вместо независимой переменной φ_c поставить ее оценку $\hat{\varphi}_c^{\times}$, функция максимума. Без проведения сложного анализа видно, что $L(\varphi_c)$ при измерении φ_c достигает максимума тогда, когда $\varphi_c = \theta = \hat{\varphi}_{\text{опт}}^{\times}$, так как при этом $\cos(\theta - \varphi_c) = 1$.

Таким образом, максимизация функции правдоподобия достигается при использовании для оценки правила:

$$\varphi_{\text{опт}}^{\times} = \theta = \text{arctg} \frac{\int_0^{t_u} y(t) a_c(t) \sin[\omega_0 t + \psi_c(t)] dt}{\int_0^{t_u} y(t) a_c(t) \cos[\omega_0 t + \psi_c(t)] dt} \quad (2.3.9)$$

Для синусоидального сигнала:

$$\varphi_{\text{опт}}^{\times} = \theta = \text{arctg} \frac{\int_0^{t_u} y(t) \sin \omega_0 t dt}{\int_0^{t_u} y(t) \cos \omega_0 t dt}$$

Схема, осуществляющая оптимальное измерение фазы сигнала, должна иметь вид, изображенный на рис. 2.2.5.

Отметим, что схема сохраняет силу как оптимальная и при неизвестной амплитуде сигнала, так как и η и γ пропорциональны A_c , если амплитуда сигнала известна и заложена в копию. Если амплитуда сигнала неизвестна и в копии использована любая амплитуда, результат не изменится.

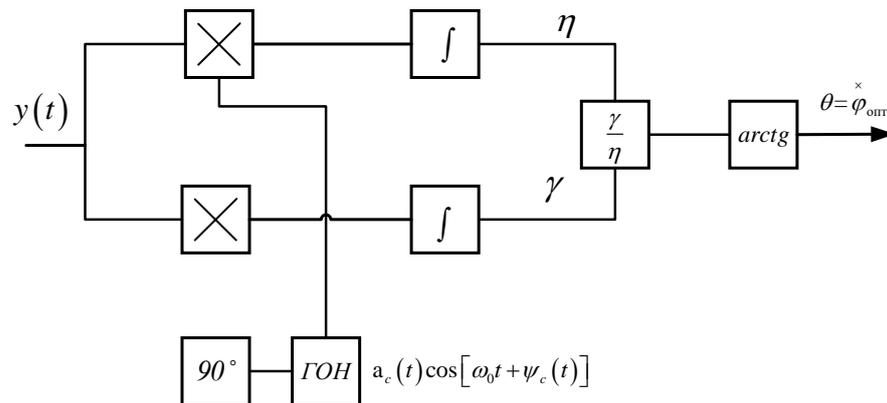


Рис. 2.2.5 Схема оптимального измерителя фазы: X - умножители; ГОН - генератор опорного напряжения; ∫ - интеграторы; $\frac{\gamma}{\eta}$ - устройство для вычисления данного отношения; *arctg* - тригонометрический преобразователь.

Рассмотрим теперь процессы, происходящие в оптимальной схеме. Если на вход подается сигнал без помехи, то ранее было показано, что

$$\eta_c = E_n \cos \varphi_c \text{ и } \gamma_c = E_n \sin \varphi_c \quad (2.3.10)$$

Где E_n - энергия сигнала за время наблюдения, а φ_c - фаза сигнала, отсчитанная относительно значения, которое принято за нулевое и которое заложено в фазу генератора опорного напряжения. Тогда

$$\frac{\gamma}{\eta} = \operatorname{tg} \varphi_c \text{ и } \theta = \varphi_c$$

При этом отношение величин на выходах двух корреляторов точно соответствует тангенсу фазы сигнала.

Если на вход подается смесь сигнала и помехи, то

$$\eta_y = \eta_c + \eta_n \text{ и } \gamma_y = \gamma_c + \gamma_n$$

где η_y и γ_y - случайные функции времени; η_c и γ_c - составляющие (функции), обусловленные действием сигнала и определяющие среднее значение; η_n и γ_n - случайные составляющие (функции), обусловленные действием помех.

В момент $t = t_n$ и $\sigma_\eta^2 = \sigma_\gamma^2 = \sigma_1^2 = \frac{E_n N_0}{2}$. Эти функции имеют возрастающую по времени дисперсию и нулевое среднее.

Если задержка известна не точно, то эффект от сигнала уменьшается и точность измерения фазы ухудшается. Уменьшение может быть найдено по функции корреляции сигнала при t , соответствующем ошибке по задержке [36].

Если задержка имеет значительную неопределенность, но опорное напряжение позволяет осуществлять наблюдение большее время, чем длительность сигнала, то помех будет на выходе накапливаться больше и точность ухудшится.

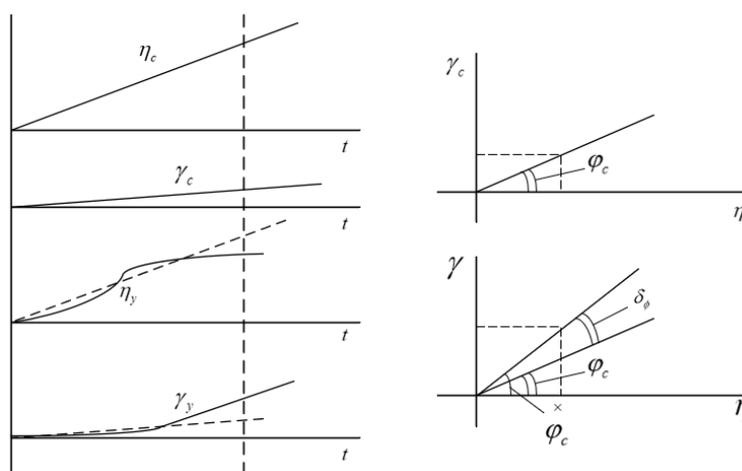


Рис. 2.2.6 Ошибка измерения фазы.

Следовательно, на выходах корреляторов имеются случайные составляющие, обуславливающие отклонения величин от тех значений, при которых

точно соблюдается условие $\theta = \varphi_c$. Очевидно, руководствуясь алгоритмом при отсчете фазы, мы допустим ошибку δ_φ и $\overset{\times}{\varphi} \neq \varphi_c$.

Сигнал может быть промодулирован любым способом - по амплитуде или фазе (частоте), и если модуляция известна и воспроизведена в копии сигнала, то результат измерения будет зависеть только от энергии сигнала.

Следовательно, сигнал может быть сложным, т. е. состоять из последовательности импульсов (пачки) с разной формой, огибающей каждого импульса и пачки в целом, или шумоподобным, т. е. сложно промодулированным по фазе; точность измерения фазы от этого не изменяется, если законы модуляции известны и воспроизведены в копии, и энергии сигналов взяты одинаковыми. Этот результат показывает, что как для обнаружения сигнала, так и для измерения такого важного параметра сигнала, как его фаза, основным фактором, определяющим точность, является энергия сигнала за то время, в течение которого может осуществляться наблюдение при измерении. Чем более сложным взят сигнал, тем сложнее должна быть реализация схемы, так как соответственно усложняется генератор копии сигнала. Казалось бы, что в этих условиях нет смысла использовать сложные и шумоподобные сигналы, так как их применение не повышает точность (при той же энергии), а реализация оптимальной схемы при этом усложняется. Однако использование таких сигналов в фазовых системах имеет очень важное значение, так как оно должно позволить решить ряд задач - уменьшения вредного действия «многолучевости» на точность, временного разделения сигналов, используемых для измерения фазы, и т. п. При этом очень важно то обстоятельство, что сигнал может выбираться любым, как это требуется для достижения необходимых результатов, и точность измерения его фазы не изменяется, если используется оптимальная процедура обработки и сохраняется энергия (при флюктуационных помехах).

Большой интерес представляет также то, что результаты оптимального измерения фазы не зависят от отношения амплитуды сигнала к среднеквадратичному значению помех на входе измерителя фазы.

Обусловливается это тем, что в оптимальном фазоизмерителе используется вся информация о смеси, заключающаяся и в ее фазе, и в ее амплитуде, и нелинейные преобразования (деление и взятие арктангенса), выявляющие фазу, осуществляются после операции накопления (в интеграторах), на протекание которой влияет и амплитуда и фаза смеси. Поскольку речь идет о фазовых системах, то уместно поставить вопрос о возможности создания и о характеристиках таких схем измерения фазы, в которых используется информация, заключающаяся только в фазе смеси, и не используется информация, заключающаяся в амплитуде смеси. Практически это можно выполнить, поставив перед оптимальным измерителем фазы ограничитель, который разрушит информацию об амплитуде смеси. При этом интегрируемые в корреляторах функции изменятся. Например, величина на выходе одного из квадратурных корреляторов вместо выражения, справедливого для оптимального фазоизмерителя, использующего всю информацию

$$\eta = \int_0^{t_n} \frac{A_y(t) A_k}{2} \cos[\varphi_k - \varphi_y(t)] dt$$

будет иметь вид (при наличии ограничителя)

$$\eta_{\text{опр}} = \int_0^{t_n} \frac{A_{\text{опр}} A_k}{2} \cos[\varphi_k - \varphi_y(t)] dt$$

Результаты измерения фазы должны ухудшиться, так как используется меньшая информация о смеси. Если сигнал сильный ($A_c > \sigma_n$), то, пользуясь изложенной выше приближенной методикой, получим

$$\sigma_{\delta\varphi_{\text{опр}}}^2 = \frac{N_0}{2E_n}$$

Таким образом, при сильном сигнале амплитуда смеси почти постоянна и ее использование при фазоизмерении не влияет на результаты измерений. При слабом сигнале ($A_c \ll \sigma_n$) отклонение измеряемой фазы увеличивается в $4/\pi$ раза для гауссовой помехи и в 2 раза для помехи с постоянной амплитудой, т. е. при фазоизмерении важно использование информации об амплитуде смеси.

2.3. Математическая модель синхронизации

Особенностью систем синхронизации космических аппаратов систем радиолокационного мониторинга являются большие расстояния между ними и непрерывное измерение положения в пространстве, что приводит к необходимости использования широких (сферических) диаграмм направленности антенн, приводящих к значительному ослаблению сигналов при распространении. Эта особенность систем синхронизации не исследована в известных работах по синхронизации [11-19, 25, 85-87, 89, 90].

При использовании одночастотной синхронизации центральный КА непрерывно передаёт гармонический сигнал несущей частоты $U_0(t) = U_{om} \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$. Удалённый КА принимает сигнал и с помощью системы ФАПЧ подстраивает свой опорный генератор РЛС на частоту и фазу ЦКА, а затем передаёт его на ЦКА. За время цикла приём-передача возможны изменения частоты и фазы опорного генератора ЦКА, а кроме того происходит изменение фазы при распространении излучения.

Поэтому на вход приёмника центрального КА поступает сигнал от УКА, а также сигнал, проходящий на вход приёмника через неидеальный ферритовый циркулятор:

$$U_{\text{вх}}(t) = U_0 K_c \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + U_0 K(R) \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_y),$$

где K_c - коэффициент передачи опорного сигнала через циркулятор; $K(R)$ - уменьшение амплитуды сигнала при распространении в пространстве на расстоянии R , которое приближённо может быть рассчитано по уравнению идеальной радиопередачи $K(R) = \sqrt{\frac{D_1 D_2 \lambda^2}{16\pi^2 R^2}} e^{-j\beta R}$; D_1, D_2 - коэффициенты направленного действия антенн системы синхронизации ЦКА и УКА; λ - длина волны излучения; β - фазовая постоянная распространения волны; φ_y - фаза опорного сигнала УКА.

Фазовый множитель $e^{-j\beta R}$ зависит от расстояния между ЦКА и УКА и рассчитывается на основе точного определения расстояния между КА

(например, в системе TerraSar используется прецизионная оптическая система измерения расстояния между КА и дополнительно оптическое измерение расстояния до опорного геостационарного КА, точность – до 1 мм [42]). Поэтому в дальнейшем этот фазовый сдвиг не учитывается.

После фазового детектирования

$$U_o(t) = 0,5U_0K_c \sin(2\omega_0 t) + 0,5U_0 \sqrt{\frac{D_1 D_2 \lambda^2}{16\pi^2 R^2}} [\sin(2\omega_0 t + \varphi_y) - \sin \varphi_y]$$

и фильтрации второй гармоники на выходе фазового детектора формируется полезный сигнал

$$U_o(t) = U_0 \sqrt{\frac{D_1 D_2 \lambda^2}{32\pi^2 R^2}} \sin \varphi_y .$$

Поскольку при распространении амплитуда сигнала значительно снижается, необходимо оценить отношение сигнал-шум на выходе детектора.

При учёте тепловых шумов $U_n = \sqrt{\sigma_n^2} = \sqrt{4kT\Delta F}$, где k – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура, ΔF - ширина полосы, отношение сигнал – шум на выходе фазового детектора составит

$$S / N = \left[\frac{U_0^2 D_1 D_2 \lambda^2}{128\pi^2 R^2 k T \Delta F} \sin \varphi_y \right] \quad (2.3.1)$$

На рисунке 2.3.1 приведены результаты расчёта зависимости отношения сигнал-шум от расстояния между КА в дБ на выходе фазового детектора односторонней системы синхронизации гармоническим сигналом.

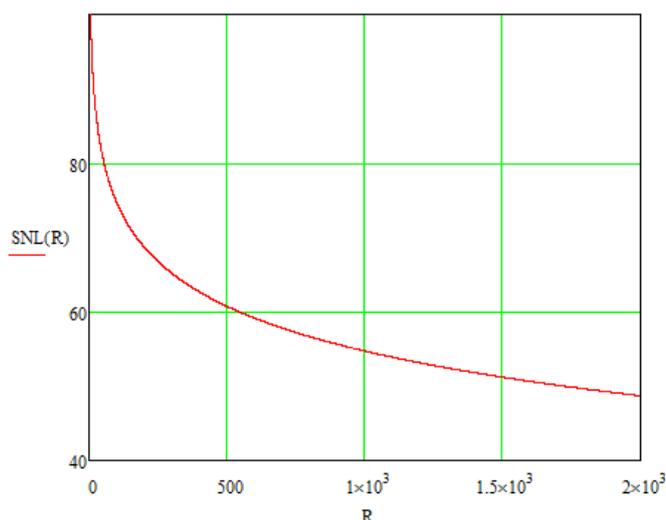


Рис. 2.3.1 Зависимость отношения сигнал-шум в дБ на выходе фазового детектора одночастотной системы синхронизации от расстояния между КА

Результаты показывают, что из-за необходимости обеспечения широкой диаграммы направленности и сильного уменьшения амплитуды волны при распространении передаваемый сигнал сильно затухает, однако отношение сигнал-шум для внутренних шумов остаётся достаточным для обеспечения малых значений предельной погрешности измерения фазы [55] (рис. 2.3.1).

$$\sigma_{\varphi}^2 = 1/(S/N).$$

Однако, в худшем случае (на максимальной дальности) предельная дисперсия измерения фазы приблизительно равна $\sigma_{\varphi}^2 = 10^{-5}$, что для СКО фазы составляет порядка 0,2 градуса, и максимальная фазовая ошибка может составлять более 0,5 градуса.

Вторым негативным фактором, как было установлено, является прохождение на вход приёмника через циркулятор опорного сигнала, который по амплитуде существенно превышает сигнал УКА, при чём фазы сигналов в ФД и на входе могут отличаться. Это приводит к дополнительной фазовой ошибке, которая может быть оценена из выражения (для фиксированной фазы сигнала помехи)

$$\Delta\varphi(R) = \varphi - \arctan \left[\frac{K(R) \sin(\varphi)}{K_c \left(1 + \frac{K(R) \cos(\varphi)}{K_c} \right)} \right] \quad (2.3.2)$$

где φ – фаза сигнала удалённого КА (фаза опорного сигнала принята равной нулю).

На рисунке 2.3.2 приведены результаты расчёта данной фазовой ошибки.

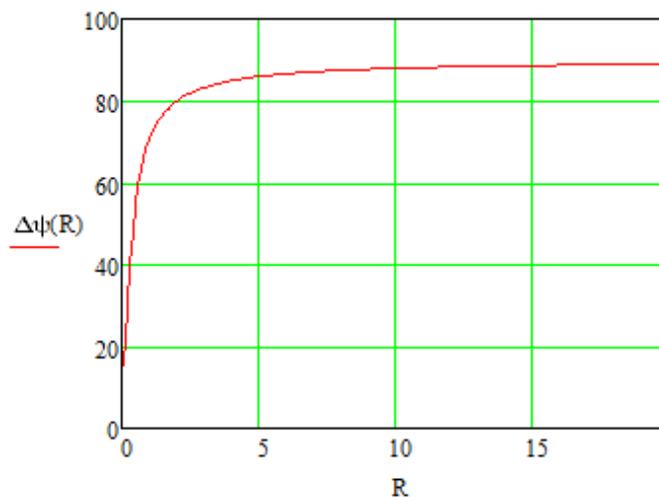


Рис. 2.3.2 Результаты расчёта фазовой ошибки, возникающей из-за прохождения опорного сигнала через циркулятор

Как видно из рисунка, уже на малых расстояниях ошибка становится недопустимой. Всё это показывает непригодность одночастотных систем для синхронизации космических аппаратов.

Если сигнал помехи имеет случайную фазу, распределённую по равновероятному закону φ_n , то при вычислениях по методике [92] плотность вероятности отклонения результирующей фазы φ_p от измеряемой будет определяться выражениями

$$p(\varphi_p) = \frac{\cos(\varphi_p)}{\pi \sqrt{\frac{U_n}{U_0} - \sin^2(\varphi_p)}}; \quad \frac{U_n}{U_0} < 1;$$

$$p(\varphi_p) = \frac{1}{2\pi} + \frac{\cos(\varphi_p)}{2\pi \sqrt{\frac{U_n}{U_0} - \sin^2(\varphi_p)}}; \quad \frac{U_n}{U_0} > 1;$$

где U_n - амплитуда помехи; U_0 - амплитуда измеряемого сигнала.

Полученные выражения позволяют рассчитать дисперсию и СКО измерения фазы в этом случае:

$$\sigma_p^2 = \int_{-\pi}^{\pi} \varphi_p^2 p(\varphi_p) d\varphi_p .$$

На рисунке 2.3.3 приведены результаты расчёта влияния гармонической помехи на СКО отклонения фазы при измерениях.

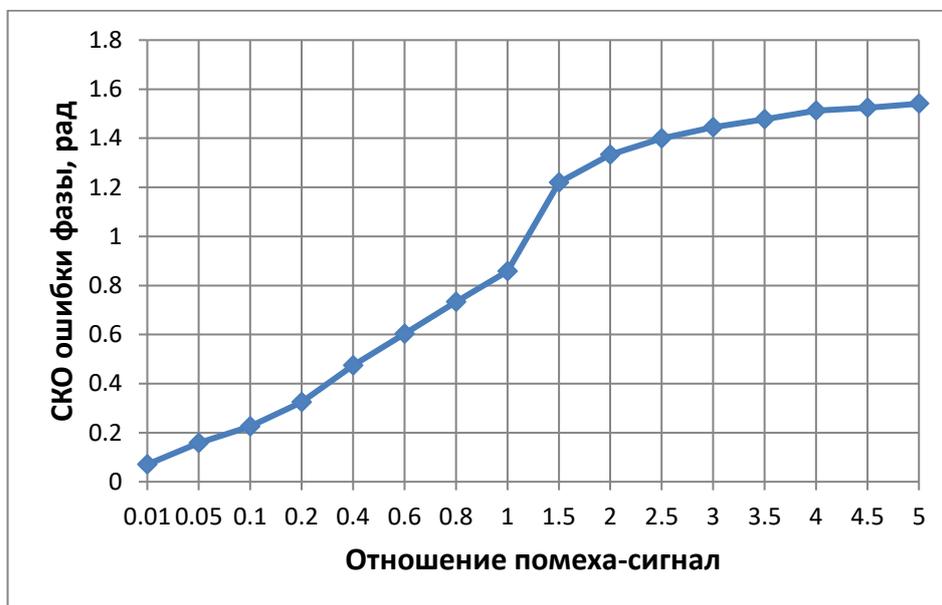


Рис. 2.3.3 Результаты расчёта влияния гармонической помехи со случайной фазой на СКО отклонения фазы при измерениях

Результаты расчёта показывают, что для получения СКО отклонения фазы при измерениях не более десятых долей градуса относительный уровень сигнала помехи не должен превышать $5 \cdot 10^{-3}$, т.е. соотношение сигнал-помеха (по мощности) требуется более 46 дБ.

При сравнимых уровнях сигнала (и тем более, при превышении помехи над сигналом) измерения невозможны.

Результаты данного исследования опубликованы автором в работе [94].

2.4. Анализ характеристик основных схем синхронизации

2.4.1 Одночастотная схема

В данной пункте рассматривается одночастотная схема фазовой синхронизации несущей. В этой схеме центральный блок генерирует и передаёт синусоидальный сигнал с фиксированной частотой (рис. 2.4.1). Этот сигнал получает удаленный блок, который синхронизирует свой собственный генератор на эту частоту и передает восстановленный сигнал обратно в центральный блок. Центральный блок восстанавливает этот сигнал обратной связи, и вычисляет смещение фазы канала передачи. С помощью этой информации центральный блок регулирует фазу своего сигнала [98].

Для осуществления этого метода необходимо, чтобы передача и прием в обоих блоках имели идеальные направленные свойства, что означает способность разделить и отличить две различных волны в зависимости от направления их распространения. Это означает, что не должно быть никаких помех между двумя сигналами, которые движутся в противоположных направлениях в канале.

Кроме того, также предполагается, что каналы согласованы как с центральным блоком, так и удаленным устройством. Это означает, что не будет никаких отражений на линии.

Такие свойства могут быть получены, используя идеальные циркуляторы в линии передачи данных на каждом интерфейсных удаленном и центральном блоках. Эта схема приводится на рис. 2.4.1.

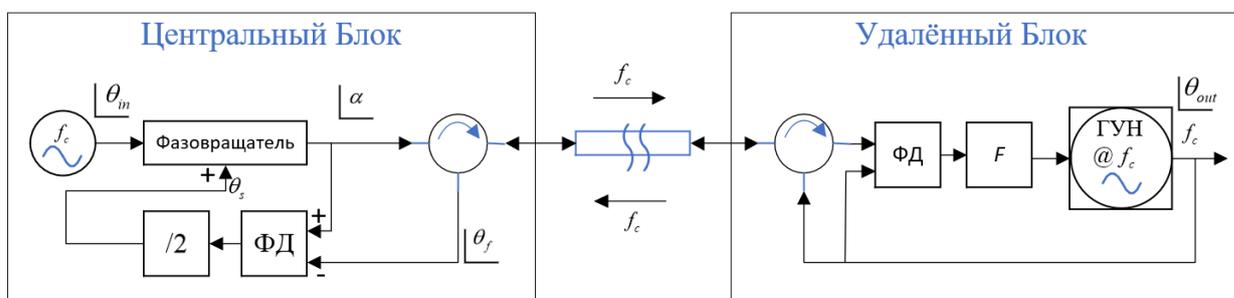


Рис. 2.4.1 Схема одночастотной фазовой синхронизации: ФД – фазовый детектор; F – фильтр; ГУН – генератор, управляемый напряжением

Несущая, с частотой f_c , генерируется в центральном блоке и передается с опорными сигналом фазы θ_{in} . Центральный блок передает один сигнал с частотой f_c и фазой α , которая равна входной фазе θ_{in} плюс смещение θ_s , которое вводится в контролируемый переменный фазовращатель.

Канал передачи, который является симметричным каналом, вводит задержку по времени, эквивалентную фазовой задержке φ для передаваемого сигнала на частоте f_c . Таким образом, удаленный блок принимает сигнал с фазой θ_r . Кроме того, принимаемый сигнал ослабляется и искажается аддитивным шумом, который усложняет обнаружение изменений фазы, которые в некоторых случаях могут быть скрыты шумом.

Удаленный блок регенерирует полученные фазы θ_r в свой собственный генератор, управляемый напряжением (ГУН). На выходе фаза сигнала ГУН, θ_{out} , сравнивается с входной фазой θ_r в фазово-частотном детекторе, выходной сигнал которого показывает мгновенное значение разности фаз. В результате изменения управляющего напряжения фаза выходного сигнала θ_{out} будет точно равна фазе входного сигнала θ_r .

В целях уменьшения воздействия шума сигнал ошибки усредняется за некоторый промежуток времени фильтром F , выходной сигнал которого используется для установления частоты ГУН.

Кроме внешних шумов, обратная связь в контуре удаленного блока также компенсирует фазовый шум, генерируемый внутри ГУН, который обычно не является идеальным генератором. Сигнал со сформированной фазой передается обратно к центральному блоку через интерфейсные циркуляторы. Центральный блок принимает этот сигнал обратной связи с циркулятора, передает его на фазовый детектор центрального блока, сравнивает фазу сигнала обратной связи θ_s с α , фазой передаваемого сигнала.

Выходной сигнал фазового детектора делится на 2, фильтруется с формированием на выходе фазы θ_s , и поступает на переменный фазовращатель.

Для обеспечения работоспособности системы синхронизации

необходимо обеспечить ортогональность сигналов ЦКА и УКА. Как известно, ортогональность сигналов может быть обеспечена:

- частотным методом (при использовании сигналов, спектры которых не перекрываются);
- поляризационным методом (при использовании сигналов ортогональных поляризаций);
- временным методом (смещение сигналов во времени);
- при использовании ортогональных кодов.

Сразу можно сказать, что поляризационный метод в рассматриваем случае неприменим из-за перемещения космических аппаратов в пространстве.

2.4.2 Двухчастотная схема синхронизации

Схема двухчастотная синхронизация основана на использовании для передачи центр-удалённый блок двух поднесущих, для которых частота синхронизации f_c точно равна средней частоте из двух поднесущих. [25]. Первая частота имеет неизменную фазу, а другая имеет фазы, которые корректируются в целях компенсации полного цикла фазовых сдвигов. В результате формируется общий фазовый сдвиг, близкий к нулевому, что обеспечивает линейный режим работы фазового детектора (рисунок 2.4.2).

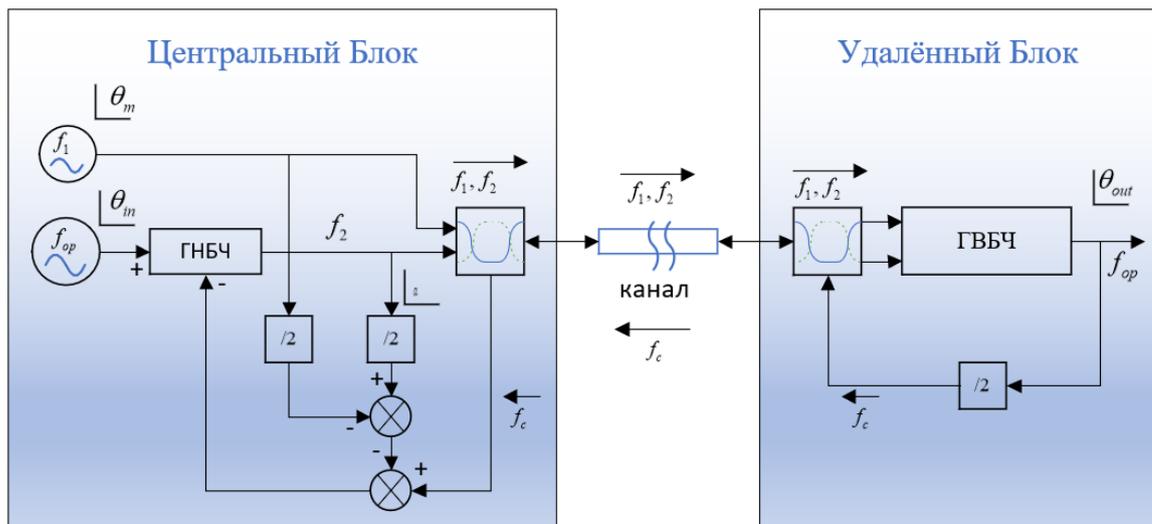


Рис. 2.4.2 Модернизированная двухчастотная схема: ГНБЧ – генератор нижней боковой частоты; ГВБЧ – генератор верхней боковой частоты

В данной схеме первый сигнал имеет частоту $f_1 = f_c - f_m$ и

неизвестную произвольную фазу θ . Частота второго сигнала равна $f_1 = f_c + f_m$, и ее фаза α регулируется в целях компенсации смещения неизвестной фазы θ канала. В стационарном состоянии, если фаза компенсируется правильно, то значение α должен быть равен $2\varphi - \theta$.

Удаленный блок в этой схеме идентичен блоку для АМ схемы синхронизации. Таким образом, удаленный блок восстанавливает несущую с частотой f_c и передает её обратно в центральный блок. Фаза сигнала обратной связи, наблюдаемая в центральном блоке равна

$$\theta_f = \frac{\theta}{2} + \frac{\alpha}{2} - 2\varphi$$

Эта фаза может быть использована для получения фазы α , необходимой для управления в цепи обратной связи.

Если предполагается, что несущая входной фазы θ_{in} равна нулю, то можно получить вариант, подходящий для преобразования полученного сигнала обратной связи. Конверсию сигнала получают путем смешивания фазы несущей и частоты (преобразование «вниз»), разделяющей сигналы. Преобразованная фаза несущей

$$\theta_{down-conversion} = 0 + \frac{\alpha}{2} - \frac{\theta}{2}$$

$$f_{down-conversion} = f_2 = f_c + \frac{f_1}{2} - \frac{f_2}{2}$$

В результате значение декодированной фазы становится

$$\theta_{decoded} = \theta_{down-conversion} - \theta_f = 2\varphi - \theta$$

$$f_{decoded} = f_m = f_2 - f_c$$

Наконец, контролируемый сигнал, частота которого равна $f_2 = f_c + f_m$, получен через преобразование «вверх» несущей и декодированного низкочастотного сигнала. Его фаз α , имеет значение

$$\alpha = 0 + \theta_{decoded} = 2\varphi - \theta$$

Функциональная схема формирования контролируемого сигнала x_2 , показана на рис. 2.4.3. Эта схема показывает, как можно получить компенсацию

сигнала без осуществления фазового детектирования на нулевой частоте.

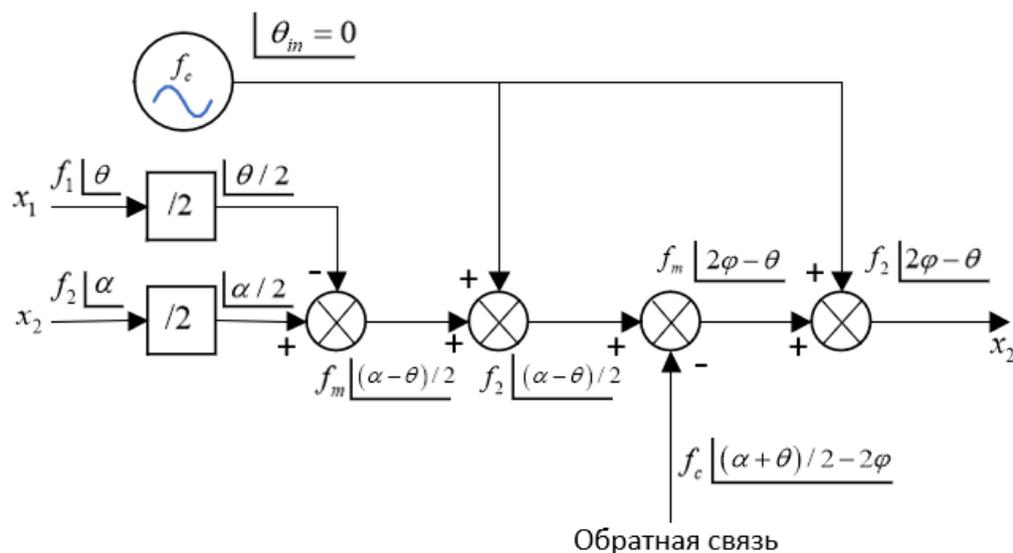


Рис. 2.4.3. Функциональная схема формирования сигнала управления

В схеме, показанной на рис. 2.4.3 видно также, что несущая опорного сигнала используется для преобразования два раза. Следовательно, схема может быть упрощена заменой двух узлов преобразования несущей опорного сигнала только одним узлом преобразования для входного сигнала. Кроме того, сигнал с частотой $2f_c$ также генерируется в удалённом блоке в ГВБЧ. Затем его также можно использовать в петле синхронизации несущей на удвоенную частоту ПЧ. Этот схема имеет преимущество, позволяющее осуществлять синхронизацию на частоте, равной половине частоты несущей.

На рис. 2.4.4 показана структурная схема генерации компенсационного сигнала с помощью, несущей с частотой $2f_c$, равной опорной частоте f_{op} . В практической реализации выходной сигнал должен быть получен с восстановлением фазовой синхронизации.

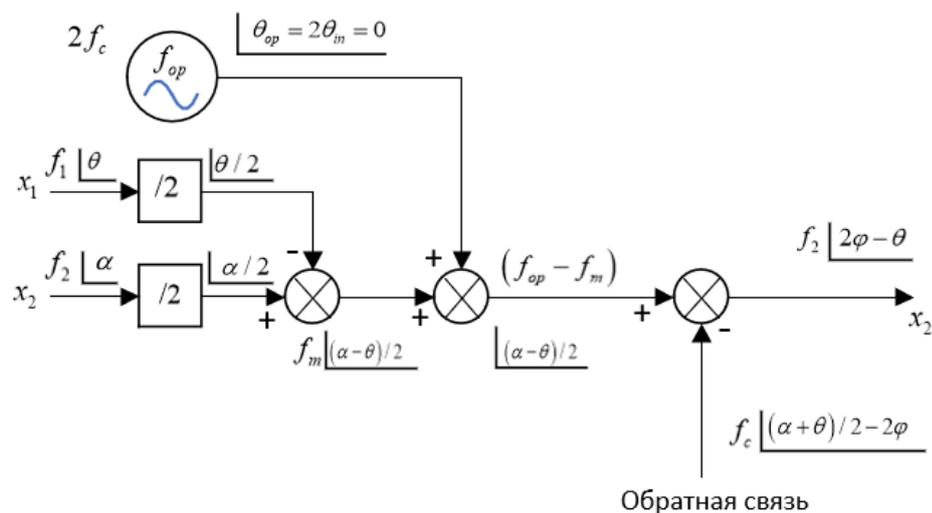


Рис. 2.4.4. Структурная схема генерации компенсационного сигнала

Модернизированная двухчастотная схема синхронизации основана на схеме слежения, показанной на рис. 2.4.4. Общая схема фазовой синхронизации показана на рис. 2.4.2. В этой схеме порядка точки преобразования в петле обратной связи изменены, хотя в целом результат сохраняется.

Оба устройства подключены к каналу передачи через трёхвходовой частотный мультиплексор. Это устройство включает фильтры трех разных диапазонов частот вблизи частот f_1 , f_2 , и f_c .

Генератор нижней боковой частоты формирует сигнал x_2 с частотой смещения фазовой автоподстройки частоты. Для данной реализации, в частности, на положительный вход фазы ГНБЧ поступает несущая частота сигнала с частотой $f_{op} = 2f_c$ и на отрицательный вход - сигнал с частотой f_1 , а фазы равны: $\theta - 2\varphi$ эквивалентно $-\alpha$. Кроме того, разность фаз между этим сигналом и x_1 может быть использована для измерения сдвига фазы канала.

Одним из преимуществ предлагаемой схемы является то, что характеристика канала может быть выполнена с набором частот, f_1 , f_2 , и f_c , при очень малом интервале между ними без влияния на точность системы.

Для практической реализации системы должны быть проанализированы дополнительные факторы. Первый фактор определяется влиянием времени задержки и фазы сигнала в компоненты контура и стабильности его поведение во времени. Для некоторых компонентов это поведение критично и должны

быть точно определено, поскольку оно влияет на характеристики всего контура. Для других компонентов такое поведение компенсируется в замкнутом контуре.

Вторым фактором для анализа является этап начального входа в режим, то есть способность пройти путь от начального состояния, в котором фазовое состояние не выполняется, до состояния, в котором выполняются условия стабилизации фазы.

На рис. 2.4.5, 2.4.6 приведены примеры структурной реализации генераторов верхней и нижней боковых частот.

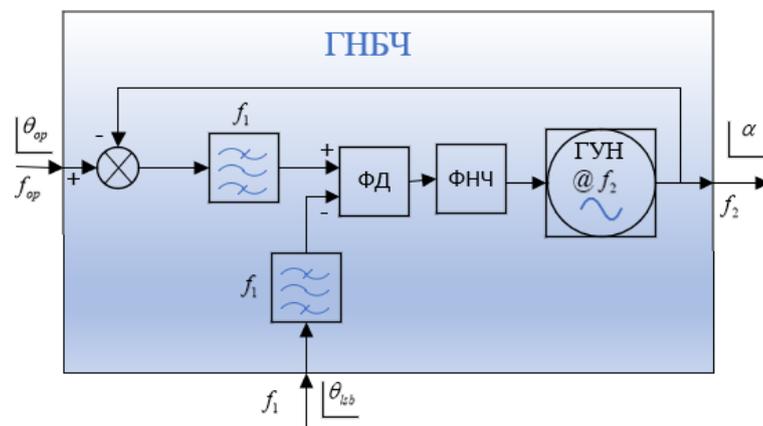


Рис. 2.4.5 Пример структурной схемы генератора нижней боковой частоты: ФД – фазовый детектор; ГУН – генератор, управляемый напряжением

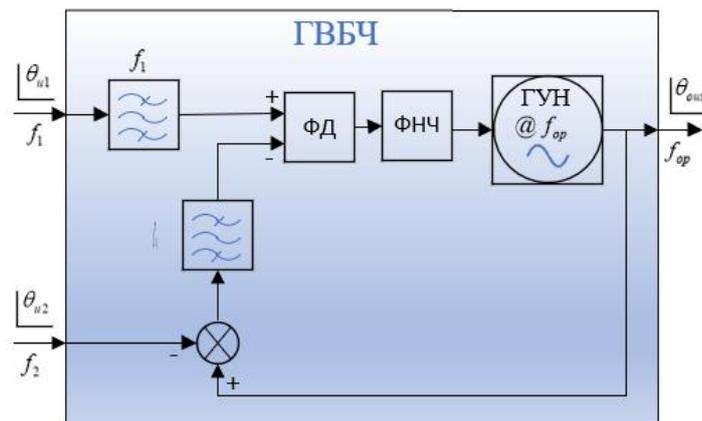


Рис. 2.4.6 Пример структурной схемы генератора верхней боковой частоты

Для практической реализации генераторов должен быть определён частотный план системы синхронизации.

Простейшим вариантом решения проблемы является использование частотной ортогональности. Она реализована в известной двухчастотной схеме [25]. В этом случае используются две различные частоты: одна для передачи ЦКА-УКА, вторая УКА-ЦКА. Необходимая развязка каналов обеспечивается линейными частотными фильтрами.

Оценить уровень вносимой фазовой ошибки из-за прохождения опорного сигнала можно по полученному выражению, в котором коэффициент K_ϕ учитывает дополнительное подавление сигнала частотным фильтром

$$\Delta\varphi(R) = \varphi - \arctan \left[\frac{K(R) \sin(\varphi)}{K_c K_\phi \left(1 + \frac{K(R) \cos(\varphi)}{K_c K_\phi} \right)} \right]$$

Необходимый уровень развязки каналов (и, соответственно, уровень подавления фильтров) может быть оценён из рисунка 2.4.7, на котором показаны зависимости снижения амплитуды сигналов (в дБ) от УКА на различных частотах (1,0; 3,0 и 10 ГГц).

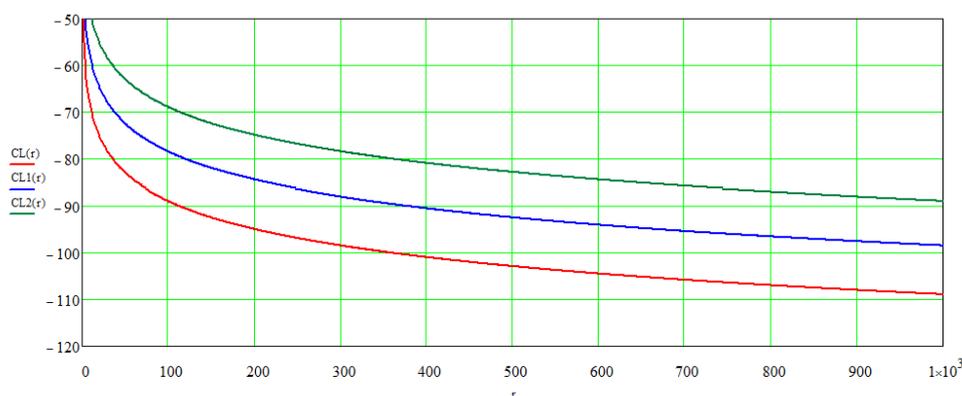


Рис. 2.4.7 - Зависимости снижения амплитуды сигналов (в дБ) при распространении от УКА до ЦКА на различных частотах (1,0; 3,0 и 10 ГГц)

Приведённые результаты позволяют сделать следующие выводы:

- для обеспечения возможности работы системы синхронизации на больших расстояниях, необходимо использовать фильтры высокого порядка с линейной частотной характеристикой (фильтры Баттерворта) и подавлением второго сигнала на 100...120 дБ, что требует использования высокого порядка

фильтров;

- использование двухчастотных схем синхронизации целесообразно на относительно низких частотах, когда требования к фильтрам снижаются (при уменьшении частоты с 10 ГГц до 1 ГГц требуемое затухание снижается на 20 дБ);

- при использовании относительно низких частот для синхронизации необходимо создание на КА специального канала синхронизации со своей рабочей частотой, передатчиком – приёмником, антенной и пр., что увеличивает габариты и массу системы.

2.5. Вывод по главе 2

1. Проведенные рассмотрения показали, что оптимальной является схема следящего измерителя фазы. Однако эта схема требует использования простых синхронизирующих сигналов. С одной стороны, это упрощает обработку сигнала. А с другой - требует создания специального канала передачи синхронизирующего сигнала, что усложняет аппаратную реализацию система.

2. Проведенный анализ показал, что синхронизация возможна только при мощном обратном сигнале; при увеличении длины волны требуемый уровень развязки уменьшается, что приводит к целесообразности использования подобных систем на низких частотах. Увеличение развязки между прямым и обратным каналами возможно аппаратным (циркулятор), частотным (частотные фильтры) или временным методами.

3. Полученные результаты показывают практическую не реализуемость одночастотной схемы и сложности создания двухчастотной схемы.

ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ СИНХРОНИЗАЦИИ ЧАСТОТЫ И ФАЗЫ РАЗНЕСЁННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

В главе будут разработаны методы синхронизации фазы разнесённых генераторов, проведен анализ характеристик антенной системы для синхронизации разнесённых приёмо-передатчиков и оценены их характеристики.

3.1. Разработка метода синхронизации с амплитудно-модулированным сигналом

Один из вариантов для осуществления двусторонней передачи с использованием частотной дискриминации заключается в умножении амплитуды первой несущей на внешний низкочастотный модулирующий сигнал, что обеспечивает получение балансной амплитудной модуляции с подавленной несущей.

При реализации двухчастотных систем возникают проблемы с созданием двух частотных каналов (прямого и обратного), работающих на различных частотах, но связанных по фазе (когерентных). В диссертации предлагается модернизация двухчастотного метода, заключающаяся в формировании двух частот для прямого и обратного каналов методом балансной амплитудной модуляции:

$$U_{\text{БАМ}}(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \theta_0) \cos(\omega_m t + \theta_m) = \frac{U_0}{2} [\cos((\omega_0 + \omega_m)t + \theta_0 + \theta_m)] + \frac{U_0}{2} [\cos((\omega_0 - \omega_m)t + \theta_0 - \theta_m)]$$

где ω_0 – несущая частота; ω_m – частота модуляции; θ_0, θ_m – фазы соответственно несущей и модулирующей частот. Предлагаемый метод отличается простотой реализации и контролируемостью сдвига их фаз. Частота модуляции определяется возможностью получения требуемого подавления второго канала и может выбираться (в зависимости от несущей) от единиц до десятков мегагерц.

Фазовая ошибка для двухчастотного метода может быть рассчитана по полученным ранее соотношениям (2.3.1), (2.3.2). В соотношении (2.3.1)

необходимо учесть, что частотная полоса ΔF в этом случае будет определяться частотой модуляции и уровень шумов для двухчастотного метода существенно выше, чем для одночастотного.

В приемнике этот сигнал пропускается через когерентный детектор огибающей, который восстанавливает частоты несущей и огибающей. Несущая становится фазой и частотой опорного приемника, а низкочастотная огибающая используется для запуска частоты синхросигнала.

Таким образом могут быть проанализированы отклонения от несущей частоты схемы синхронизации. Например, прямая несущая может быть модулирована по амплитуде внешним низкочастотным модулирующим сигналом. Следовательно, если входной сигнал несущей имеет вид

$$c(t) = \cos(\omega_c t + \theta_{in})$$

и модулирующий сигнал

$$m(t) = \cos(\omega_m t + \theta_m)$$

то передаваемый модулированный сигнал имеет вид

$$\begin{aligned} x(t) &= \cos(\omega_c t + \theta_{in}) \cos(\omega_m t + \theta_m) = \\ &= \frac{1}{2} [\cos((\omega_c + \omega_m)t + \theta_{in} + \theta_m)] + \frac{1}{2} [\cos((\omega_c - \omega_m)t + \theta_{in} - \theta_m)] \end{aligned}$$

Следовательно, несущая восстанавливается со сдвигом фазы $\varphi = \omega_c \tau_d$, связанным с несущей частотой ($f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$). Этот сигнал передается обратно в центральный блок для того, чтобы получить сигнал обратной связи. При таком методе могут быть развязаны каналы передачи прямого и обратного сигналов при использовании фильтров с полосой на центральной частоте f_c .

В центральном блоке сигнал обратной связи несущей формируется так же, как это было сделано в схеме для одной несущей частоты.

Структурная схема синхронизации приведена на рисунке 3.1.

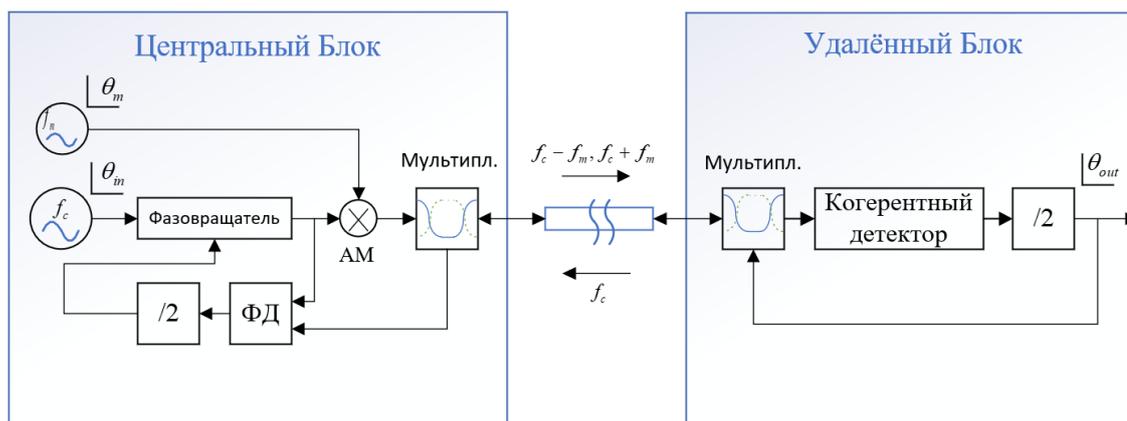


Рис. 3.1 Структурная схема синхронизации с амплитудно-модулированным сигналом

где ФД – фазовый детектор, АМ – амплитудная модуляция, мультипл. – мультиплексер

3.2. Синхронизации генераторов с ЛЧМ сигналом

Прежде чем перейти к методу синхронизации генераторов, использующих ЛЧМ сигналы, необходимо рассмотреть недостатки и сложности при рассмотренных в диссертации методах синхронизации генераторов.

Во-первых, хотя в рассматриваемых методах используются простые высокочастотные сигналы для простоты проектирования и синхронизации, требуется отдельный канал для передачи синхронных сигналов, а также для их обработки. Например, каждый спутник в миссии TanDEM-X оснащен шестью антеннами (что требует обеспечения единого фазового центра антенн, фазовых ДН антенны) синхронизации, используемыми для передачи и приема сигнала синхронизации. Точность фазовой синхронизации в миссии TanDEM-X менее 1° .

Во-вторых, для обеспечения схемы синхронизации необходимо наличие навигационных приемников GPS/ГЛОНАСС для высокоточного определения параметров орбит КА, высокостабильных опорных генераторов РСА на всех КА с возможностью «дисциплинирования» по внешним сигналам ГНСС и синхронизации относительной фазы опорных генераторов (гетеродинов) с использованием отдельной радиолинии, временной синхронизации начала и

периода повторения излучаемых импульсов и приемных стробов с использованием также ГНСС, радиолинии для обмена координатами КА, дополнительными двигательными установками для точного управления КА [9, 23, 24].

Проведённое исследование показало, что двухчастотный метод синхронизации, несмотря на большие преимущества по сравнению с одночастотным методом, имеет серьёзные недостатки для синхронизации КА в информационно-измерительных системах космического мониторинга Земли:

- метод применим на относительно низких частотах (до единиц ГГц), что позволяет использовать его только в длинноволновых РЛС мониторинга;
- двухчастотный метод требует создания и размещения на КА комплекса специализированной аппаратуры канала синхронизации: антенны, приёмника, передатчика достаточно большой мощности, фидерных линий, увеличивающих массу и габариты аппаратуры.

В системах космического мониторинга длительность сеансов зондирования составляет от секунд до десятков секунд. Паузы между сеансами могут составлять от минут до часов. Поэтому синхронизация требуется для устранения медленных изменений частоты и фазы генераторов, а синхронизация в процессе сеанса (устранение быстрых флуктуаций частоты) не требуется, поскольку она обеспечивается использованием стабильных опорных генераторов.

Решением проблемы в этом случае является использование зондирующего сигнала РЛС системы мониторинга в качестве синхронизирующего в паузах между сеансами зондирования. Это решение обеспечивает следующие преимущества:

- не требуется размещение на КА специализированных приёмо-передающих устройств канала синхронизации диапазона, отличающегося по частоте от частоты зондирования;
- передатчик системы зондирования имеет достаточно большую мощность, обеспечивающую надёжное функционирование линии синхронизации;
- проведение синхронизации в паузах между сеансами зондирования

обеспечивает временную ортогонализацию сигналов и высокий уровень развязки между прямым и обратным каналами.

Синхронизирующим сигналом в этом случае является ЛЧМ импульс с большой базой, обеспечивающий как временную, так и фазовую синхронизацию генераторов.

3.2.1 Характеристики радиоимпульса с линейной частотной модуляцией

Особенностью сложных сигналов является возможность их «сжатия» по времени в специальных устройствах – фильтрах, согласованных с этими сигналами. В результате этого можно достичь и большой энергии излучения, свойственной длинному зондирующему импульсу, и высокого разрешения целей по дальности, свойственного короткому сжатому сигналу [75].

ЛЧМ сигналы имеют определенные преимущества перед другими сложными сигналами: возможность достижения больших девиаций частоты (1 ГГц и более) при значительной скорости перестройки; сравнительная простота изменения формы огибающей ЧМ сигнала и скорости частотной модуляции для улучшения параметров сжатого сигнала, простота оценки, измерения и коррекции искажений, для ЛЧМ сигналов относительно просто осуществляется коррекция искажений, вносимых элементами тракта и средой распространения радиоволн; при корреляционной и корреляционно-фильтровой обработке широкополосные ЛЧМ сигналы трансформируются в узкополосные, которые можно преобразовать в цифровую форму с помощью не слишком быстродействующих АЦП и исследовать, например, в БПФ процессоре, чтобы выделить интересующую нас информацию; созданы генераторы СВЧ на транзисторах, на генераторах Ганна, позволяющие перекрывать полосы в несколько гигагерц со скоростью перестройки 20 - 50 ГГц/мкс.

Как известно, временная форма ЛЧМ сигнала с равноамплитудной огибающей определяется выражением:

$$U_{\text{ЛЧМ}}(t) = \begin{cases} 0; t < \frac{\tau_u}{2}; \\ U_m \cos(\omega_0 t + \mu \frac{t^2}{2}); & -\frac{\tau_u}{2} \leq t \leq \frac{\tau_u}{2}, \\ 0; t > \frac{\tau_u}{2}. \end{cases}$$

а его спектр представляется в виде

$$U(\omega) = \frac{U_m}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} \exp\left[-j \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu}\right] * [C(X_1) + C(X_2) + j[S(X_1) + S(X_2)]]$$

где $S(X), C(X)$ - интегралы Френеля.

Для сигналов с большой базой (для космического зондирования используются сигналы с базой 100...10000) спектр имеет практически прямоугольную форму в пределах девиации частоты.

Согласованная фильтрация ЛЧМ сигнала выполняется коррелятором, который формирует сигнал АКФ вида:

$$B_{\text{ЛЧМ}}(\tau) = \frac{U_m^2 \tau_u}{2} \frac{\sin\left(\frac{\mu \tau_u \tau}{2}\right)}{\left(\frac{\mu \tau_u \tau}{2}\right)} \cos \omega_0 \tau.$$

Важным является то, что ЛЧМ сигнал способен выполнять одновременно синхронизацию по времени (по медленно меняющейся огибающей сигнала) с погрешностью, существенно меньшей величины $\Delta\tau = 1/\Delta f_d$, где Δf_d - девиация ЛЧМ сигнала, а также – фазовую синхронизацию несущей, поскольку сигнал на выходе коррелятора имеет частоту центральной несущей.

В диссертации получено выражение для отношения сигнал-шум SN на выходе согласованного фильтра

$$SN = \frac{E_{\text{ЛЧМ}}}{W_0} = \frac{U_m^2 \tau_u}{2\sigma_n^2} \frac{D_1 D_2 \Delta F \lambda^2}{16\pi^2 R^2} = \frac{P_u \tau_u D_1 D_2 \lambda^2}{72kT\pi^2 R^2},$$

где P_u - импульсная мощность ЛЧМ сигнала.

На рис. 3.2.1 и рис. 3.2.2 приведены расчётные зависимости отношения сигнал-шум на выходе согласованного фильтра приёмника ЛЧМ сигнала и СКО измерения фазы с ЛЧМ сигналом от расстояния между КА (импульсная

мощность ЛЧМ сигнала 10 Вт, длительность импульса 80 мкс; средняя мощность излучения менее 1 Вт).

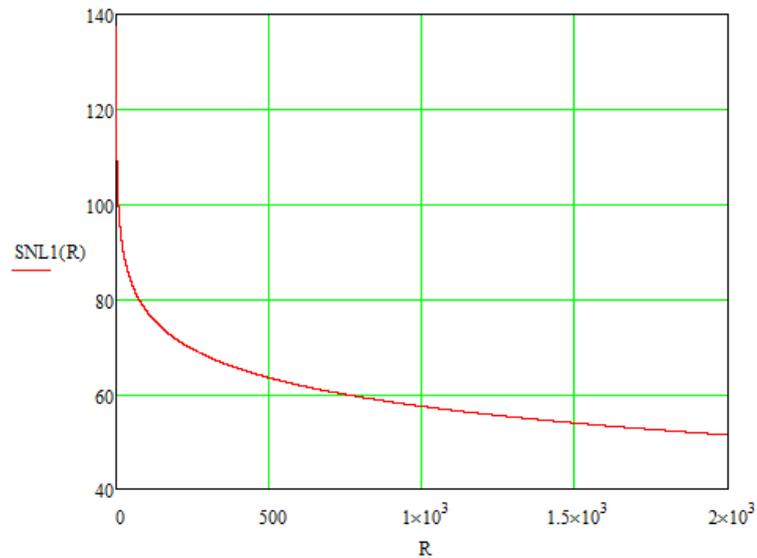


Рис. 3.2.1 Зависимость отношения сигнал-шум на выходе согласованного фильтра приёмника ЛЧМ сигнала от расстояния между КА

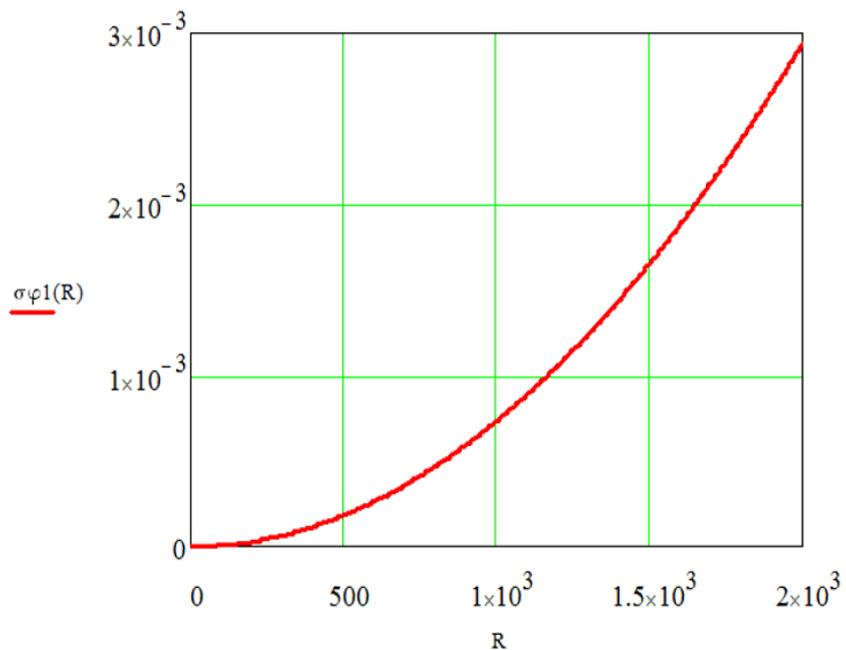


Рис. 3.2.2 Зависимость СКО (градусы) измерения фазы с ЛЧМ сигналом при мощности передатчика 1 Вт

Запас по мощности передатчика зондирующего сигнала позволяет существенно повысить отношение сигнал-шум и снизить погрешность измерения фазы.

3.2.2 Оценки обнаружения ЛЧМ сигнала в качестве синхронизирующего сигнала.

С точки зрения корреляционных свойств ЛЧМ-сигналам с постоянной амплитудой присущ известный недостаток: высота двух первых симметричных боковых лепестков АКФ достаточно велика, составляя 0.212 от высоты центрального лепестка [55, 56]. В неблагоприятных условиях (значительный уровень шумов) это может привести к ошибочному определению временного положения импульса. Чтобы избежать такого недостатка используется импульс ЛЧМ с гауссовской формой огибающей (Рис. 3.2.3).

ЛЧМ-импульс, имеющий гауссову форму огибающей:

$$U_{\text{ЛЧМГ}}(t) = \begin{cases} 0; t < \frac{\tau_u}{2}; \\ U_m e^{-\beta t^2} \cos(\omega_0 t + \mu \frac{t^2}{2}); \\ 0; t > \frac{\tau_u}{2}. \end{cases}$$

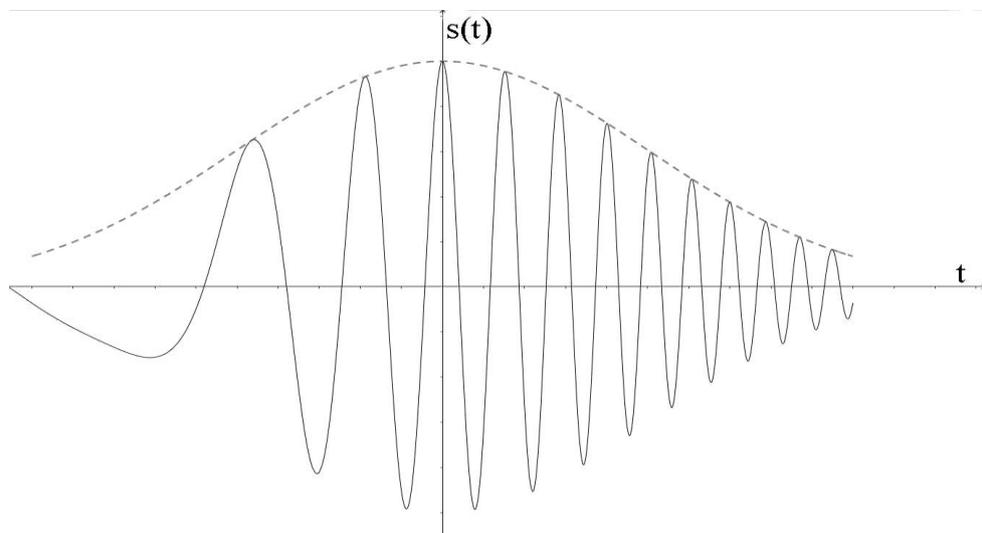


Рис. 3.2.3 ЛЧМ-сигнал с гауссовской формой огибающей

Для оценки обнаружения ЛЧМ сигнала в качестве синхронизирующего сигнала используется результат вычисления автокорреляционных функций (АКФ) и взаимных корреляционных функций (ВКФ) фрагментов $U_{\text{ЛЧМ}}(t)$ или $U_{\text{ЛЧМГ}}(t)$.

При использовании синхронизации удалённых генераторов космических аппаратов (КА) наиболее простой является одночастотная схема [6], требующая обеспечить развязку сигналов, распространяющихся в противоположных направлениях системы Ведущий космический аппарат (КА) – Ведомый КА. Обычно развязка осуществляется с помощью ферритовых вентиляей, но уровень затухания, который они обеспечивают (как правило, не более 30 дБ) недостаточен для надёжной работы системы.

Предлагается для повышения уровня развязки использовать преобразование ЛЧМ сигнала в системе Ведущий КА – Ведомый КА, заключающееся в изменении закона нарастания – уменьшения частоты. Для этого проведена оценка выигрыша по развязке, который может быть получен в этом случае.

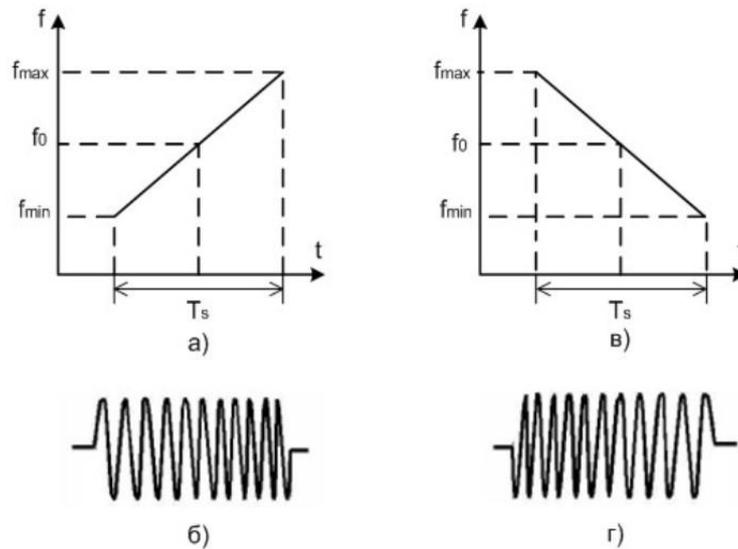


Рис. 3.2.4 ЛЧМ-сигналы и их законы изменения частоты: а) линейно возрастающий закон изменения частоты; б) ЛЧМ-сигнал, соответствующий линейно возрастающему закону изменения частоты; в) линейно убывающий закон изменения частоты; г) ЛЧМ-сигнал, соответствующий линейно убывающему закону изменения частоты.

На рисунках 3.2.5 и 3.2.6 показаны результаты моделирования корреляционных характеристик ЛЧМ сигналов.

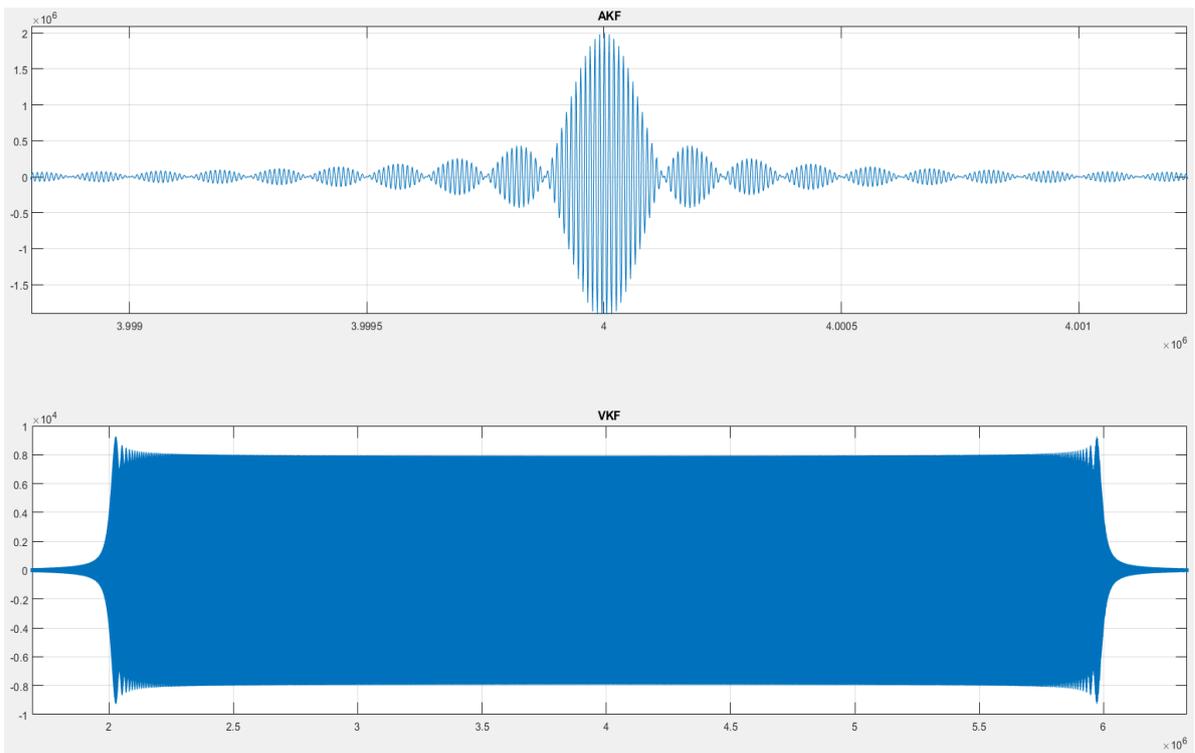


Рис. 3.2.5 АКФ и ВКФ прямоугольного ЛЧМ сигнала

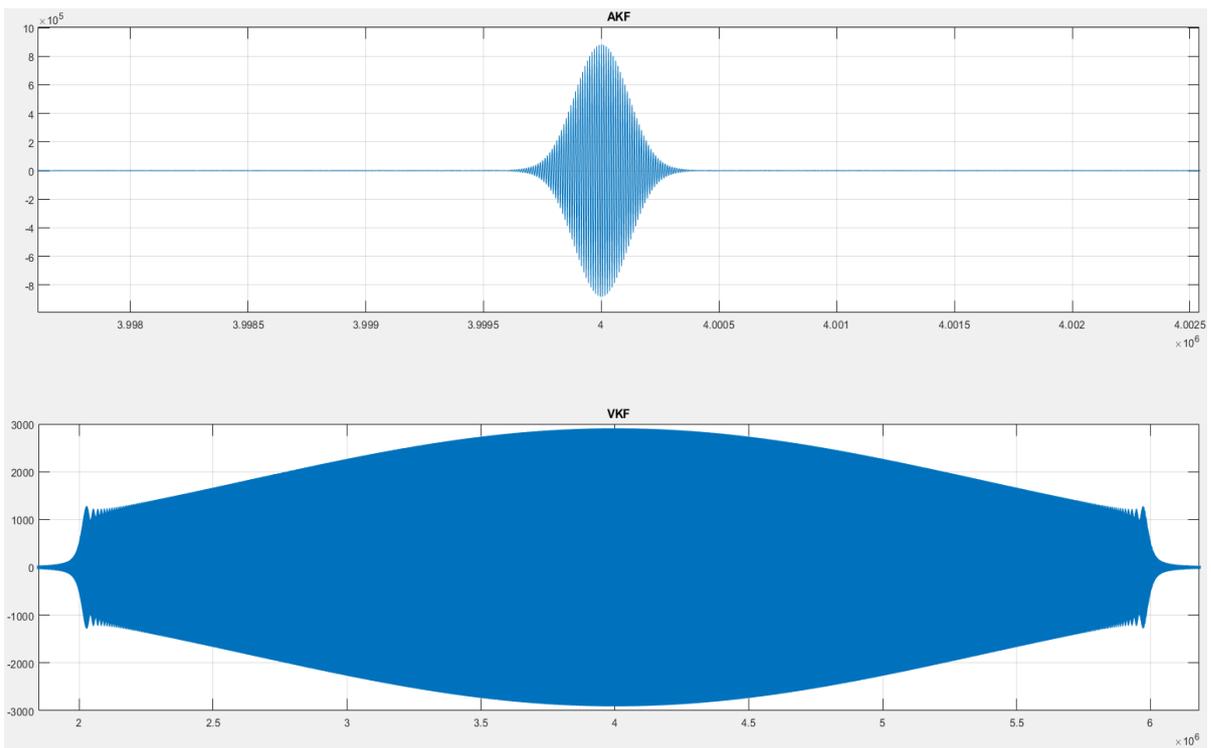


Рис. 3.2.6 АКФ и ВКФ сигналов ЛЧМ с гауссовской огибающей

Анализ рис. 3.2.5, рис. 3.2.6 показывает, что АКФ обычного ЛЧМ сигнала имеет достаточно большие боковые лепестки, высота главных боковых лепестков составляют 0,025 от высоты центрального лепестка, при ЛЧМ сигнале с гауссовской огибающей боковых лепестков практически нет. Развязка

ЛЧМ сигналов с противоположным законом нарастания частоты составляет для сигнала с постоянной амплитудой -24 дБ, для ЛЧМ с гауссовской огибающей -24,8 дБ.

Можно сделать вывод, что при использовании ЛЧМ-сигнала с гауссовской огибающей по сравнению с равноамплитудным ЛЧМ сигналом получаем преимущества по обнаружению сигналов (за счет подавления боковых лепестков) и небольшое увеличение развязки (порядка $\sim 0,8$ дБ).

3.3. Анализ характеристик антенной системы на синхронизацию разнесённых приёмо-передатчиков

Фазовый центр антенн

Как известно [67], векторная комплексная диаграмма направленности антенны может быть записана в виде

$$\vec{F}(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi) \exp(i\Phi(\theta, \varphi)) \vec{p}(\theta, \varphi), \quad (3.3.1)$$

где $\vec{F}(\theta, \varphi)$ - амплитудная, $\Phi(\theta, \varphi)$ - фазовая, $\vec{p}(\theta, \varphi)$ - поляризационная диаграммы направленности антенны. Они определяют изменение амплитуды, фазы и поляризации поля по угловым координатам. При этом амплитудная диаграмма направленности нормируется условием $\max \vec{F}(\theta_0, \varphi_0) = 1$, где направление θ_0, φ_0 соответствует максимуму диаграммы направленности, а вектор поляризации

$$\vec{p}(\theta, \varphi) = p_\theta(\theta, \varphi) \vec{e}_\theta + p_\varphi(\theta, \varphi) \vec{e}_\varphi \quad (3.3.2)$$

удовлетворяет условию $|\vec{p}(\theta, \varphi)| = 1$. В (3.3.2) $\vec{e}_\theta, \vec{e}_\varphi$ - единичные векторы угловых координат θ, φ функции $F(\theta, \varphi), \Phi(\theta, \varphi)$ - действительные, функции $p_\theta(\theta, \varphi), p_\varphi(\theta, \varphi)$ - в общем случае комплекснозначные функции угловых переменных θ, φ .

Определения фазовой и поляризационной диаграмм не являются независимыми, так как оба компонента вектора поляризации являются комплекснозначными функциями угловых координат. В теории антенн одну из компонент вектора $\vec{p}(\theta, \varphi)$, в общем случае ориентированную под произвольным

углом к $\vec{e}_\theta, \vec{e}_\varphi$, принимают за главную поляризацию антенны и ее величину полагают вещественной. Фактически тем самым фаза этой компоненты включается в функцию $\Phi(\theta, \varphi)$. Таким образом, функция $\Phi(\theta, \varphi)$ определяет изменение фазового сдвига компоненты главной поляризации электрического поля при перемещении точки наблюдения по сфере большого радиуса R с центром в начале выбранной системы координат [67].

Наряду с фазовой диаграммой направленности используют другую величину, характеризующую фазовые свойства антенны - эквифазные поверхности. Эквифазная поверхность - это поверхность, на которой фаза компоненты главной поляризации является постоянной величиной. Уравнение эквифазной поверхности с учетом линейного изменения фазы поля по радиусу имеет вид

$$R(\theta, \varphi) = R_0 + \frac{\Phi(\theta, \varphi)}{k_0}.$$

где R_0 - радиус сферы в дальней зоне.

На основе определения эквифазной поверхности можно дать определение фазового центра антенны. Если эквифазная поверхность представляет собой сферу (при этом допускается скачок фазы на π радиан при переходе через нуль амплитудной диаграммы направленности), то центр этой сферы называется фазовым центром антенны. Для наблюдателя, находящегося в дальней зоне антенны, фазовый центр является той точкой антенны, откуда исходят сферические волны.

Если фазовая диаграмма направленности имеет вид

$$\Phi(\theta, \varphi) = \text{const} \pm \pi,$$

где скачок на π радиан связан с переходом через нуль диаграммы направленности, то антенна имеет фазовый центр, совпадающий с выбранным началом координат. Если фазовая диаграмма является непостоянной (в пределах одного лепестка) функцией координат, то возможны два случая: либо антенна имеет фазовый центр, не совпадающий с началом координат, и тогда заменой переменных можно перенести начало координат в точку, соответствующую фазовому центру, либо антенна не имеет фазового центра в строгом

определении, однако в этом случае можно ввести приближенное определение фазового центра.

На фазовой ДН сказываются регулярные и случайные отклонения амплитудно-фазового распределения возбуждения по антенне. Для приемных антенн, кроме того, источником искажений диаграмм направленности по сравнению с идеальным случаем распространения волн в вакууме является искаженное регулярными и случайными неоднородностями среды падающее на антенну поле.

Строго говоря, фазовый центр имеют лишь некоторые идеализированные антенны, излучающие сферический волновой фронт, например, точечный изотропный источник или линейный раскрыв с равномерным амплитудно-фазовым распределением.

К диаграмме направленности антенной системы синхронизации КА предъявляются следующие требования:

- сферическая (изотропная) диаграмма направленности;
- наличие фазового центра;
- круговая поляризация излучения.

Перечисленные требования приводят к необходимости использования излучателей небольших размеров с безлепестковой диаграммой направленности (при переходе с лепестка на лепесток фаза сигнала скачком меняется на 180 градусов). Кроме того, сферическая диаграмма направленности не может быть сформирована одной антенной, поскольку корпус КА всегда затеняет часть пространства. Например, в системе синхронизации Tandem-X [17, 86, 87] оба спутника оборудованы 6-ю дополнительными рупорными антеннами X-диапазона для синхронизации фазы (рис.3.3.1).

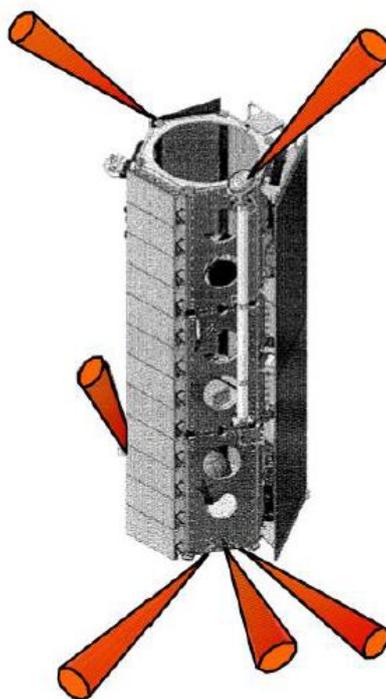


Рис. 3.3.1 Рупорные антенны системы синхронизации Tandem-X
Предлагаемая конструкция антенной системы синхронизации

Такое построение приводит к существенному усложнению системы синхронизации, поскольку диаграммы направленности антенн являются многолепестковыми (с боковыми лепестками) и возможно одновременное поступление сигналов на несколько каналов, что требует достаточно сложного их анализа и селекции. Кроме того, антенный блок системы синхронизации имеет достаточно большие габариты и массу.

Автором предлагается для системы синхронизации КА с помощью зондирующих сигналов РЛС антенная система в виде двух малоразмерных антенн с полусферической диаграммой направленности, вынесенных на штангах от корпуса КА (Рис. 3.3.2).

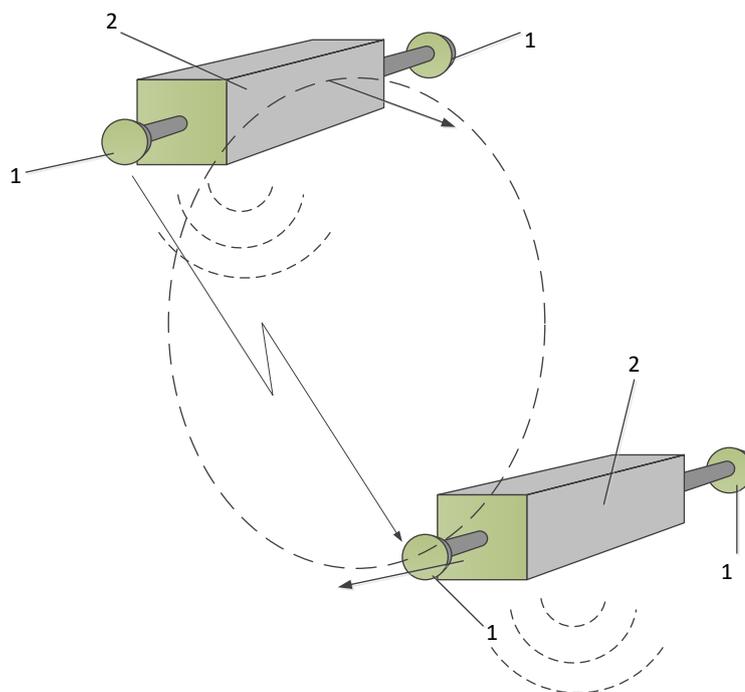


Рис. 3.3.2 Предлагаемая конструкция антенной системы синхронизации: 1 – антенны синхронизации; 2 – корпус КА

При спиральном взаимном движении КА в такой системе может осуществляться непрерывная связь на частоте несущей РЛС в паузах между зондирующими импульсами.

При формулировке требований к антенным устройствам системы синхронизации следует учитывать характер движения космических аппаратов в интерферометрическом режиме. При интерферометрической съёмке они совершают спиралеобразное движение (рисунок 3.3.3) при сохранении направления антенны РЛС в сторону области съёмки на поверхности Земли. Поступательное движение совершается с одинаковой скоростью, расстояние между КА постоянно и составляет от сотен метров до единиц километров. Угловое вращение КА происходит на один оборот (360°) за период обращения вокруг Земли (95 минут) (рисунок 3.3.3), т. е. угловая скорость вращения КА составляет порядка 0,67 град/с.

Таким образом, в процессе работы и синхронизации изменения угла θ антенн не происходит, а изменяется угол φ . Поэтому антенна синхронизации должна обеспечивать постоянные фазовые характеристики в течение

интервала между зондирующими импульсами (100...1000 мкс). Изменение угла φ при этом может составить до $0,67 \cdot 10^{-3}$ градуса, т. е. около двух угловых минут.

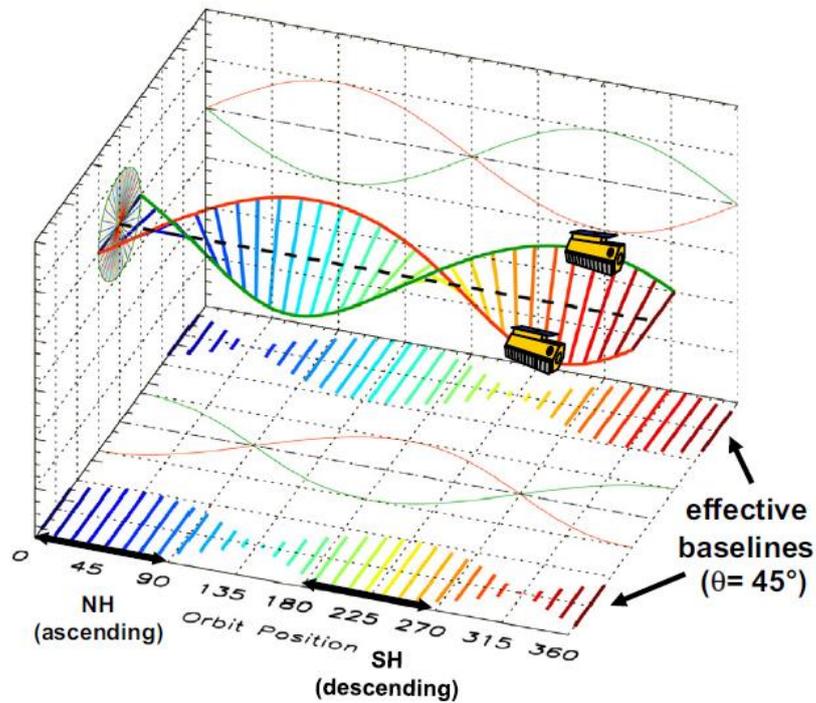


Рис. 3.3.3 Траектория движения КА в интерферометрическом режиме (продольная ось – географическая широта) [87]

Оценим реализуемость требований по фазовой ошибке антенн системы синхронизации для различных типов излучателей. Для этого разработаем модели конструкций различных излучателей в программе ANSYS HFSS и оценим их фазовые характеристики.

На рисунках 3.3.4 - 3.3.9 приведены результаты проведённого моделирования для печатного, плоского спирального и квадрифилярного излучателей, формирующих излучение круговой поляризации.

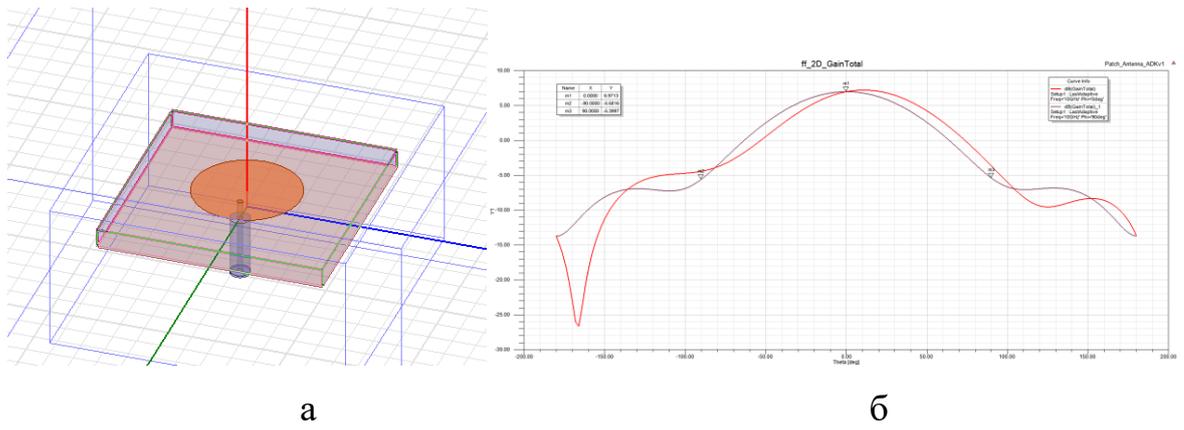


Рис. 3.3.4 Внешний вид (а) и диаграмма направленности (б) печатного излучателя

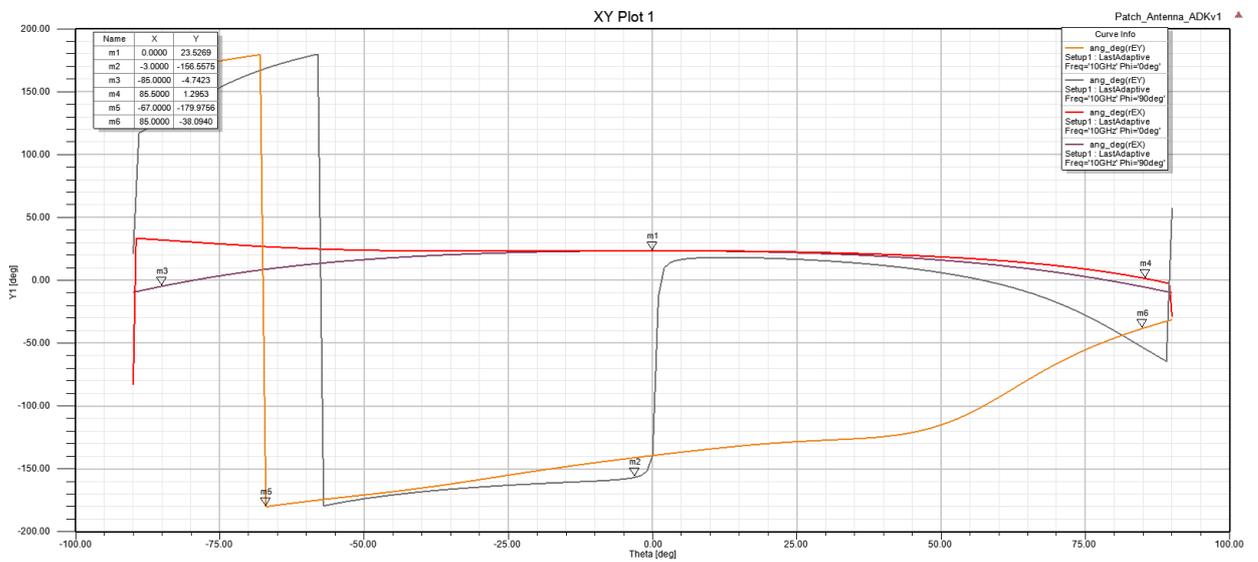


Рис. 3.3.5 Фазовая ДН печатного излучателя

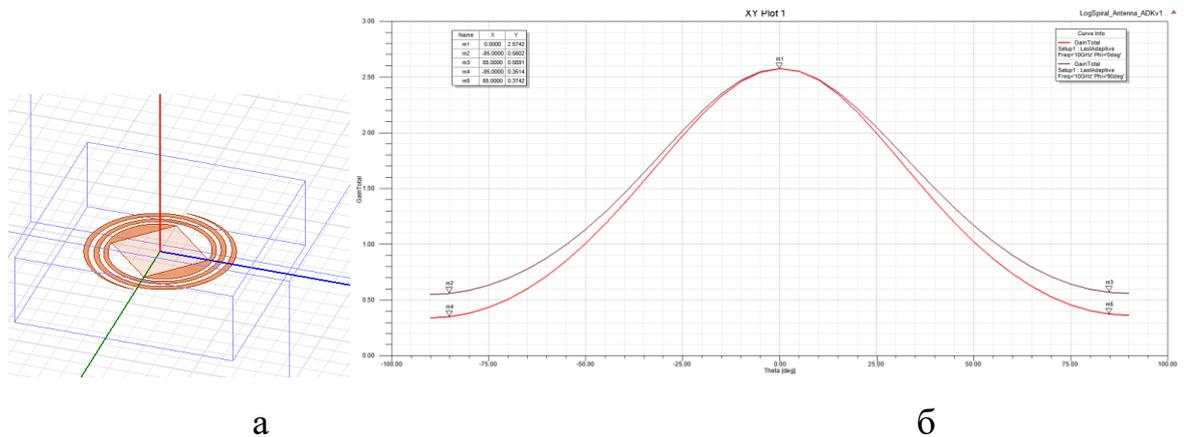


Рис. 3.3.6 Внешний вид (а) и диаграмма направленности (б) плоского спирального излучателя

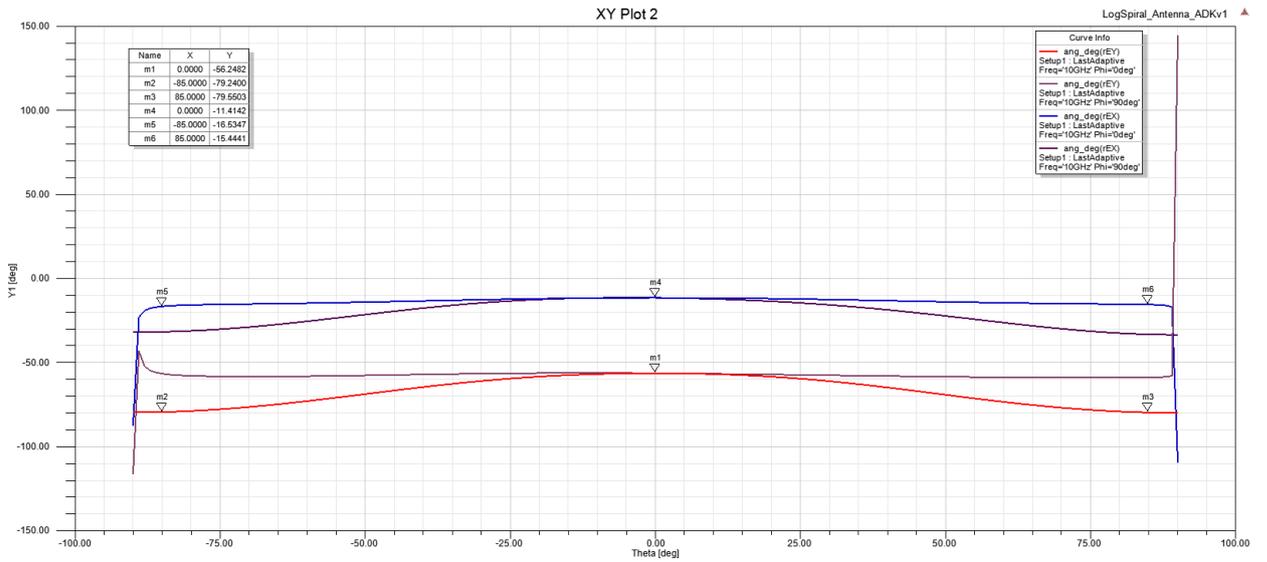


Рис. 3.3.7 Фазовая ДН плоского спирального излучателя

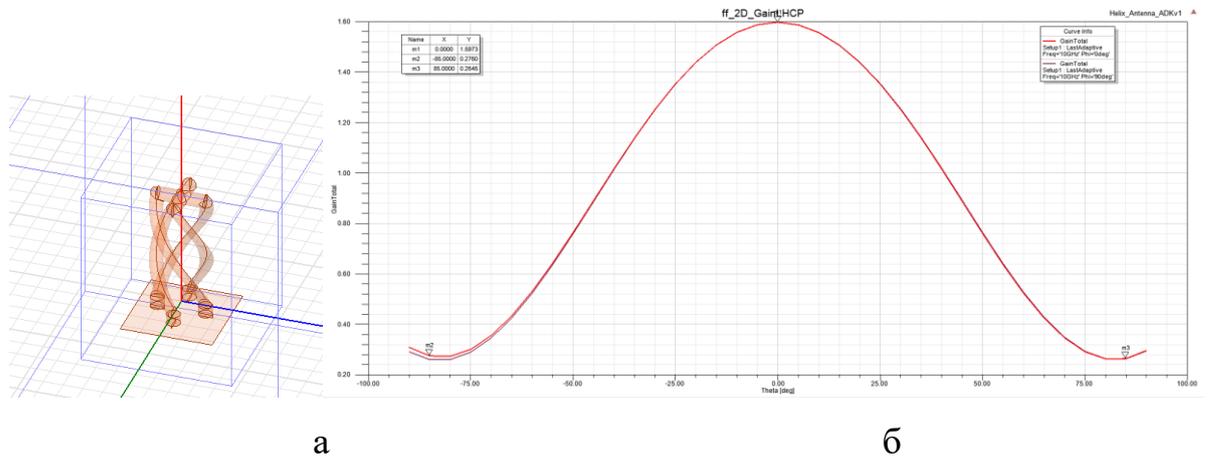


Рис. 3.3.8 Внешний вид (а) и диаграмма направленности (б) квадрифилярного излучателя

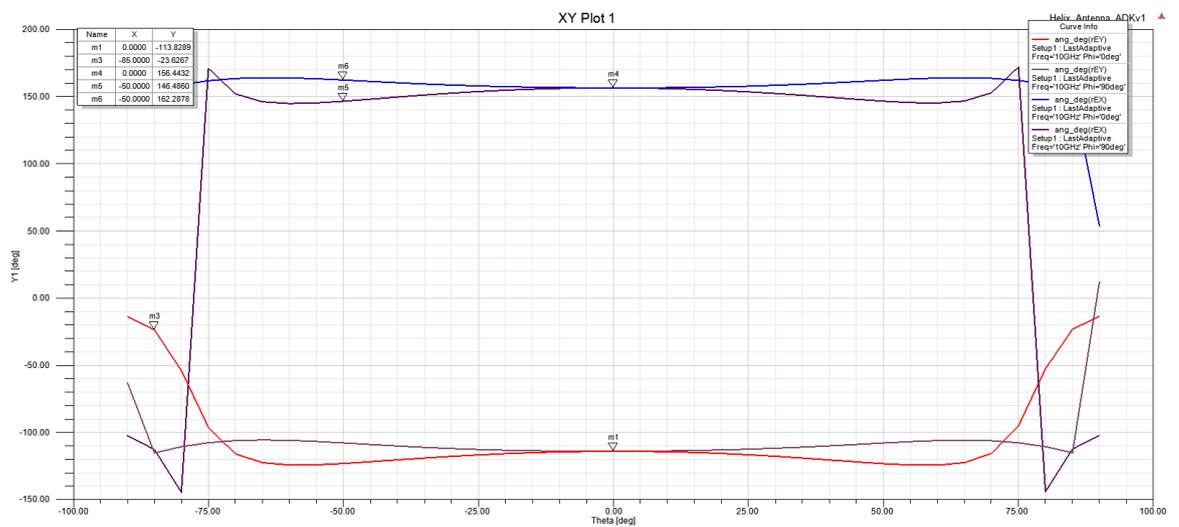


Рис. 3.3.9 Фазовая ДН плоского квадрифилярного излучателя

Анализ полученных данных показывает:

- требования по стабильности фазовой диаграммы направленности антенны системы синхронизации являются технически реализуемыми;
- стабильность фазовой диаграммы направленности антенны может быть обеспечена для плоского спирального излучателя в диапазоне углов $\theta = -85 \dots +85^\circ$;
- для полоскового и квадрифилярного излучателей диапазон рабочих углов θ существенно уже, поскольку наблюдаются резкие скачки фазы.

3.4. Вывод по главе 3

1. Разработан метод синхронизации с БАМ сигналом для совершенствования двухчастотного аналогового метода, при котором предлагается упрощение аппаратной части (не нужны дополнительное формирование 2 частот, простота изменения разности частот – частота модуляции). Предлагаемый метод отличается простотой реализации и контролируемостью сдвига их фаз. Частота модуляции определяется возможностью получения требуемого подавления второго канала и может выбираться (в зависимости от несущей) от единиц до десятков мегагерц.

2. Разработан метод синхронизации, использующий для синхронизации сигнал с линейной частотной модуляцией с той же несущей частотой, что и передаваемый радиолокационный сигнал для упрощения конструкции системы синхронизации. Проведен анализ характеристик АКФ и ВКФ различных типов зондирующих ЛЧМ сигналов для повышения уровня развязки прямого и обратного каналов в системе Ведущий КА – Ведомый КА, заключающееся в изменении закона нарастания – уменьшения частоты.

3. Автором предложена для системы синхронизации КА с помощью зондирующих сигналов РЛС антенная система в виде двух малоразмерных антенн с полусферической диаграммой направленности, вынесенных на штангах от корпуса КА. Стабильность фазовой диаграммы направленности антенны может быть обеспечена для плоского спирального излучателя в диапазоне углов $\theta = -85^\circ \dots + 85^\circ$;

ГЛАВА 4. РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ И СТРУКТУРНЫХ СХЕМ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ, МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОЦЕНКА ХАРАКТЕРИСТИК РАЗРАБОТАННЫХ СИСТЕМ

В главе 4 разработаны алгоритмы и структурные схемы системы фазовой синхронизации, выполнена оценка эффективности предложенных методов и фазоизмерительных систем синхронизируемых генераторов на основе компьютерного имитационного моделирования их характеристик.

Основные материалы данной главы опубликованы в работах автора диссертации [93-105].

4.1. Разработка алгоритма и структурной схемы системы фазовой синхронизации с амплитудно-манипулированным сигналом

Одночастотные схемы синхронизации не позволяют обеспечить высокий уровень развязки между сигналами противоположного направления. Этим недостатком лишена предложенная схема с БАМ модуляцией.

На основе разработанного метода синхронизации с БАМ сигналом были предложены алгоритм и структурная схема системы фазовой синхронизации с БАМ сигналом. На рис. 4.1.1 и рис. 4.1.2 представлены алгоритм и структурная схема системы фазовой синхронизации с БАМ сигналом.

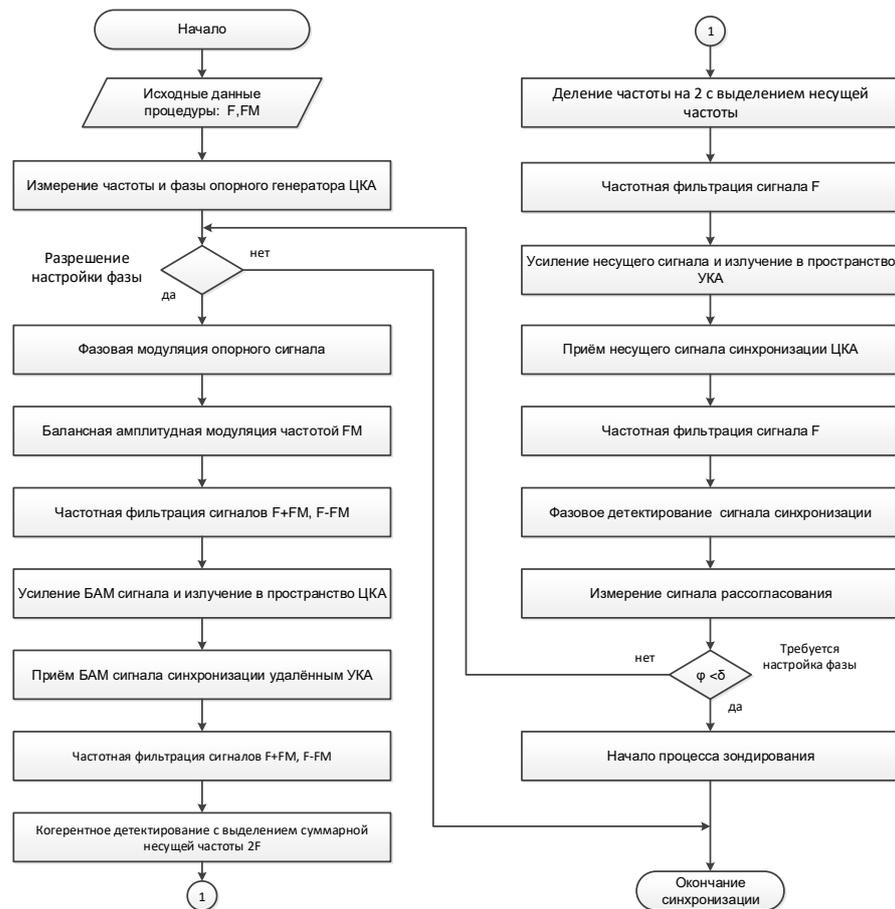


Рис. 4.1.1 Алгоритм работы системы фазовой синхронизации с БАМ сигналом

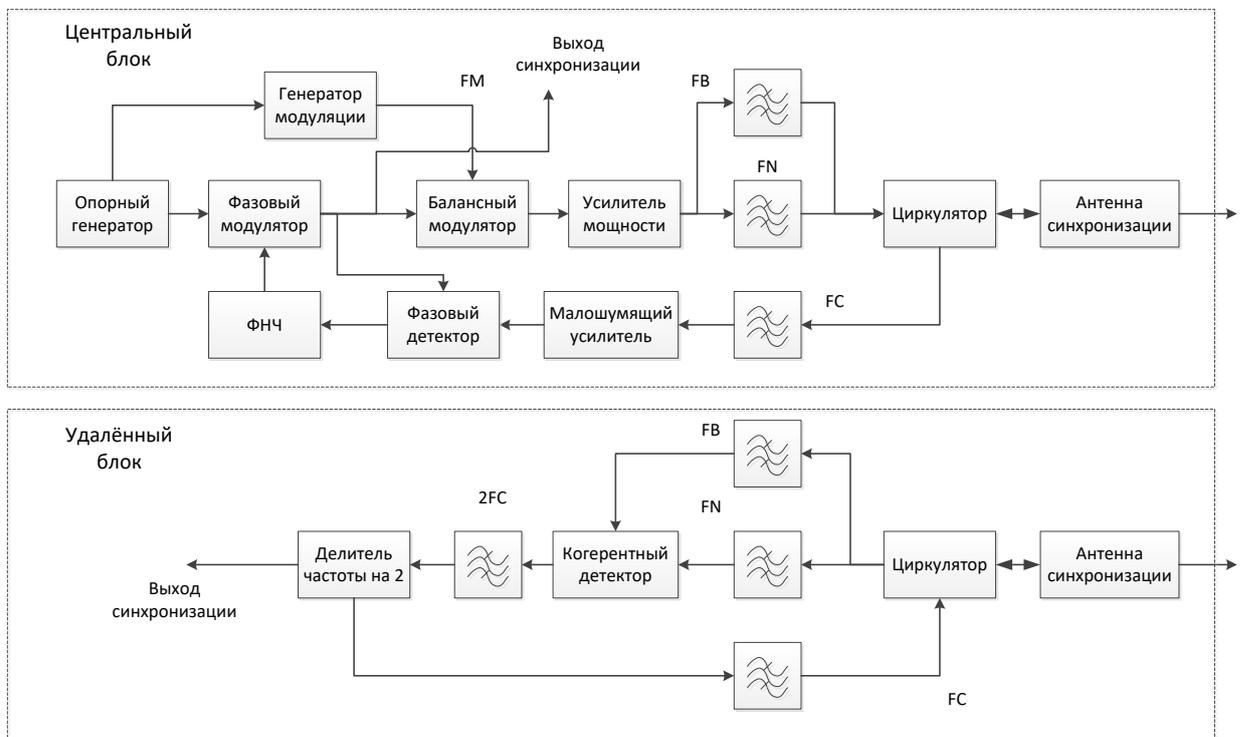


Рис. 4.1.2 Структурная схема системы синхронизации с БАМ сигналом

Предлагаемая система синхронизации с БАМ сигналом работает следующим образом.

1. Опорная частота синхронизации FC задаётся опорным генератором. Фаза этого сигнала может регулироваться фазовым модулятором. Для формирования двух связанных частот опорная частота модулируется в балансном модуляторе частотой FM , в результате чего формируются верхняя FB и нижняя FN боковые частоты. После усиления этот сигнал передаётся на удалённый блок. Набор фильтров на частоты FC , FB и FN обеспечивает частотное мультиплексирование – демultipлексирование сигналов.

2. Сигнал, принятый удалённым блоком, содержит верхнюю и нижнюю боковые частоты FB и FN . В когерентном детекторе после преобразования формируется суммарная частота $2FC$ и разностная частота FM . После фильтрации частота сигнала делится на два и при этом формируется частота синхронизации удалённого блока. Кроме того, эта частота передаётся в центральный блок.

3. Сигнальная частота FC в центральном блоке усиливается и поступает на фазовый детектор, где сравнивается с текущей частотой центрального блока. Сигнал рассогласования управляет фазовым модулятором, который устраняет фазовое различие фаз центрального и удалённого блоков.

Предлагаемая схема по сути является трёхчастотной, что позволяет повысить развязку сигналов, передаваемых в противоположных направлениях.

Недостатком предложенной схемы с БАМ является работа фазового детектора на высокой частоте, что затрудняет обеспечение высокой точности измерения фазы и ограничивает рабочую частоту системы синхронизации. Следствием этого является необходимость создания специального частотного канала синхронизации и установки специализированных антенн.

С другой стороны, разнос частот РЛС и системы синхронизации позволяет обеспечивать процесс и периодичность фазовой синхронизации независимо от излучения зондирующих импульсов.

4.2. Разработка алгоритма и структурной схемы системы фазовой синхронизации зондирующим ЛЧМ сигналом

При разработке систем синхронизации космической аппаратуры одним из важных требований является обеспечение минимальных габаритов и массы аппаратуры.

Предложенный выше вариант синхронизации БАМ сигналом требует создания специального частотного канала синхронизации и введения набора функциональных узлов в систему. Оптимальным с точки зрения минимизации габаритов и массы системы синхронизации является вариант синхронизации зондирующими импульсами РЛС. Как известно [92], оптимальный метод измерения фазы может быть реализован как с помощью простых, так и сложных сигналов. Поэтому важное значение имеет разработка системы синхронизации зондирующим сигналом, в качестве которого обычно используется ЛЧМ сигнал с большой базой.

Для обеспечения независимости процессов излучения зондирующих импульсов и импульсов синхронизации необходимо их временное разделение. На рисунке 4.2.1 приведена предлагаемая временная диаграмма синхронизации зондирующим сигналом.

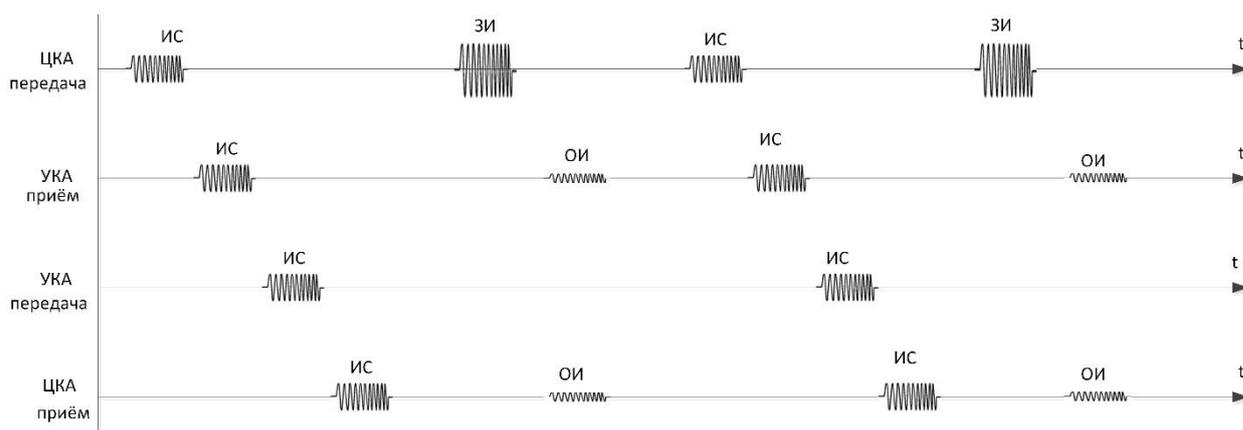


Рис. 4.2.1 Временная диаграмма синхронизации зондирующим сигналом: ЦКА – центральный космический аппарат; УКА – удалённый космический аппарат; ИС – импульс синхронизации; ЗИ – зондирующий импульс; ОИ – отражённый от поверхности земли зондирующий импульс

Процедура синхронизации должна производиться перед излучением зондирующего импульса. При этом космические аппараты обмениваются зондирующими импульсами малой мощности через специальные антенны синхронизации. После проведения цикла синхронизации излучается зондирующий импульс и оба космических аппарата принимают отражённый сигнал. Затем снова проводится синхронизация. Циклы синхронизация – излучение могут быть организованы в виде периодической процедуры (с формированием синтезатором частоты периодических импульсов, которые будут отличаться по мощности).

На рис. 4.2.2 и рис. 4.2.3 представлены алгоритм и структурная схема системы фазовой синхронизации зондирующим ЛЧМ сигналом.

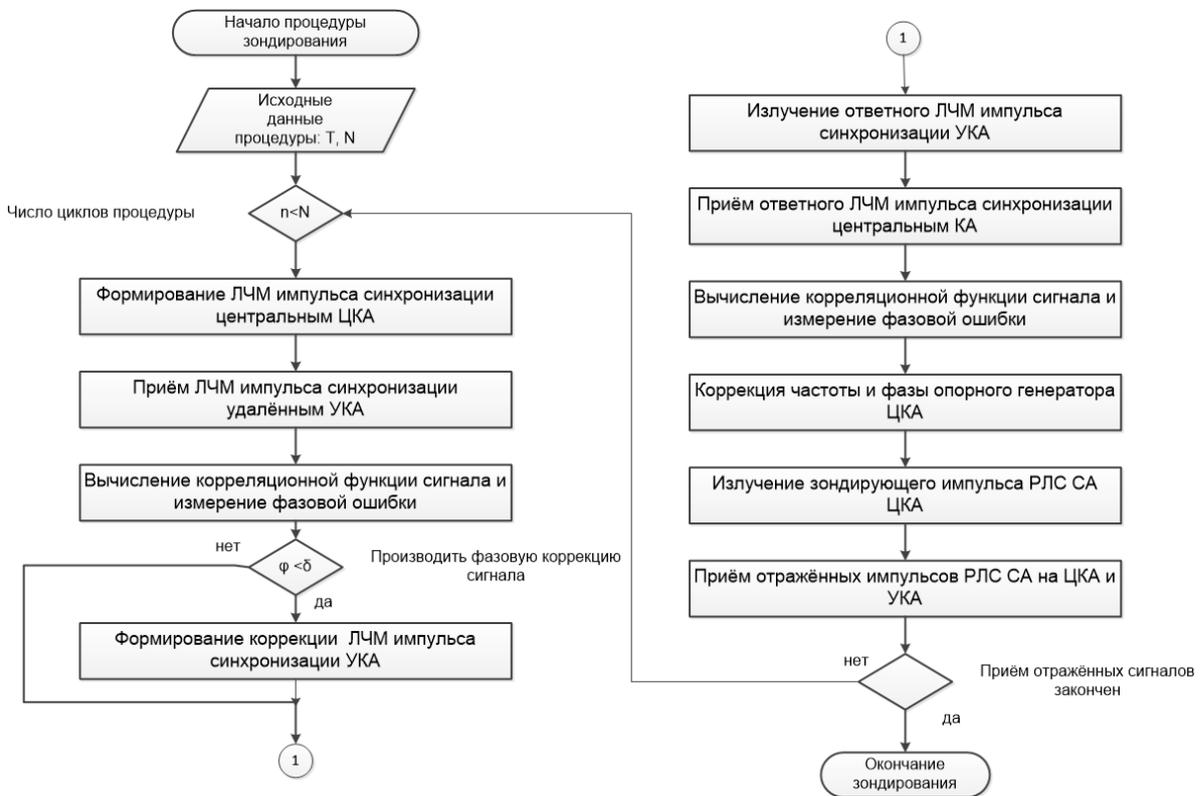


Рис. 4.2.2 Алгоритм работы системы фазовой синхронизации зондирующим ЛЧМ сигналом

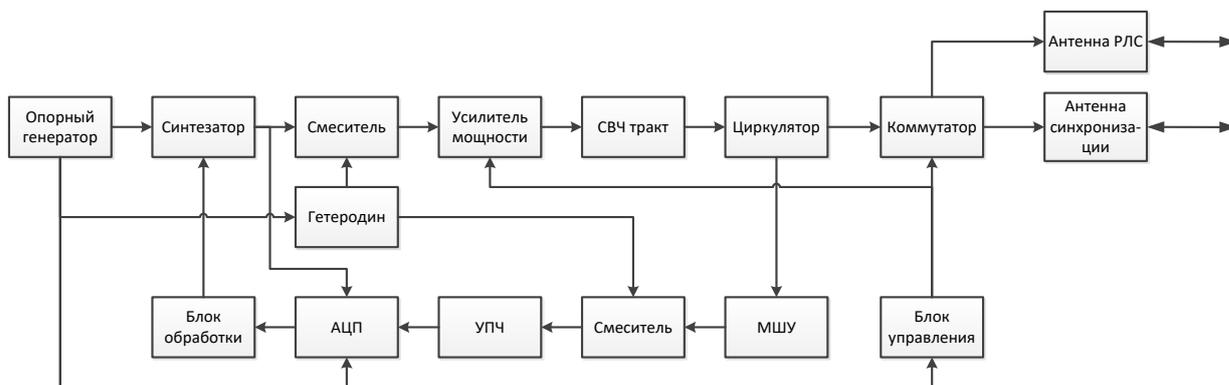


Рис. 4.2.3 Структурная схема синхронизации зондирующим сигналом

Структурная схема синхронизации для центрального и удалённого аппаратов может быть одинаковой, что позволяет гибко управлять структурой системы мониторинга. Цифровой синтезатор формирует ЛЧМ сигнал на относительно низкой частоте, который потом с помощью смесителя и гетеродина переносится на высокую (рабочую) частоту. После усиления сигнал через коммутатор в соответствии с сигналами блока управления поступает или на антенну синхронизации, или на антенну РЛС.

Сигнал синхронизации излучается и поступает на удалённый блок, в котором после усиления преобразуется на промежуточную частоту и оцифровывается с помощью многоканального АЦП. Этот же АЦП оцифровывает сигнал синтезатора, блок обработки вычисляет функцию корреляции сигналов и формирует управляющий сигнал для коррекции параметров зондирующего ЛЧМ сигнала РЛС. Для повышения уровня развязки сигналов противоположного направления предложено изменять направление изменения частоты ЛЧМ сигнала, что также производится в блоке обработки. Предложенный метод позволяет повысить уровень развязки на 20...24 дБ.

4.3. Разработка алгоритмов синхронизации космических аппаратов

Осуществление синхронизации двух генераторов, расположенных на удалённых космических объектах, требует разработки специальных алгоритмов входа в режим синхронизации, включающих организацию сеанса связи,

ориентацию космических аппаратов и непосредственно режим синхронизации. Предлагается следующий алгоритм проведения перечисленных процедур.

Алгоритм установления связи между ведущим и ведомым космическими аппаратами:

1. По команде с Земли производится тестирование аппаратуры синхронизации на ведущем и ведомом КА: передатчик, приёмник, СВЧ тракты.
2. По команде с Земли задаётся время начала сеанса зондирования t_0 , углы разворота КА, расстояние между КА, их ориентация, предположительные номера антенн на ведущем КА (КАМ) и ведомом КА (КАВ).
3. За заданный интервал времени до начала съёмки Т начинается установление связи между КАМ и КАВ. КАВ по внутреннему времени переходит в режим ожидания команды от КАМ.
4. Алгоритм установления связи:
 - по исходным данным с Земли на КАМ подключается заданная передающая, а на КАВ – приёмная антенны;
 - передаётся тестовое сообщение с КАМ на КАВ для подтверждения работы радиоканала синхронизации;
 - при нормальном прохождении сигнала на КАВ формируется ответный сигнал, принимаемый КАМ и система переходит в режим измерения временной задержки распространения сигнала;
 - если за заданный промежуток времени связь не установлена, КАМ и КАВ переходят в режим поиска рабочего канала связи.
5. При отсутствии ответного сигнала в течение заданного времени начинается процедура поиска рабочего канала связи:
 - на КАВ по внутреннему времени коммутатор подключает все приёмные антенны параллельно ко входу приёмника;
 - КАМ передаёт тестовое сообщение на КАВ для подтверждения работы радиоканала синхронизации; ответ КАВ производится параллельно по всем

антеннам; прохождение сообщения свидетельствует о нормальной работе передатчика и антенной системы КАМ и приёмника и антенной системы КАВ;

- КАМ определяет процедуру поиска канала – последовательный перебор; выбор антенн из тех, которые ориентированы близко к нужному направлению или перебор всех методом половинного деления;
- производится поиск рабочего канала (антенны) КАВ.

6. При отсутствии ответного сигнала от КАВ при параллельном включении антенн производится поиск канала передачи КАМ:

- производится последовательное переключение номера передающих антенн и передаётся сообщение для контроля установления связи; приём на КАВ – по всем антеннам;
- при получении ответного сообщения начинается процедура поиска приёмного канала по п.5.

7. После установления связи производится тестирование временной задержки распространения сигнала:

- в определённый момент времени τ_1 (по внутреннему стабильному времени) с КАМ отправляется тестовое сообщение с контрольной M-последовательностью;
- на КАВ сигнал принимается и по внутреннему стабильному времени фиксируется момент его получения τ_2 ;
- в заданный момент времени τ_3 (по внутреннему стабильному времени) сообщение с контрольной M-последовательностью отправляется на КАМ;
- на КАМ сигнал принимается и по внутреннему стабильному времени фиксируется момент его получения τ_4 ;
- по результатам измерений вычисляется временная задержка прохождения команды; $\Delta\tau=0,5(\tau_4- \tau_1-(\tau_3- \tau_2))$
- измерения производятся несколько раз и усредняются по методу наименьших квадратов для устранения случайных ошибок

8. После измерения задержки прохождения сигнала система переходит в режим подготовки к сеансу зондирования:

- в момент времени $t_0 - \tau_0$ ($\tau_0 = \Delta\tau + \delta t$, где δt – аппаратная задержка формирования строба) ведущий КАМ формирует сигнал начала строба ведомого КАВ (M-последовательность)

- в момент времени $t_0 - \Delta\tau$ излучается сигнал строба ведомого КА;

- в момент времени t_0 формируется сигнал начала строба ведущего КА.

9. По окончании сеанса зондирования система переходит в режим ожидания.

Алгоритмы работы системы в режиме синхронизации приведены на рисунках 4.3.1 и 4.3.2.

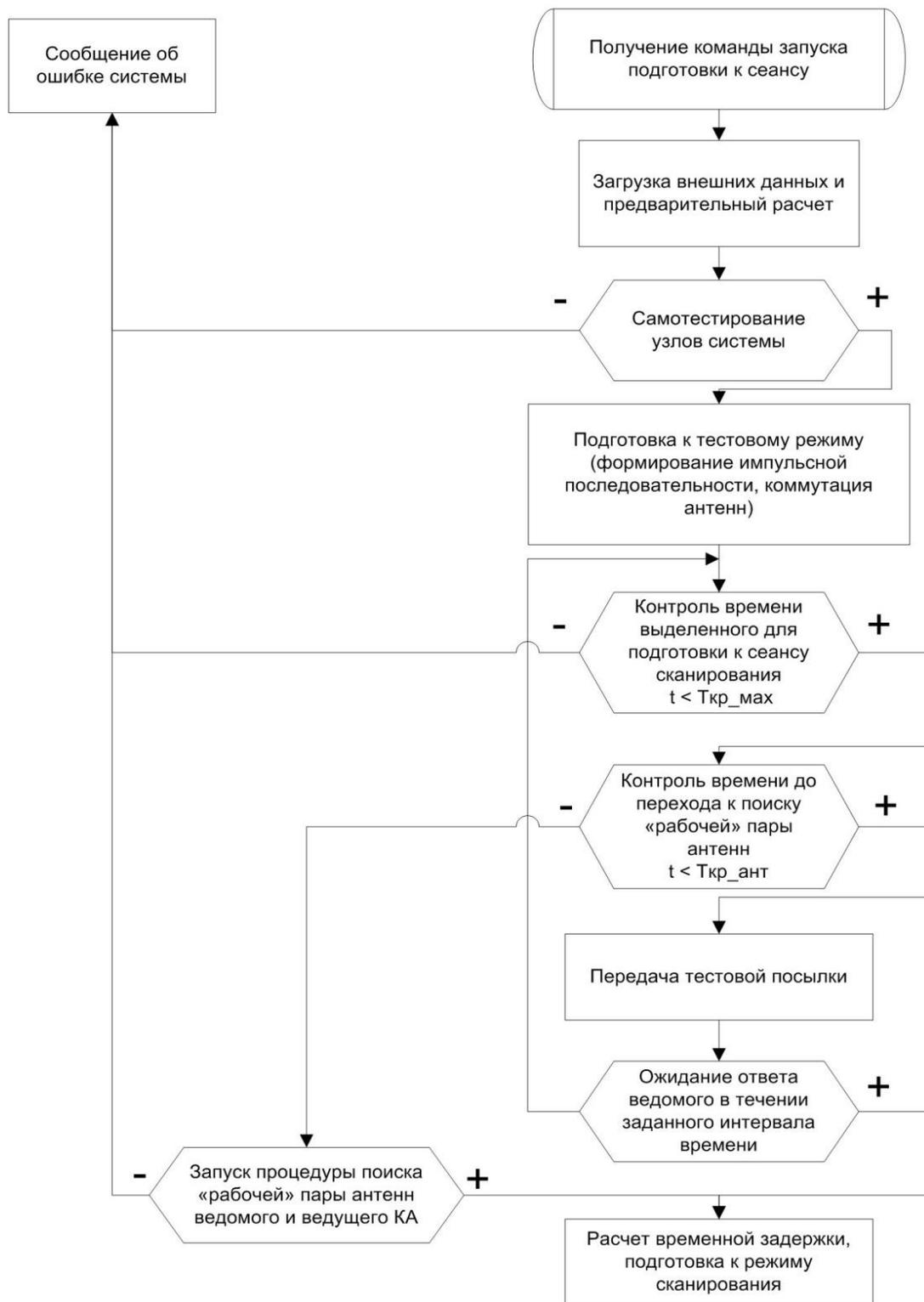


Рис. 4.3.1 Алгоритм работы системы синхронизации ведущего КА в режиме тестирования

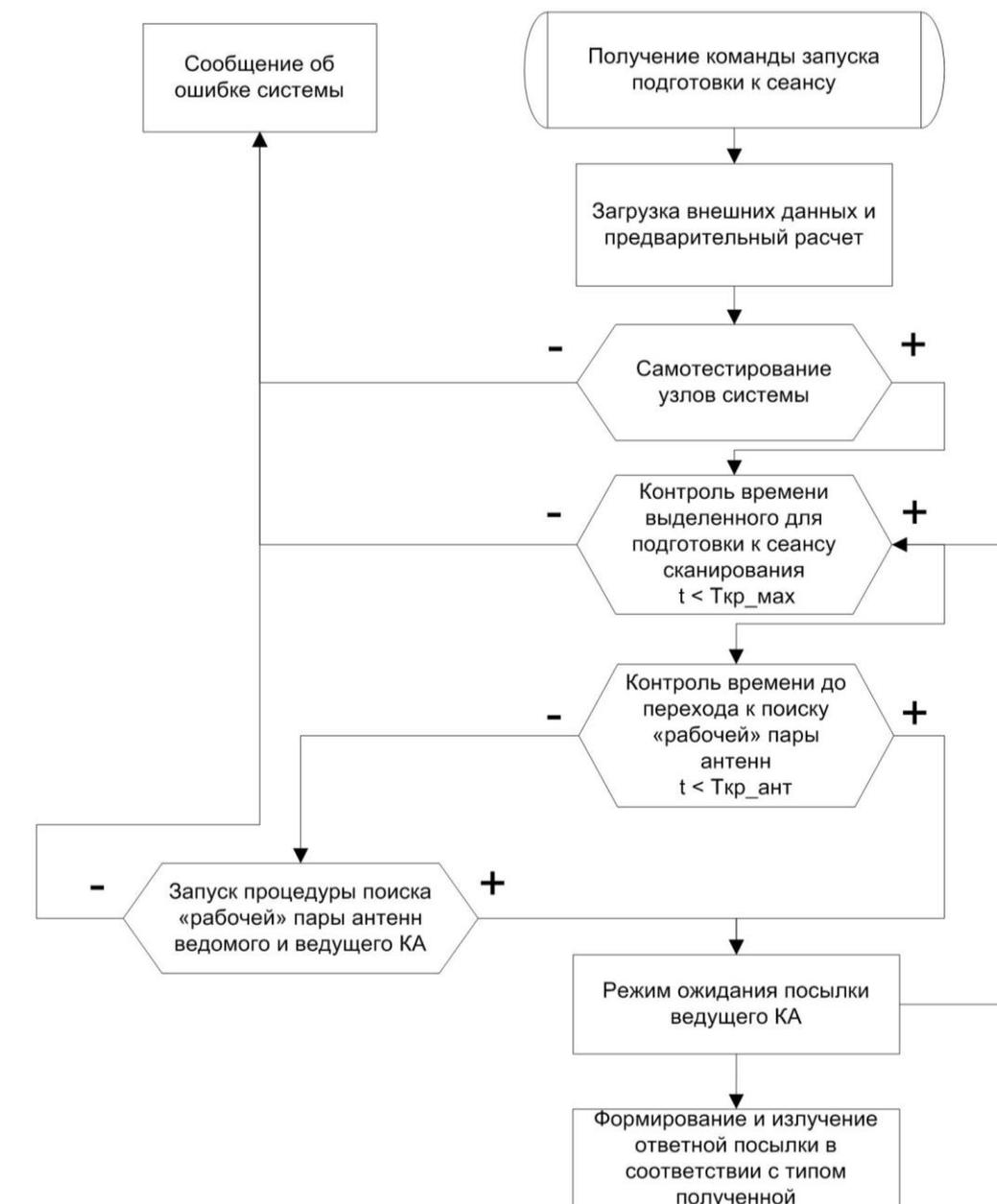


Рис. 4.3.2. Алгоритм работы системы синхронизации ведомого КА в режиме тестирования

Оценка энергетика радиоканала синхронизации между КА

Передача синхронизирующих БАМ сигналов требует использования специальной линии связи. Для конкретизации требований к линии оценим её энергетику. Оценка будет произведена при следующих исходных данных:

- Расстояние между антеннами КА – 2 км.
- Поляризация излучения – круговая.
- Максимальная вероятность битовой ошибки 10^{-6} .

- Скорость передачи информации 20 Мбит/с.
- Коэффициент шума приёмника 2,5...3 дБ.
- Количество антенн – 8.
- Частота сигнала 9,6 ГГц.

С учётом количества антенн для обзора ширина диаграммы направленности (ДН) одиночной антенны составит приблизительно 72×72 градуса, усиление 6...8.

Типы антенн:

Вариант 1: Рупорная антенна на основе круглого волновода, ширина ДН 72×72 градуса. Ширина диаграммы направленности оценивается по формулам:

$$\Delta\theta_{0,5}^E \approx 69 \frac{\lambda}{2a}; \Delta\theta_{0,5}^H \approx 93 \frac{\lambda}{2a}$$

Размеры круглого рупора приблизительно составляют 31,2 мм.

Коэффициент использования поверхности круглого рупора КИП=0,84; коэффициент направленного действия

$$D_0 \approx 8,3 \left[\frac{2a}{\lambda} \right]^2$$

составляют 8,3. Поскольку КПД рупорной антенны близок к единице, можно считать, что усиление антенны $G_a=8,3$.

Вариант 2. Прямоугольная рупорная антенна на основе волновода квадратного сечения.

Ширина ДН в главных плоскостях приближённо определяется

$$\Delta\theta_{0,5}^E \approx 51 \frac{\lambda}{b}; \Delta\theta_{0,5}^H \approx 68 \frac{\lambda}{a},$$

где a, b – размеры волновода.

Ориентировочные размеры рупора составят 22...24 мм. Коэффициент использования поверхности КИП=0,81. Коэффициент направленного действия (и усиление) антенны

$$D_0 \approx G_a \approx 4\pi K_{ИП} \left[\frac{ab}{\lambda^2} \right]$$

составляет $G_a = 5,2$.

Далее при расчёте будем считать усиление антенны равным 5,2.

Ширина спектра Δf одноканального сигнала, передаваемого со скоростью 20 Мбит/сек. составляет не менее 20 МГц. Мощность шумов приёмника:

$$P_{Шпр} = K_{Ш} k T_0 \Delta f$$

где $K_{Ш}$ – коэффициент шума, $k = 1.3806488 \times 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{К}}$ – постоянная Больцмана, $T_0 = 300 \text{ К}$ – температура приёмника.

Предположим, что в каналах демодулятора действуют шумовые помехи с равной мощностью $P_{Ш}$. Тогда вероятность ошибки P_E определяется

$$P_E = \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{P_s}{\sigma_0^2 + P_{Ш}} \right) \right]$$

где P_s – мощность сигнала; σ_0^2 – дисперсия шума демодулятора; $P_{Ш}$ – мощность внешнего шума. При учёте только внутренних шумов вероятность ошибки для случая некогерентного приема двоичных ортогональных сигналов

$$P_E = \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{P_s}{\sigma_0^2} \right) \right].$$

Для обеспечения требуемой максимальной ошибки передачи сообщений 10^{-6} соотношение сигнал/шум составит $S/N = 27$, мощность сигнала на входе приёмника должна быть не менее:

$$P_{пр} = \left[\frac{S}{N} \right] P_{Шпр}$$

Для обеспечения требуемой мощности на входе приёмника передатчик должен передавать сигнал мощностью:

$$P_{пер} = \frac{16\pi^2 R^2 P_{пр}}{G_{a1} G_{a2} \eta_1 \eta_2 \lambda^2 (1 - \Gamma_1^2)(1 - \Gamma_2^2)}$$

где η_1, η_2 – КПД фидерного тракта соответственно передатчика и приёмника, включающего электронный коммутатор, фидер, циркулятор и другие СВЧ элементы; R – расстояние между КА; Γ_1, Γ_2 – коэффициенты отражения от входа приёмника, передатчика и фидерного тракта; G_{a1}, G_{a2} – усиление антенн передатчика и приёмника. При расчёте использовались параметры, определённые выше (усиление антенн передатчика и приёмника равно, коэффициенты отражения соответствуют значению КСВН=1,5; КПД фидерного тракта $\eta_1 = \eta_2 = 0,5$).

Анализ результатов расчетов показывает, что для обеспечения связи с вероятностью ошибок не менее 10^{-6} необходим передатчик с мощностью около $P_{пер} = 0,465$ Вт. Разработка передатчиков с такой мощностью не представляет технической сложности.

В случае использования коммутатора на две группы антенн (две полу-сферы обзора) мощность передатчика должна составить 1,86 Вт.

При использовании режима поиска приёмной и передающей антенн, при котором все передающие антенны включаются коммутатором параллельно, максимальная мощность передатчика должна составлять 3,72 Вт.

Программа расчета и оценки энергетики радиоканала синхронизации между КА приведена в Приложении 1.

4.4. Имитационные моделирование работы схемы синхронизации

В данном разделе приводится исследование характеристик рассмотренных в работе схем синхронизации посредством имитационного моделирования. Проводится имитационное моделирование работы петли ФАПЧ для слежения частоты и фазы, работы схемы одно и двухчастотной синхронизации а также схемы синхронизации с амплитудным манипуляцией и схемы синхронизации с ЛЧМ зондирующим сигналом; установленной на различных параметрах, в заданных условиях. Дается итоговая оценка эффективности предложенных методов и алгоритмов фазовой синхронизации

по точности оценки влияния разных элементах в схеме синхронизации посредством имитационного моделирования.

Приводятся рекомендации по практической реализации систем синхронизации разнесённых генераторов за перспективными развитиями новых применений в областях космической связи, а также результаты моделирования, подтверждающие работоспособность предложенных синтезированных алгоритмов и иллюстрирующие их эффективность.

4.4.1 Имитационное моделирование работы схемы ФАПЧ

Для моделирования системы ФАПЧ и оценки реализуемости метода в среде Simulink MATLAB [88] была разработана модель схемы (рис. 4.4.1). Данная схема в среде Simulink смоделирована с помощью стандартного блока Selector.

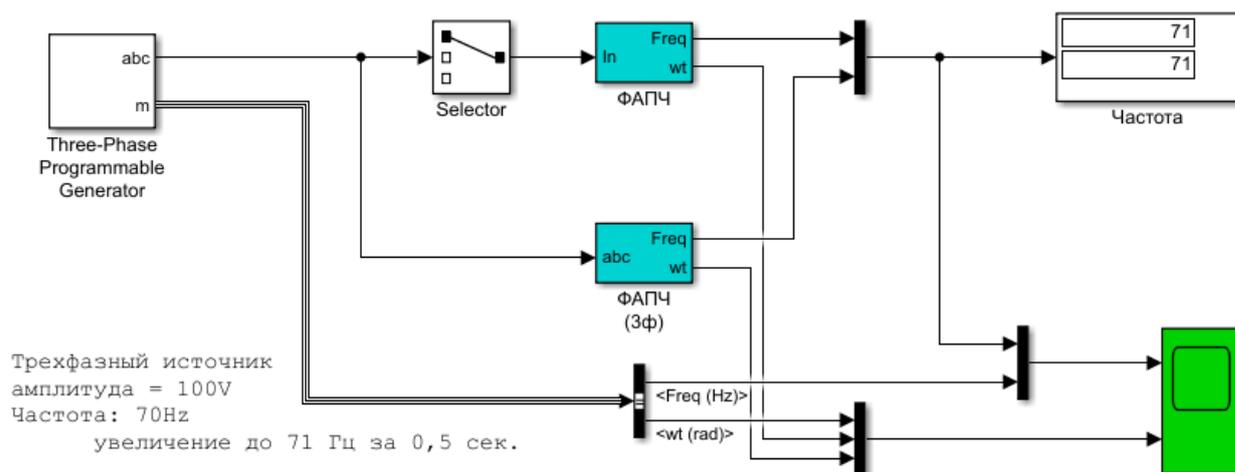


Рис. 4.4.1 Схема ФАПЧ для отслеживания частоты и фазы сигнала

В качестве источника использует блок «Трёхфазный программируемый генератор», который генерирует трехфазный сигнал с программируемым изменением во времени амплитуды, фазы, частоты и гармоник.

Блок ФАПЧ (схема блока показана на рис. 4.4.1) питается синусоидальным сигналом 70 Гц, который увеличивается до 71 Гц с 0,5 с до 1,5 с. Понятно, что здесь частота достигает новой частоты за короткое время отклика.

Блок ФАПЧ (3ф) питается трехфазными синусоидальными сигналами с частотой от 70 Гц до 71 Гц в диапазоне от 0,5 до 1,5 секунд.

Время выборки модели параметризуется с помощью переменной T_s (в данном случае выбран $T_s = 50e-6$, чтобы дискретизировать блок ФАПЧ).

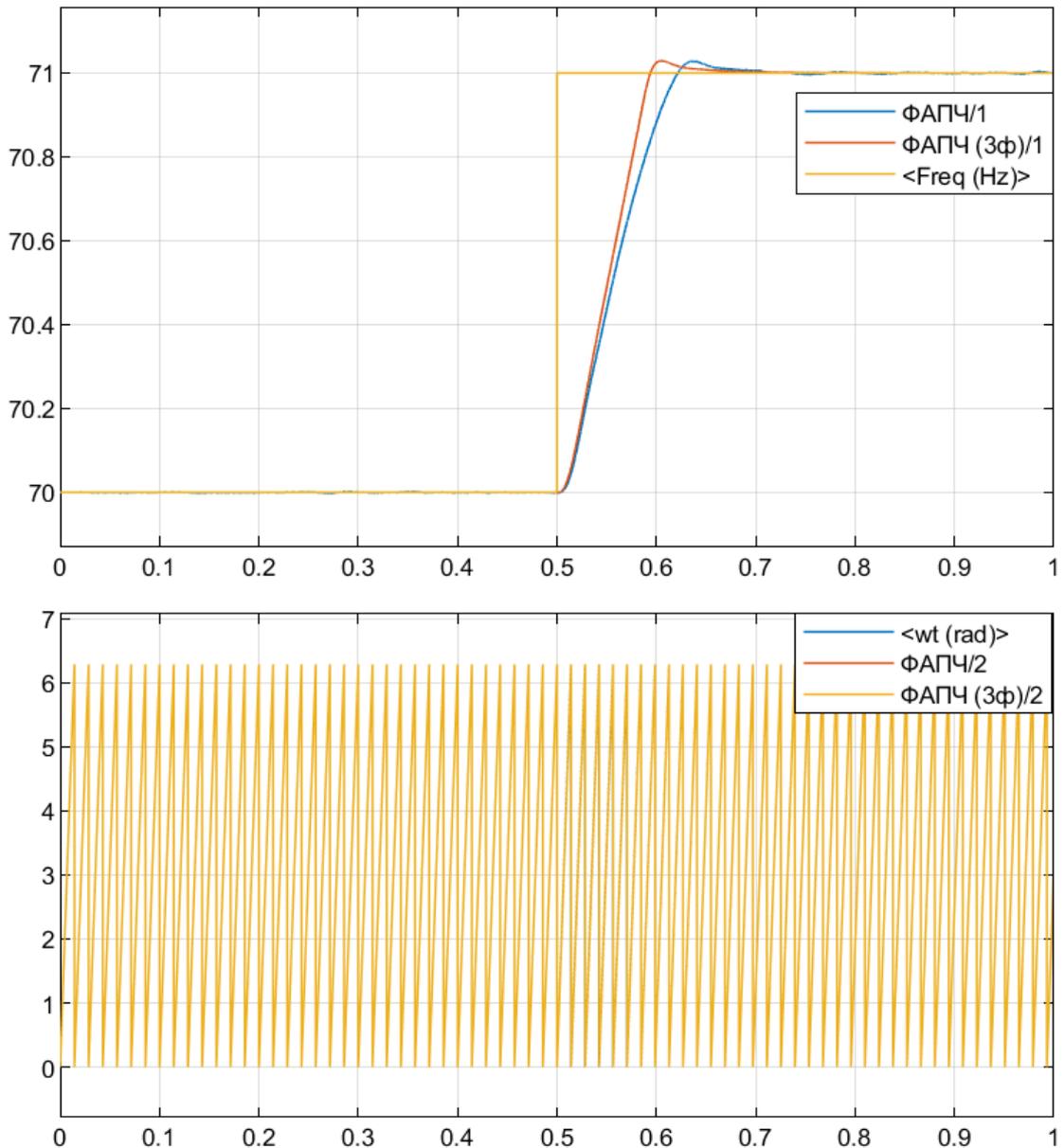


Рис. 4.4.2 Результат моделирования, частота и фаза сигнала на выходе системы ФАПЧ

Из графиков видно, что частота ФАПЧ (3ф - трехфазный) достигает новой частоты быстрее, чем ФАПЧ, благодаря дополнительной информации о фазе. Фаза и частота, получены в результате моделирования соответствуют заданные параметры сигнала на входе схемы. Таким образом, получили применение системы ФАПЧ для отслеживания частоты и фазы сигнала.

Рассмотрим влияние порядка передаточной функции петлевого фильтра на систему синхронизации.

Ниже приведены схемы ФАПЧ в Simulink для моделирования и графики полученных результатов при различных значениях порядка фильтра (фильтр 1-ого, 2-ого и 3-его порядка).

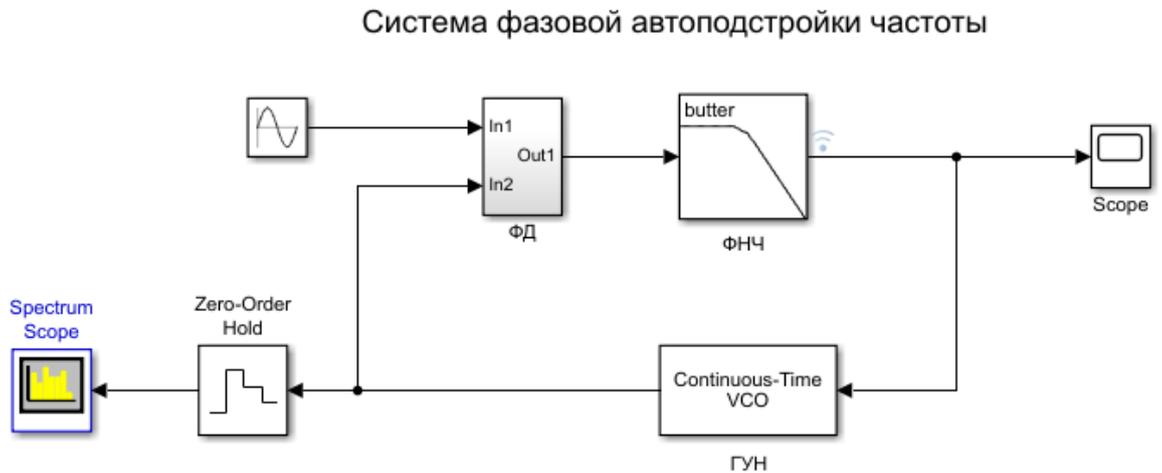


Рис. 4.4.3 Схема ФАПЧ для моделирования в Simulink

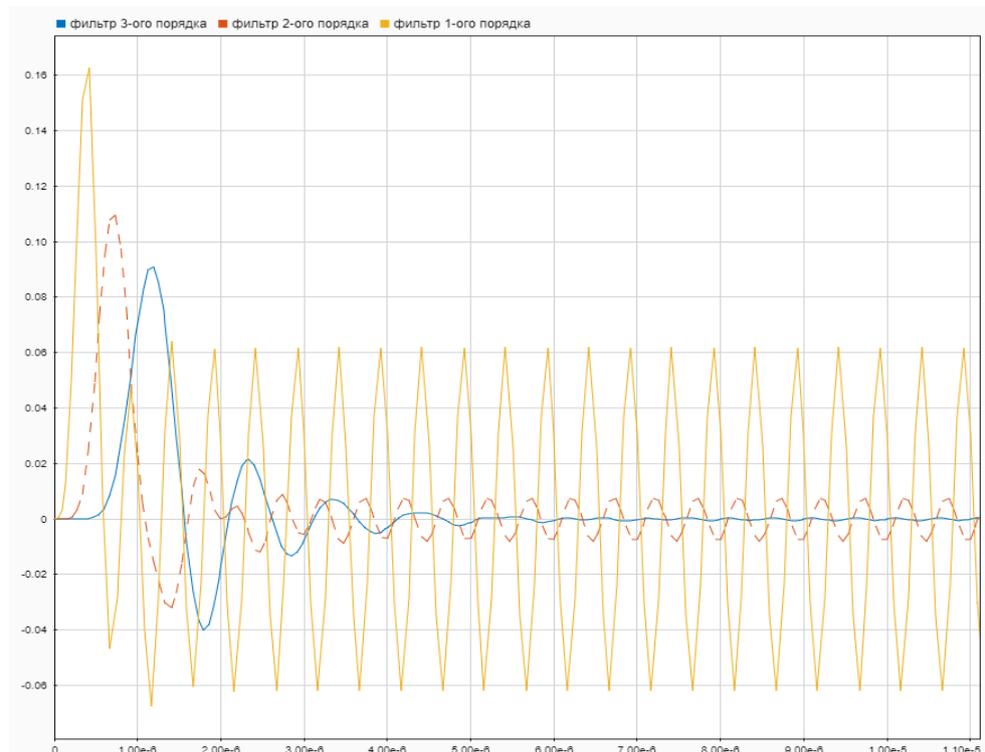


Рис. 4.4.4 Сигналы на выходе фазового детектора, при различных значениях порядка фильтра.

Во всех случаях синхронизация частоты получается с помощью контура

на один порядок ниже, чем необходимо для синхронизации фазы. Итак, анализ стационарной ошибки является полезным показателем требуемой сложности контурных фильтров.

На практике подавляющее большинство контуров ФАПЧ имеет второй порядок. Это объясняется тем, что контур второго порядка можно спроектировать безусловно устойчивым. Безусловно устойчивые контуры всегда будут пытаться отследить входной сигнал. Никакие входные условия не приведут к тому, что контур будет реагировать на изменения входа в ненадлежащем направлении. Контуры второго порядка отследят последствия скачка частоты (доплеровского смещения); кроме того, они относительно просто анализируются, поскольку аналитические выражения, полученные для контуров первого порядка, являются хорошей аппроксимацией для контуров второго порядка. Контуры третьего порядка применяются в некоторых специальных областях, например некоторые навигационные приемники систем GPS (Global Positioning System — глобальная система навигации и определения положения) и некоторые авиационные приемники. В то же время характеристики таких контуров относительно сложно определить, кроме того, контуры третьего и более высоких порядков являются только условно устойчивыми. Если же вследствие динамики сигнала для когерентной демодуляции потребуются контуры третьего и более высоких порядков, то вместо этого используется некогерентная демодуляция.

4.4.2 Имитационное моделирование работы одночастотной схемы синхронизации

Для моделирования одночастотной схемы синхронизации и оценки реализуемости метода синхронизации в среде Simulink MATLAB [88] была разработана имитационная модель схемы (рис. 4.4.5). В данной схеме передача сигналов центр-удалённый блок и удалённый блок-центр осуществляется на высокой частоте синхронизации f_c . В удалённом блоке происходит сравнение фаз опорного и удалённого генераторов фазовым детектором и формирование

сигнала рассогласования, в качестве которого используется частота генератора удалённого блока, подстроенная под входную.

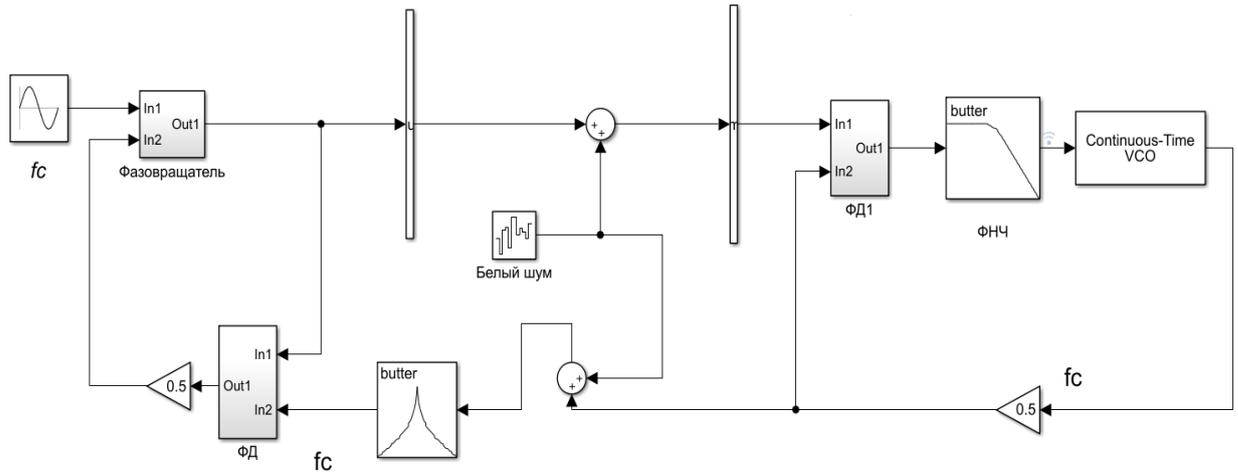
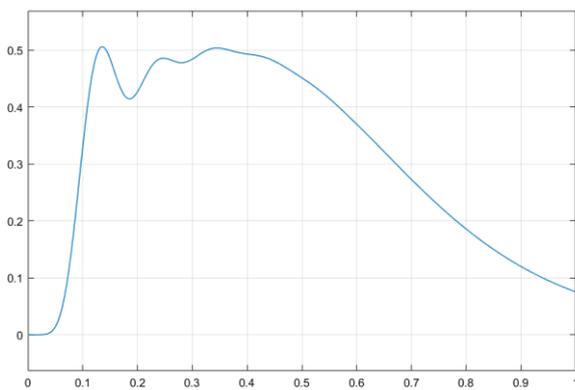


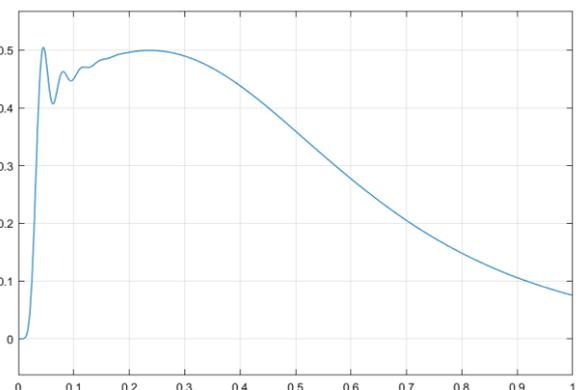
Рис. 4.4.5 Схема для моделирования работы схемы одночастотной синхронизации

Примечание: ФД – фазовый детектор; Continuous-Time VCO - генератор, управляемый частоты.

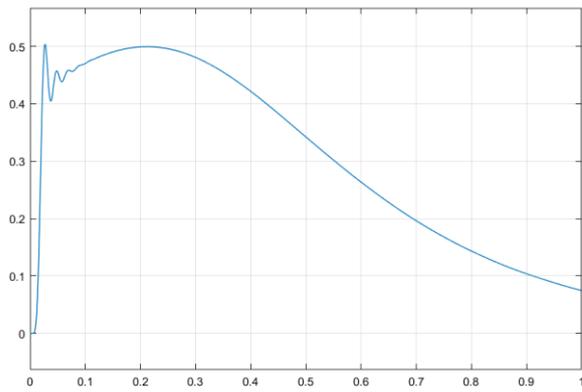
В качестве шума используется стандартный Гауссовский шум (нормальное распределение с математическим ожиданием $\mu = 0$ и стандартным отклонением $\sigma = 1$). Скорость перемещения 50м/с, низкочастотный фильтр Баттерворта 3-ого порядка.



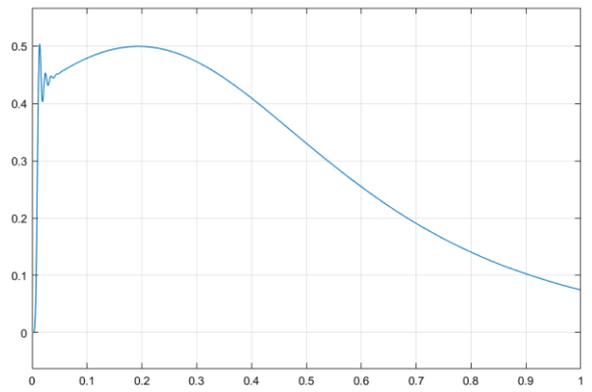
а) $f_{cp}=10$ Гц



б) $f_{cp}=30$ Гц



в) $f_{\text{ср}}=50$ Гц



г) $f_{\text{ср}}=100$ Гц

Рис. 4.4.6 Ошибки по фазе при различных частотах среза ФНЧ

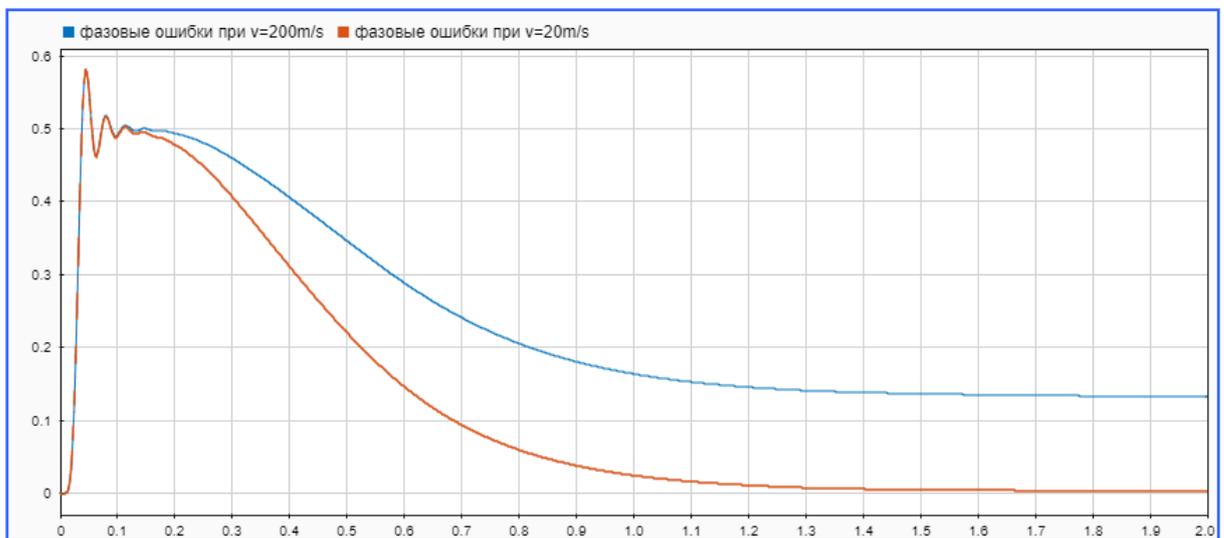


Рис. 4.4.7 Ошибки по фазе при различных скоростях изменения расстояния

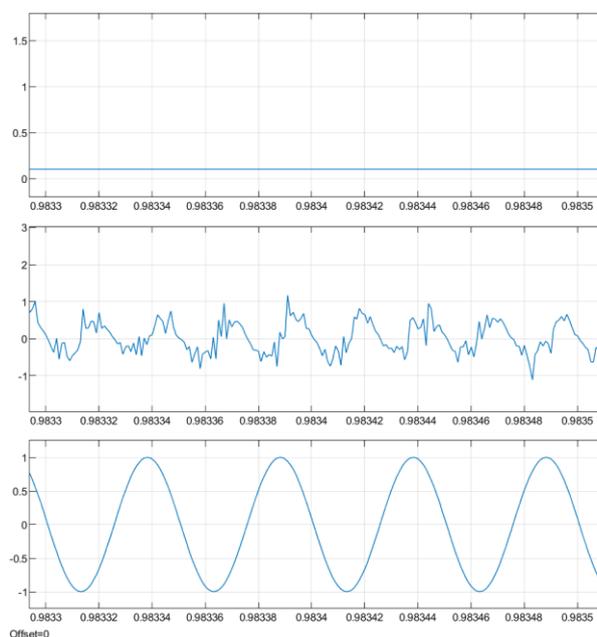


Рис. 4.4.8 Сигналы на выходе ФАПЧ (ФНЧ, ФД, ГУН соответственно)

Из графиков видно, что при различных значениях частоты среза ФНЧ схема работает устойчиво; чем выше скорость изменения расстояния, тем больше фазовые ошибки, но фазовый сдвиг компенсируется. Выходное напряжение фазового детектора пропорционально фазе принимаемого сигнала и искажается при присутствии шума. Сигнал на выходе ГУН управляемый, не зависит от уровня шумов.

Фазовая стабильность системы синхронизации зависит не только от выбранной частоты среза ФНЧ, но и от скорости перемещения удаленного блока. Качество сигнала в большей степени определяется качеством опорного сигнала в центральном блоке. Однако, характеристики сигнала будут зависеть от характеристик среды передачи и от качества составляющих подсистем, используемых для построения схемы синхронизации. Таким образом, эффективность системы должна быть промоделирована в зависимости от свойств канала и подсистемы синхронизации.

Однако некоторые характеристики этой схемы в дополнение к требованию о совершенной направленности подсистем делают невозможным её практическое осуществление. Одним из этих условий является то, что в фазовые детекторы центрального блока и удаленного устройства должны работать на несущей частотой f_c . Эта частота для общей системы микроволновой связи имеет порядок несколько ГГц, в то время как типичные фазовые детекторы хорошо работают только на частотах порядка нескольких МГц. С другой стороны, фазовые детекторы предназначены для работы в линейном режиме, обеспечивающем нулевую или малую фазовую ошибку. Однако в конструкции этой схемы в фазовый детектор в центральном блоке должен работать с различными фазовыми погрешностями (до 2ϕ), что не позволяет работать в линейном режиме.

Данной схемой является простая возможная реализация основана на передаче одной несущей частоты между двумя удаленными друг от друга станциями: один центральный блок и один выносной блок. Этот пример является важным для демонстрации теории непрерывных циклов синхронизации, хотя

он не предназначен для практической реализации.

4.4.3 Имитационные моделирование работы двухчастотной схемы синхронизации

Приведем исходные данные, используемые при моделировании.

Для рассматриваемого случая примерный частотный план системы синхронизации будет иметь вид:

1. Несущая частота – 9600 МГц.
2. Операционная частота (на этой частоте производится подстройка генераторов) – $f_{op} = 4800$ МГц.
3. Частота синхронизации (на данной частоте передаются синхронизирующие сигналы, центральная частота канала передачи синхронизации) – 2400 МГц
4. Поднесущие частоты синхронизации: $f_1 = 2340$ МГц, $f_2 = 2460$ МГц

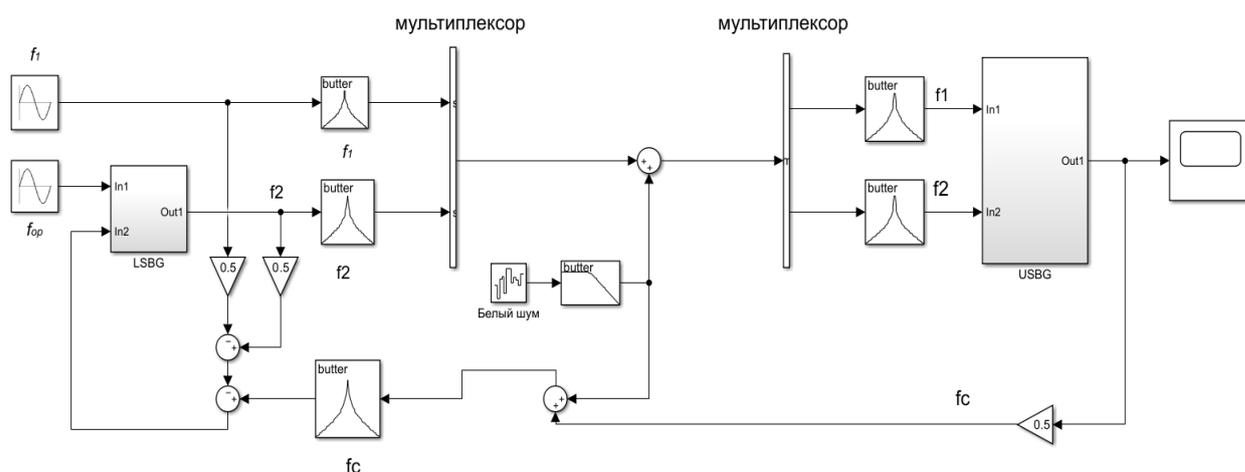


Рис. 4.4.9 Схема двухчастотная синхронизация для моделирования

Оба устройства (центральный и удаленный блоки) подключены к каналу передачи через частотный мультиплексор. Это устройство включает фильтры разных диапазонов частот вблизи частот f_1 , f_2 .

В качестве шума используется стандартный Гауссовский шум (нормальное распределение с математическим ожиданием $\mu = 0$ и стандартным отклонением $\sigma = 1$).

На рис. 4.4.10. представлены результаты имитационного моделирования

при различных значениях начальных фаз.

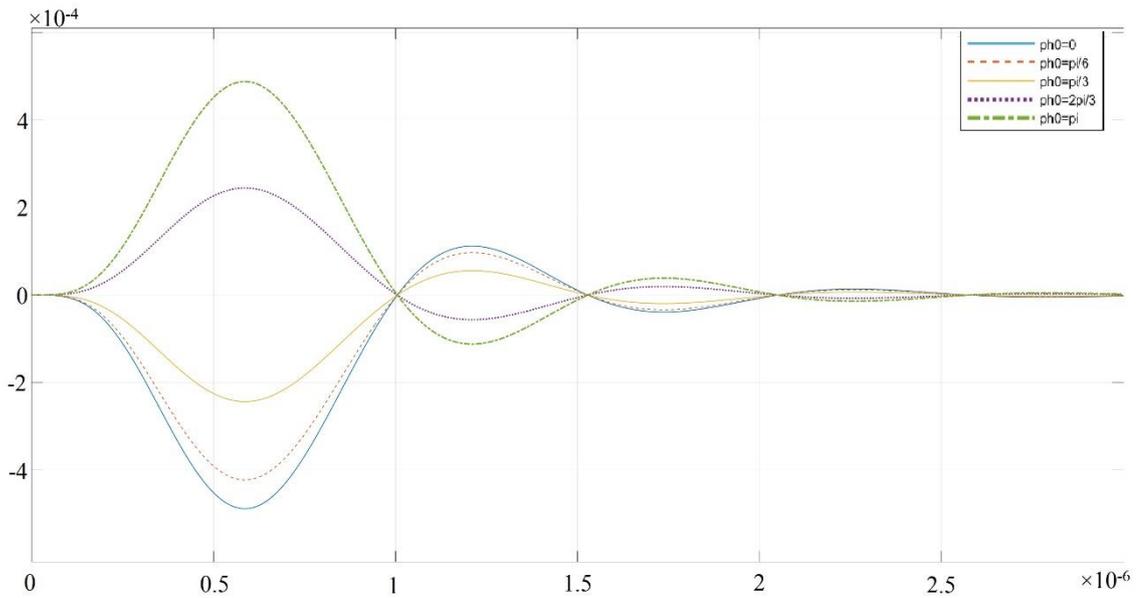


Рис. 4.4.10 График зависимости фазовых ошибок (в радианах) от времени при различных значениях начальных фаз

Далее при имитационном моделировании учитывались только влияние порядка фильтра (в составе фазовых детекторов), при этом на входе генераторов подавались сигналы с начальной фазой, равной нулю. На рис. 4.4.11 представлены результаты имитационного моделирования.

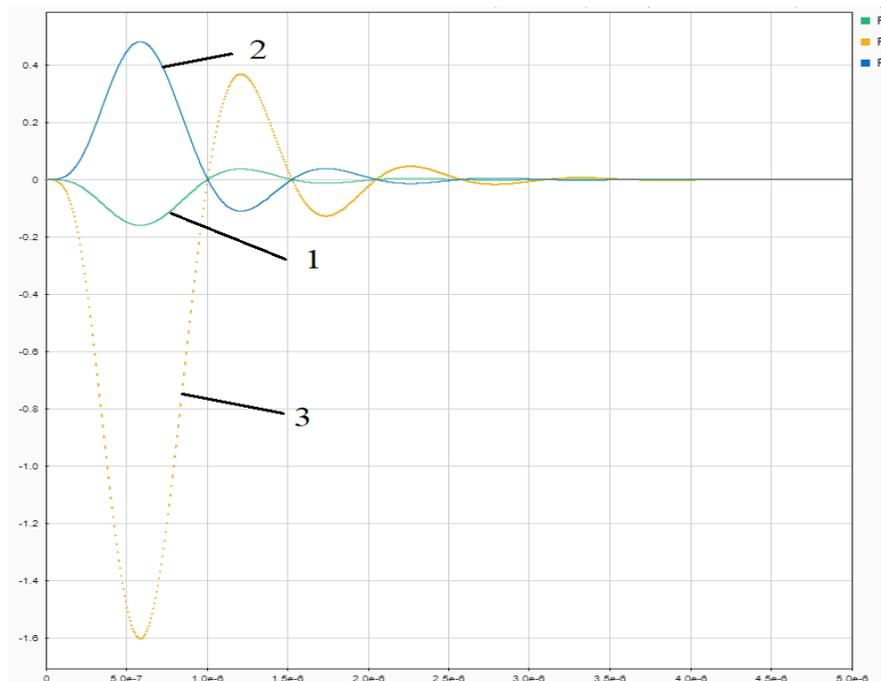


Рис. 4.4.11 Фазовые ошибки при различных значениях порядка фильтров (в градусах): 1- $n=2$, 2- $n=5$, 3- $n=8$

Из приведенных на рисунках 4.4.10 и 4.4.11 зависимости видно, что при различных значениях порядка ФНЧ фазовая ошибка прямо пропорциональна порядку ФНЧ и стремится к нулю через 2...3 микросекунды, то есть система синхронизирована. Схема работает устойчиво и время для синхронизации не зависит от значения начальной фазы генераторов, фазовый сдвиг компенсируется. Сигнал синхронизации управляемый, не зависит от уровня шума.

С помощью предложенной имитационной модели может быть обеспечен различный, в том числе и высокий, уровень детализации моделируемых процессов. При этом модель создается поэтапно, эволюционно.

4.4.4 Имитационное моделирование работы схемы синхронизации с амплитудно-модулированным сигналом

В данном разделе рассматривается схема синхронизации с амплитудно-модулированным сигналом в значительной степени определяющая зависимость ошибки по фазе от порядка ФНЧ, и точность синхронизации всей схемы. Схема для моделирования построена по структурной схеме, изображена на рис. 4.4.12.

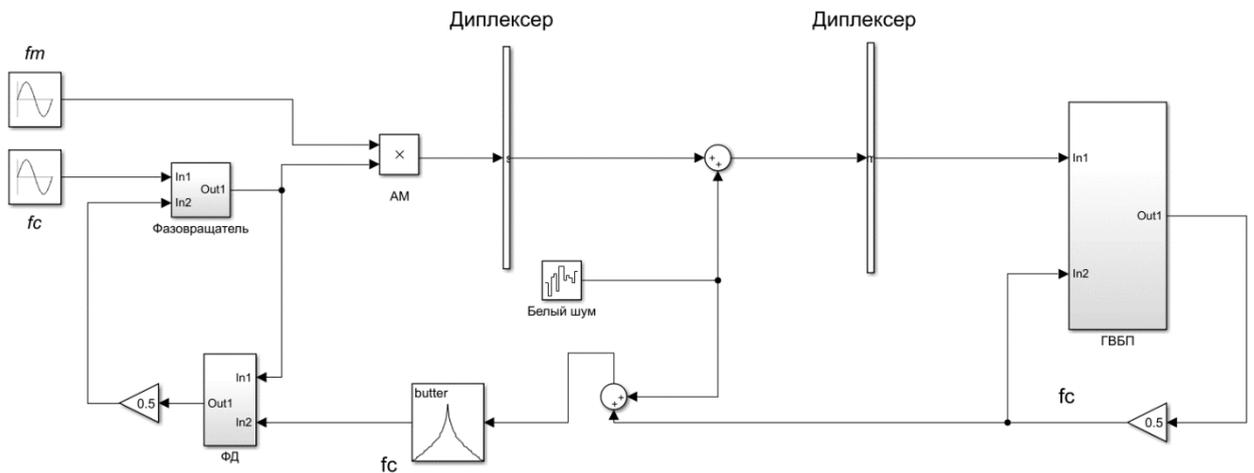


Рис. 4.4.12 Схема синхронизации с амплитудно-модулированным сигналом для моделирования

На входе 2 генератора на $f_m = 2.4 \text{ МГц}$, $f_c = 4800 \text{ МГц}$.

Оба устройства (центральный и удаленный блоки) подключены к каналу передачи через частотный диплексер, блок «ГВБП» - генератора верхней

боковой полосы, блок «ФД» – фазовый детектор. В качестве шума используется стандартный Гауссовский шум (нормальное распределение с математическим ожиданием $\mu = 0$ и стандартным отклонением $\sigma = 1$).

На рис. 4.4.13 представлены результаты имитационного моделирования при различных значениях порядка фильтра (в составе фазовых детекторов), при этом на входе генераторов подают сигналы с начальной фазой равны нулю.

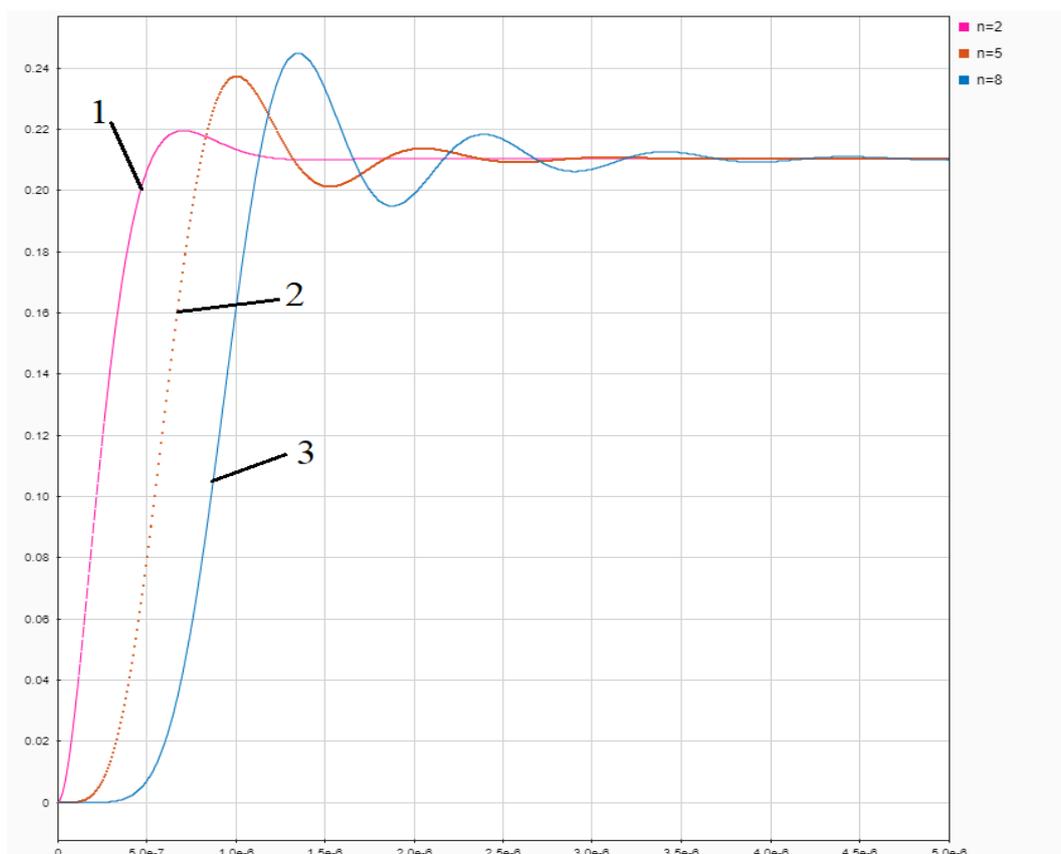


Рис. 4.4.13 Фазовые ошибки при различных значениях порядка фильтров: 1 - $n = 2$, 2 - $n = 5$, 3 - $n = 8$

По графику зависимости фазовые ошибки синхронизированного радиосигнала от времени можно сделать вывод о том, что при различных значениях порядка ФНЧ фазовая ошибка обратно-пропорционально порядку ФНЧ и стремится к нулю через 2...4 микросекунд, то есть система синхронизирована. Схема работает устойчиво и время для синхронизации не зависит от значения начальной фазы генераторов, фазовый сдвиг компенсируется.

4.4.5 Имитационное моделирование работы схемы синхронизации с ЛЧМ сигналом

Структурная схема фазовой синхронизации с зондирующим ЛЧМ сигналом для моделирования показана на рисунке 4.4.14.

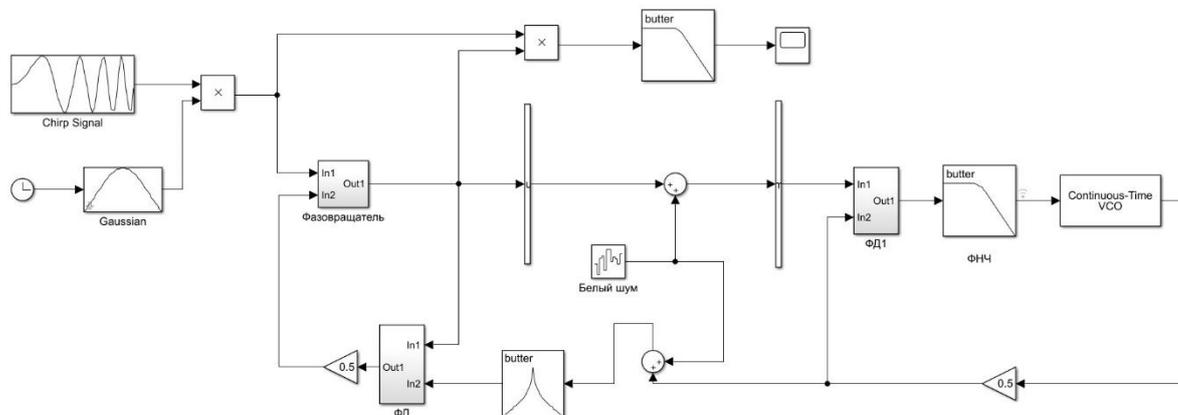


Рис. 4.4.14 Общая схема для моделирования работы схемы синхронизации с ЛЧМ сигналом.

Схема включает формирователь ЛЧМ сигнала, фазовращатель, фазовые детекторы (ФД), фильтры низких частот, генератор, управляемый напряжением (VCO), блок источника белого шума. Описание работы схемы написано в [6]. При моделировании использовались следующие параметры зондирующего сигнала для систем синтеза апертуры диапазона 10 ГГц [2]:

- длительность импульса 40 мкс; база сигнала соответственно 16000;
- период следования импульсов не менее 600 мкс (ЛЧМ сигналы следуют через этот промежуток или больше, за это время надо синхронизировать частоту для следующей посылки);
- ширина полосы сигнала 400 МГц (девиация ЛЧМ);

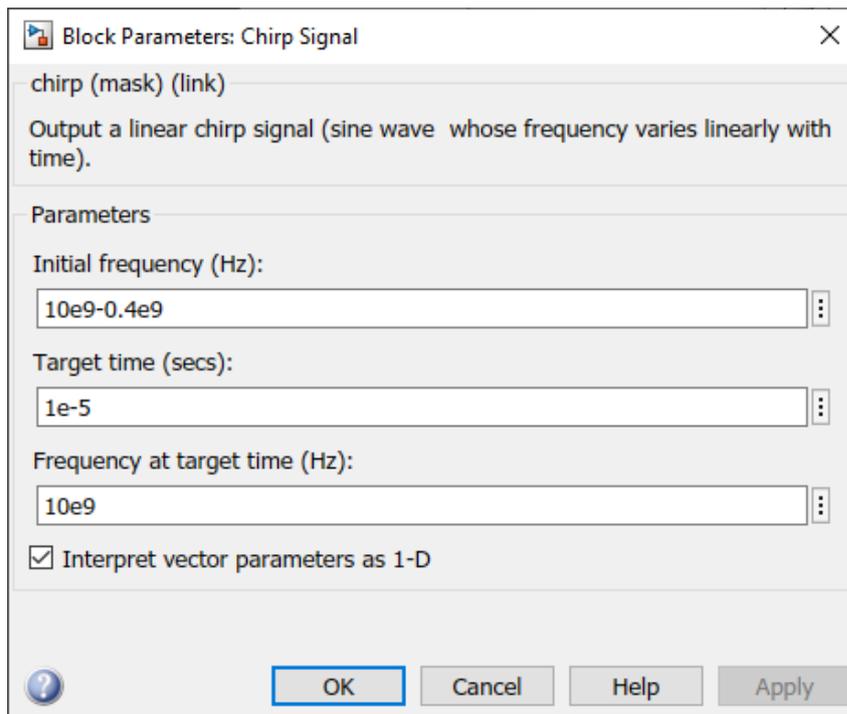


Рис. 4.4.15 Параметры ЛЧМ-импульс

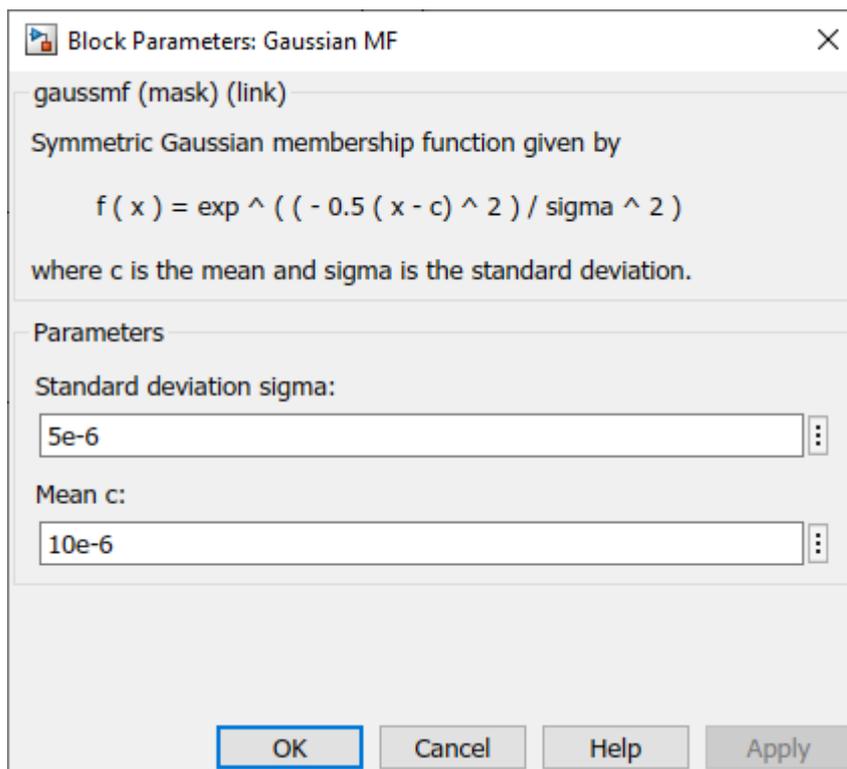


Рис. 4.4.16 Параметры функции гауссова формы огибающей

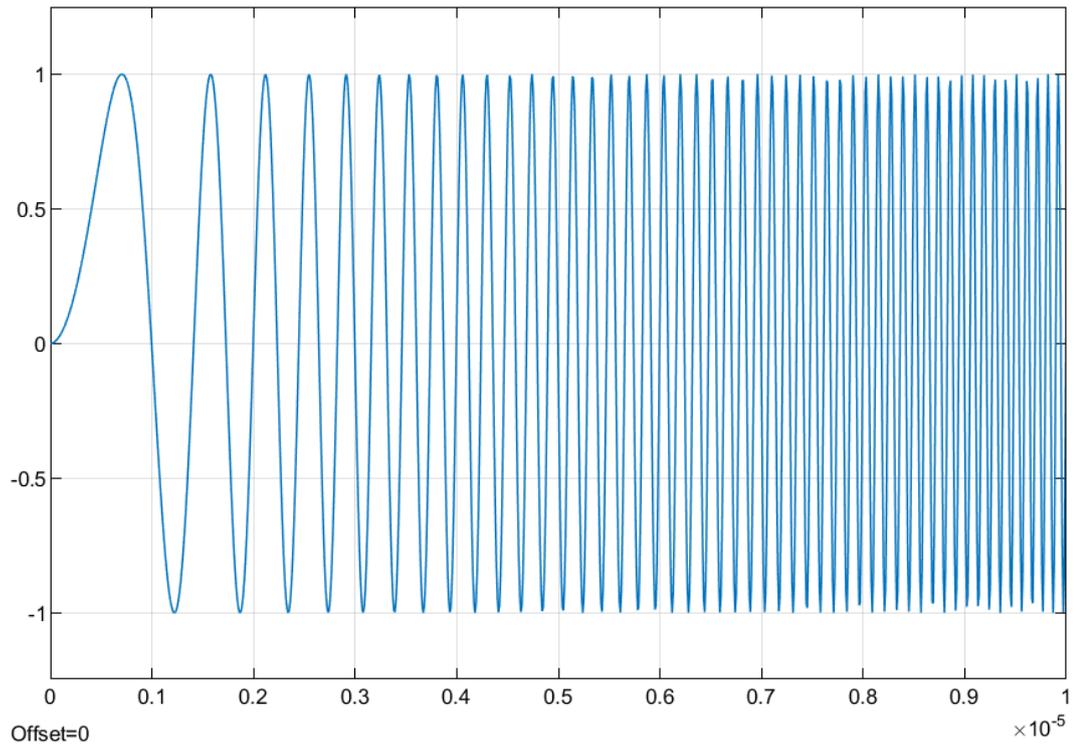


Рис. 4.4.17 ЛЧМ сигнал в качестве зондирующего сигнала

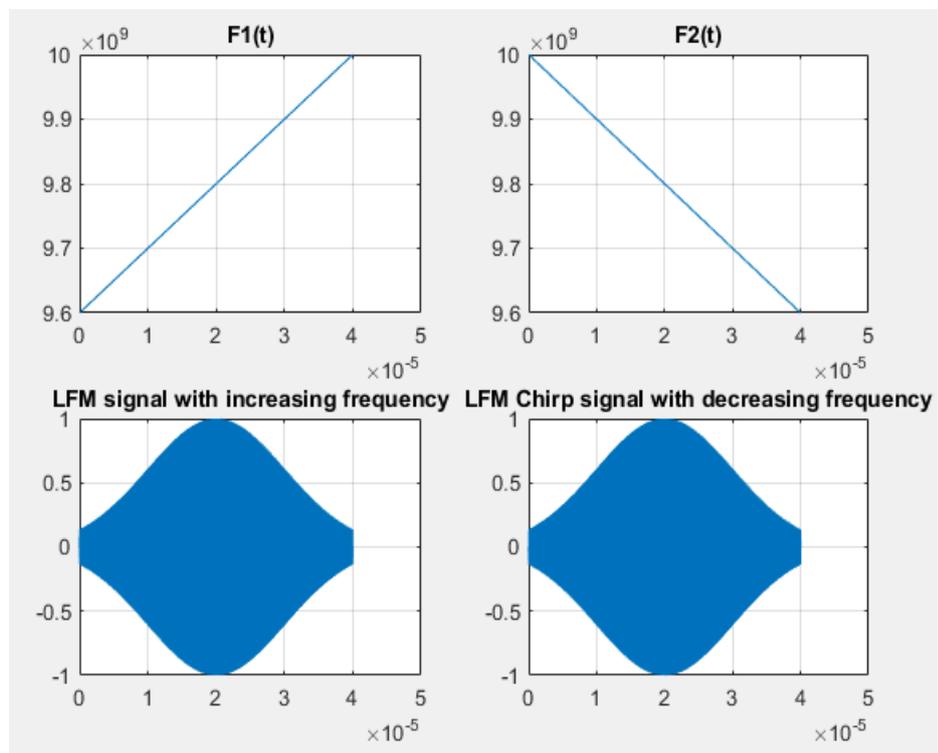


Рис. 4.4.18 ЛЧМ-сигналы с гауссовской огибающей и их законы изменения частоты.

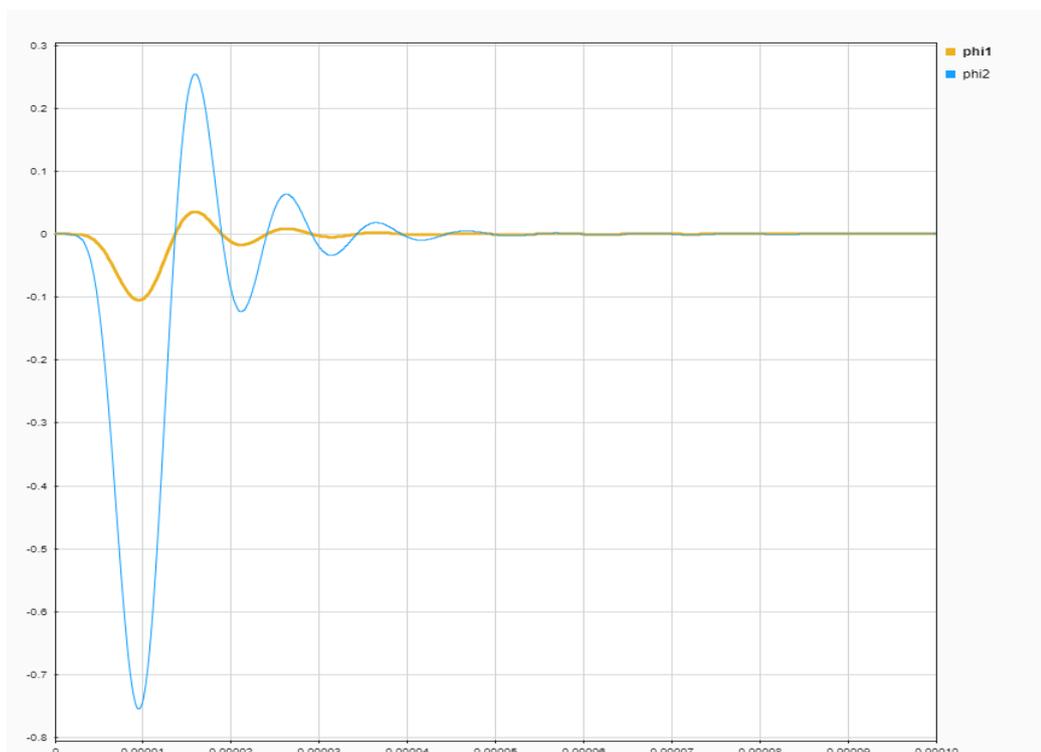


Рис. 4.4.19 Фазовые ошибки при различных ЛЧМ сигналах: ϕ_1 – фазовая ошибка при ЛЧМ сигнале с гауссовской огибающей; ϕ_2 – ошибка при ЛЧМ сигнале с прямоугольной огибающей.

Из приведенного графика зависимости фазовых ошибок от времени видно, что при использовании ЛЧМ сигнала с гауссовской огибающей получается фазовая ошибка меньше, чем при использовании ЛЧМ сигнала с прямоугольной огибающей (максимальное значение фазовой ошибки соответственно равно 0,1 и 0,75 градусов). Фазовые ошибки стремятся к нулю в обоих случаях после 40 мкс, то есть система синхронизирована.

По результатам проведенного исследования можно заключить, что использование зондирующих ЛЧМ сигналов РЛС с синтезированной апертурой при синхронизации будет перспективным методом, который может быть использован в будущем.

4.5. Вывод по главе 4

1. Разработан алгоритм и структурная схема системы фазовой синхронизации с БАМ сигналом, позволяющая повысить развязку сигналов, передаваемых в противоположных направлениях.

2. Имитационное моделирование показало, что предложенная схема фазовой синхронизации блоков систем космического мониторинга с амплитудно-манипулированным сигналом позволила уменьшить ошибку измерений системы по сравнению с другими системами синхронизации, значение фазовой ошибки не превышает $0,24^\circ$.

3. Разработан алгоритм и структурная схема фазовой синхронизации зондирующим ЛЧМ сигналом. Синхронизация устройств на основе предложенного метода и его технической реализации позволяет значительно упростить структуру приемников и передатчиков космических аппаратов.

4. Имитационное моделирование разработанной системы синхронизации зондирующим ЛЧМ сигналом показало, что применение системы позволяет повысить точность фазовой синхронизации в разнесённых системах, до $0,1^\circ$ при использовании ЛЧМ импульса с гауссовской огибающей.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе рассмотрены вопросы синхронизации разнесённых генераторов. В процессе проведения исследований получены следующие основные результаты:

1. Установлены ограничения и недостатки методов одночастотной и двухчастотной систем фазовой следящей синхронизации блоков информационно-измерительных и управляющих систем космического мониторинга, позволившие сформировать рекомендации по областям их применения и направлениям совершенствования.

2. Разработана и исследована система фазовой синхронизации с амплитудно-манипулированным сигналом, позволяющая обеспечить высокий уровень синхронизации в разнесённых системах при простых алгоритмах обработки сигналов. Предложенная схема фазовой синхронизации блоков систем космического мониторинга с амплитудно-манипулированным сигналом позволила уменьшить ошибку измерений системы по сравнению с другими системами синхронизации, значение фазовой ошибки не превышает $0,24^\circ$.

3. Предложен метод фазовой синхронизации зондирующим сигналом в паузах между зондирующими импульсами с ЛЧМ сигналом, позволяющий упростить аппаратную часть канала синхронизации, а также повысить точность фазовой синхронизации в разнесённых системах, значение фазовой ошибки до $0,1^\circ$ при использовании ЛЧМ импульса с гауссовской огибающей.

4. Предложена фазостабильная малоэлементная антенная система синхронизации блоков систем космического мониторинга зондирующим сигналом в виде двух малоразмерных антенн с полусферической диаграммой направленности, позволяющая уменьшить габариты и массу антенной системы, упростить алгоритмы синхронизации и снизить фазовую ошибку до $0,5$ градуса.

5. На основе компьютерного имитационного моделирования характеристик предложенных систем произведена оценка их точности, подтвердившая правильность предложенных методов и алгоритмов.

6. Установлена чувствительность предложенных систем синхронизации к изменению параметров системы, позволяющая конкретизировать требования к её компонентам.

7. Полученные результаты могут быть использованы не только для синхронизации информационно-измерительных систем космического мониторинга, но и для синхронизации других типов распределённых измерительных систем.

8. Результаты работы внедрены в учебный процесс по курсу *«Устройства приёма и преобразования сигналов»* на кафедре «Радиоэлектроника» ФГБОУ ВО «Тульский государственный университет».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Синхронизация в радиосвязи и радионавигации: Учеб. пособие / Б.И. Шахтарин, А.А. Иванов, П.И. Кобылкина и др. – М.: Гелиос АРВ, 2007. – 256 с.
2. Малинников В.А., Стеценко А.Ф., Алтынов А.Е., Попов С.М. Мониторинг природной среды аэрокосмическими средствами. Учебное пособие для студентов вузов. – М.: Изд. МИИГАиК. 2008 г., 145 с.
3. Доросинский Л.Г. Оптимальная обработка радиолокационных изображений, формируемых в РСА: монография. – М.: Издательский дом Академии Естествознания, 2017. – 212 с.
4. Чандра А.М., Гош С.К. Дистанционное зондирование и географические информационные системы. Москва: Изд-во «Техносфера», 2008. – 307 с.
5. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г. и др. Радиолокационные системы Землеобзора космического базирования. М.: Радиотехника, 2010. 432 с.
6. Кашкин В.Б., Сухинин А.И. Дистанционное зондирование Земли из космоса. Цифровая обработка изображений: Учебное пособие. - М.: Логос, 2001. – 264 с.
7. Александров М.Ю. Общие принципы и технологии радарной (SAR) съемки // Пространственные данные, 2008. – №3. – С. 7-8.
8. Неронский Л.Б. Перспективы развития методов и систем радиолокационного наблюдения космического базирования. Журнал радиоэлектроники, № 11, 2011, с.1 - 23.
9. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. - М.: Радиотехника, 2010. - 800 с.
10. Кронберг П. Дистанционное изучение Земли. Основы и методы дистанционных исследований в геологии. - М.: Мир, 1988.
11. Chen Y, Liang D, Yue H, Liu D, Wu X, Zhang H, Jiao Y, Liu K, Wang R. Implementation of a Phase Synchronization Scheme Based on Pulsed Signal

- at Carrier Frequency for Bistatic SAR. *Sensors*. 2020; 20(11): 3188. <https://doi.org/10.3390/s20113188>.
12. W. Q. Wang, “GPS-based time & phase synchronization processing for distributed SAR,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 45, no. 3, pp. 1040–1051, 2009.
 13. M. Wendler, “Results of a bistatic airborne SAR experiment,” in *Proceeding of the International Radar Conference*, pp. 247–253, September 2003.
 14. Umberto Mengali, Aldo N. D’Andrea. Synchronization techniques for digital receivers. N. Y.: Plenum Press, 1997. 529 p.
 15. I. Walterscheid, T. Espeter, A. R. Brenner et al., “Bistatic SAR experiments with PAMIR and TerraSAR-X-setup, processing, and image results,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 48, no. 8, pp. 3268–3279, 2010.
 16. A. S. Goh, M. Preiss, N. J. S. Stacy, and D. A. Gray, “Bistatic SAR experiment with the Ingara imaging radar,” *IET Radar, Sonar and Navigation*, vol. 4, no. 3, pp. 426–437, 2010.
 17. G. Krieger, A. Moreira, H. Fiedler, I. Hajnsek, M. Werner, M. Younis and M. Zink, “The TanDEM-X mission: a satellite formation for high resolution SAR interferometry,” *IEEE Transactions on Remote Sensing*, 2007, in press.
 18. M. Eineder, “Oscillator clock drift compensation in bistatic interferometric SAR,” Vol. 3, pp. 1449 – 1451, 2003.
 19. Fusco T. Synchronization techniques for OFDM-systems // Dottorato di Ricerca in Ingegneria Elettronica e delle Telecomunicazioni (XVIII ciclo) 2004–2005.
 20. Жодзишский М. И., Сила-Новицкий С. Ю., Прасолов В. А. Цифровые системы фазовой синхронизации / Под ред. М.И.Жодзишского. - М.: Сов. радио, 1980.
 21. Исследование алгоритма фазовой синхронизации GMSK-сигналов для низкоорбитальных систем спутниковой связи. Дереча Е.В., Привалов Д.Д. *Техника радиосвязи*. 2017. № 2 (33). С. 87-95.

22. Черных И.В. Delporte J., Mercier F., Laurichesse D., Galy O. GPS Carrier-Phase Time Transfer Using Single-Difference Integer Ambiguity Resolution // International Journal of Navigation and Observation. Vol. 2008, Article ID 273785, p. 1-7. Частотная и временная синхронизация.
23. Рябов И.В., Чернов Д.А. Повышение точности позиционирования подвижных объектов при помощи сигналов ГНСС// Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2015-№9.- с.43-53
24. Ковалёв Р. Б. Синхронизация бортовой шкалы времени космического аппарата с системным временем ГЛОНАСС при помощи аппаратуры радионавигации/ Исследования Наукограда. Космическое приборостроение. №2 (20), 2017, Т.2. С. 72-75.
25. Juan Carlos Merlano Duncan, «Phase Synchronization Scheme for Very Long Baseline Coherent Arrays», 2012. 197 с.
26. Бобокин М.И. Оценка топографического рельефа местности в РСА при переднебоковом обзоре. Кн. «Цифровая обработка сигналов в РСА» / Под ред. Е.Ф. Толстова. Смоленск; Изд-во ВА ВПРО ВС РФ, 2005. С. 173-181.
27. Gierull С.Н. Bistatic synthetic aperture radar. Technical Report DRDC. Ottawa, TR 2004-190. - 2004, 112 p.
28. Krieger G. et al.: Impact of oscillator noise in bistatic and multistatic SAR // 2005. P. 1 - 4.
29. Голуб В. Система ФАПЧ и ее применения. Chip News. 2000. № 4.
30. Мальцев Г. Сетевые информационные технологии в современных спутниковых системах связи // Информационно-управляющие системы. 2007. № 1. С. 33–39.
31. Дереча Е.В., Привалов Д.Д. Применение алгоритмов оценки частоты несущей GMSK-сигналов для систем спутниковой связи // Техника радиосвязи. 2016. Вып. 4 (31). С. 61–68.
32. Дереча Е. В., Привалов Д. Д. Исследование алгоритма фазовой синхронизации GMSK-сигналов для низкоорбитальных систем спутниковой связи // Техника радиосвязи. 2017. Вып. 2 (33). с. 87–95.

33. Umberto Mengali, Aldo N. D'Andrea. Synchronization techniques for digital receivers // Plenum Press. New York, 1997. 529 p.
34. Витерби Э. Принципы когерентной связи / пер. с англ., под ред. Левина Б. Р. М.: Советское радио, 1966. 392 с
35. И.В. Елизаветин И.В., Ксенофонтов Е. А. Результаты экспериментального исследования возможности прецизионного измерения рельефа Земли интерференционным методом по данным космического РСА// Исследования Земли из космоса, 1996,-№ 1, с. 75-90.
36. Никольский Д. Б. Современные тенденции в радиолокационном дистанционном зондировании Земли // Геоматика. 2008. №1. С.7-10.
37. Радиолокационные методы исследования Земли / Ю.А. Мельник, С.Г. Зубкович, В. Д. Степаненко и др. / Под ред. Ю.А. Мельника. – М.: Сов. радио, 1980. –264 с.
38. Сборник рабочих материалов по Международному регулированию планирования и использования радиочастотного спектра (с учетом изменений, принятых ВКР-2007: Т. 1–4. – М.: НПФ «Гейзер», 2009.
39. Космическая съемка Земли. Космическая радиолокационная съемка поверхности Земли. Справочно-аналитическое издание/ Под ред. Ю.А. Подъездкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 66 с.
40. Крупногабаритные гибридно-зеркальные антенны с облучателями в виде АФАР / Г.В. Савосин, А.В. Серяпин, В.К. Шило и др. // Решетневские чтения: Материалы X Международной научной конференции, посвященной памяти генерального конструктора ракетно-космических систем академика М.Ф. Решетнева. – Красноярск: Сибирский государственный аэрокосмический университет, 2007. – С. 166–167.
41. Спутники радиолокационного зондирования Земли // Спутниковые системы связи и вещания. Приложение № 1. – 2000. – 86 с.
42. Описание Террастар. Режим доступа: https://сельхозпортал.рф/pesticidy_i_agrohimikaty/herbicides/?c_name=terrastar_vdg (дата обращения 25.06.2022 г.)

43. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации / Под ред. В.В. Шахгильдяна. — М.: Радио и связь. — 1989.
44. Фомин А. А. и др. Аналоговые и цифровые синхронно-фазовые измерители и демодуляторы. — М.: Радио и связь. — 1987.
45. Левин В. А. и др. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. — М.: Радио и связь. — 1989.
46. Curtin M., O'Brien P. Phase Locked Loops for High-Frequency Receivers and Transmitters // Analog Dialogue, Analog Devices, 1999, Vol. 33, No. 3, 5, 7.
47. Сазонов Д. М. Основы матричной теории антенных решеток: Сб. науч.-метод. ст. по прикладной электродинамике / Д. М. Сазонов. — М.: Радио и связь, 1987.
48. Гридин Ю. И. Метод определения фазового центра антенн / Ю. И. Гридин, А. Н. Лукин, И. Ф. Струков // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроник. — 1990. — № 3. — С. 43-47.
49. Мощиц Г., Хорн П. Проектирование активных фильтров. — М.: Мир. — 1984.
50. Голуб В.С. Мгновенная и средняя частота колебаний и интегрирующие ЧМ и ЧИМ модуляторы // Радиотехника. — 1982. — т. 37. — № 9. — С. 48–50.
51. Голуб В. Взгляд на сигма-дельта АЦП // Chip News. — 1999. — № 5. — С. 23–27 (с поправкой в № 8, с. 48).
52. Голуб В.С. Эквивалентная схема системы ФАПЧ // Изв. вузов. Радиоэлектроника. — 1994. — т. 37. — № 8. — С. 54–58.
53. Клаассен К.Б. Основы измерений. Электронные методы и приборы в измерительной технике. Москва: Постмаркет, 2000. — 352 с.
54. Ю. С. Гаврилов, А.С. Еременко, Л. Ю. Зубелевич, А.В. Келин, В.М. Колевских, Б.Н. Лозинский, И.И. Мельниченко, А.Н. Стельмашенко Справочник по радиоизмерительным приборам. Москва: «Энергия», 1976. — 624 с. с ил.

55. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2015. – 440 с.
56. Брежнева Е.О., Бондарь О.Г., Поляков Н.В. Мгновенная синхронизация импульсных генераторов в режиме внешнего запуска/ Телекоммуникации, №7, 2021. С. 34-40.
57. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов: Учебник для вузов. 2-е изд. – СПб.: Питер, 2006. – 751 с.: с ил.
58. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие для вузов / И.С. Гоноровский. 5-е изд., испр. и доп. – М.: Дрофа, 2006. – 719 с. ил.
59. "Проектирование радиоприемных устройств" под ред. А.П. Сиверса М., "Высшая школа" 1976 стр. 110.
60. Шахгильдян, В.В. Системы фазовой автоподстройки частоты / В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин. – М.: Связь, 1972. – 447 с.
61. Kroupa, V.F. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis / V.F. Kroupa. New York. John Wiley & Sons, Ltd, 2003. – 320 с.
62. Banerjee, D. PLL Performance, Simulation and Design Handbook (4th ed.) / D. Banerjee. – National Semiconductor, 2006. – 338 p.
63. Gardner, F. Phaselock techniques, 3rd Edition / F. Gardner. – Wiley, 2005.– 450 с.
64. Crawford, J.A. Frequency Synthesizer Design Handbook / J.A. Crawford. – New York: Artech House, 1994. – 401 p.
65. Zhao, F. Low-Noise Low-Power Design for Phase-Locked Loops: MultiPhase High-Performance Oscillators / F. Zhao, F.F. Dai. – Switzerland. Springer International Publishing, 2015. – 96 p.
66. Brandonisio, F. Noise-Shaping All-Digital Phase-Locked Loops: Modeling, Simulation, Analysis and Design / F. Brandonisio, M.P. Kennedy. – Switzerland. Springer International Publishing, 2014. – 177 p.139
67. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1988. 432 с.

68. Никитин, Ю. Частотный метод анализа характеристик синтезаторов частот с импульсно-фазовой автоподстройкой частоты Analog Devices / Ю. Никитин, Д. Сергеев // Компоненты и технологии. – 2003. – №3-6.
69. Ченакин, А. ГУН или ЖИГ? Проблема выбора при проектировании высококачественного синтезатора с ФАПЧ / А. Ченакин // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. – 2012. – №6. – С. 118-122.
70. Калмыкова, О.Л. Умножители частоты с кольцами фазовой АПЧ / О.Л. Калмыкова, В.Н. Кулешов, А.Г. Демьянченко, Е.А. Хуртин. – М.: МЭИ, 1980. – 71 с.
71. Shahzad M. Synchronization and antisynchronization of a planar oscillation of satellite in an elliptic orbit via active control // Journal of Control Science and Engineering, Vol. 2011, Article ID 816432.
72. Синтезатор частот на основе ФАПЧ 1508ПЛ9Т [Электронный ресурс]: Элвис. – Режим доступа: <http://multicore.ru/index.php?id=656>.
73. Wei M. Synchronization of bistatic radar systems // IEEE, 2004, P. 1750 - 1753.
74. Банкет, В.Л., Дорофеев, В.М. Цифровые методы в спутниковой связи [Текст]. – М.: 1988. – 240 с.
75. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией [Текст]/В.Н. Кочемасов, Л.А. Белов, В.С. Оконешников – М.: Радио и связь, 1983. -192 с., ил.
76. Gardner F. M. *Phaselock Techniques*. 2nd ed., John Wiley & Sons, Inc., New York, 1979.
77. Рябов, И.В. Цифровой синтез прецизионных сигналов: Монография / И.В. Рябов. Йошкар-Ола: МарГТУ, 2005. – 152 с.
78. Кочемасов, В.Н. Цифровые вычислительные синтезаторы двухуровневых сигналов с компенсацией фазовых ошибок / В.Н. Кочемасов, А.Н. Фадеев // Радиотехника. –1982. – Т. 37, № 10. – С. 15-19.

79. Ромашов, В.В. Формирователи сетки опорных частот возбуждителя передатчика с использованием образов основной частоты / В.В. Ромашов, К.К. Храмов // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2011. – №13. – С. 44-47.
80. Варакин, Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами [Текст]. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с., ил.
81. Kameche, Samir. Simulating and Designing a PLL Frequency Synthesizer for GSM Communications / Samir Kameche, Mohammed Feham, Mohamed Kameche // From December 2008 High Frequency Electronics Copyright © 2008 Summit Technical Media, LLC. - 2008. - December. – p. 36-41.
82. Бессекерский, В.А. Теория систем автоматического регулирования. / В.А. Бессекерский, Е. П. Попов. – М.: Наука, 1975. – 768 с.
83. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: Учеб. пособие для вузов / Под. ред. Г.С. Кондратенкова. М.: Радиотехника, 2005. 368 с.
84. Прохладин, Г.Н. Моделирование шумовых характеристик синтезаторов частот на основе систем ИФАПЧ / Г.Н. Прохладин // Радиотехника. - 2006. – №2. – С. 37-41.
85. Caves R., Luscombe A.P., Lee P.F., James K. Topographic performance evaluation of the RADARSAT-2/3 tandem mission / Proc. of IGARSS'02, IEEE, Houston, USA. June 24-28 2002. V. 2. P. 961-963.
86. Frieder H., Krieger G., Werner M., Reiniger K., Eineder M., D'Amico S., Erhardt D., Wickler M. TanDEM-X Mission Design and Data Acquisition Plan // Proc. of EUSAR'2008, Friedrichshafen, Germany. June 2-5 2008. V. 4. P. 43-46.
87. Krieger G., Moreira A., Fiedler H., Hajnsek I., Zink M., Werner M., Eineder M. TanDEM-X: Mission Concept, Product Definition and Performance Prediction // Proc. of EUSAR'2006, Dresden, Germany. May 16-18 2006.
88. Черных И. В. Simulink: Инструмент моделирования динамических систем. М.: Диалог-МИФИ. 2003. 252 с.

89. M. Stangl, R. Werninghaus, B. Schweizer, C. Fischer, M. Brandfass, J. Mittermayer, H. Breit, "TerraSAR-X technologies and first results", IEE Proc. - Radar, Sonar and Navigation, vol. 153, pp. 86-95., 2006.
90. G. Krieger, M. Younis, "Impact of Oscillator Noise in Bistatic and Multistatic SAR", IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, vol. 3, pp. 424- 428, 2006.
91. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М., 1983.
92. Пестряков В. Б. Фазовые радиотехнические системы (основы статистической теории). Сов. радио, 1968. 468 с.
93. Нгуен С.Ч., Овчинников А.В. Алгоритм и структурная схема системы фазовой синхронизации генераторов с ЛЧМ сигналом. // Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии. 2022. № 5 (355). С. 84-88.
94. Нгуен С. Ч. Исследование методов синхронизации генераторов в спутниковых системах. // Прикаспийский журнал управление и высокие технологии. 2022. № 4 (60). С. 119-125.
95. Нгуен С. Ч. Двухчастотная схема синхронизации распределенных генераторов в спутниковых системах. // Известия ТулГУ. Технические науки. 2020. № 11. С. 108-113.
96. Макарецкий Е.А., Нгуен С.Ч. Исследование фазовых ошибок антенных устройств системы синхронизации. // Телекоммуникации. 2022. № 10. С. 12-17.
97. Овчинников А.В., Нгуен С.Ч. Синхронизация генераторов с ЛЧМ сигналом в спутниковых системах. // Телекоммуникации. 2022. № 11. С. 17-22.
98. Нгуен С.Ч. Исследование методов синхронизации несущей задающих генераторов, разнесённых в пространстве. // Техника XXI века глазами молодых ученых и специалистов. Тула: Изд-во ТулГУ, 2018. № 17. С. 305-311.
99. Нгуен С. Ч. Схема синхронизации с амплитудно-модулированным сигналом для распределенных генераторов в спутниковых системах. //

- Техника XXI века глазами молодых ученых и специалистов. Тула: Изд-во ТулГУ, 2021. № 19. С. 107-113.
100. Нгуен С.Ч. Исследование фазовых искажений сигнала при фазовой синхронизации в интерферометрическом радионаблюдении. // В сборнике: Актуальные вопросы радиотехники и электроники. Материалы Всероссийской научно-технической конференции. Под общей редакцией Е.А. Макарецкого. Тула, 2021. С. 146-151.
101. Нгуен С. Ч. Исследование методов синхронизации несущей задающих генераторов, разнесённых в пространстве. // Молодой ученый. 2019. № 46 (284). С. 37-42.
102. Нгуен С. Ч. Применение системы фазовой автоподстройки частоты при отслеживании частоты и фазы сигнала. // Молодой ученый. 2020. № 11 (301). С. 51-54.
103. Нгуен С. Ч. Влияние порядка контурного фильтра на схемы синхронизации с использованием системы фазовой автоподстройки частоты. // Молодой ученый. 2021. № 4 (346). С. 26-31.
104. Нгуен С. Ч. Требования к системе синхронизации генераторов, разнесённых в пространстве. // Вестник научных конференций. 2022. № 3-3 (79). С. 100-101.
105. Овчинников А.В., Нгуен С.Ч. Анализ фазовых флуктуаций в передающем и приемном каналах синхронизации при интерферометрии. // В сборнике: Актуальные вопросы радиотехники и электроники. Материалы II Всероссийской научно-технической конференции. Тула, 2022. С. 45-48.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Программа расчета и оценки энергетики радиоканала синхронизации между КА в среде Mathcad.

$$f := 9.6 \cdot 10^9 \quad c := 3 \cdot 10^8$$

$$R := 2000$$

$$Ga1 := 8.3$$

$$Ga2 := 5.2$$

$$\eta1 := 0.5$$

$$\eta2 := 0.5$$

$$\Gamma1 := 0.2$$

$$\Gamma2 := 0.25$$

$$Ksh := 0.5$$

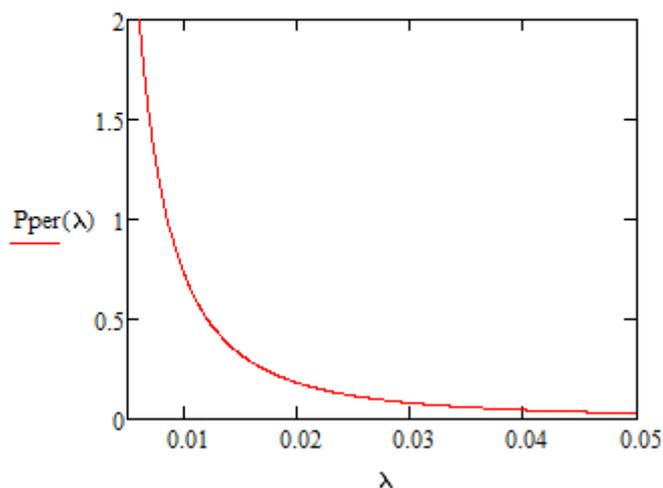
$$\Delta f := 20 \cdot 10^6$$

$$Pshpr := Ksh \cdot 1.3806448 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot \Delta f$$

$$Sn := 27$$

$$Ppr := Sn \cdot Pshpr = 1.118 \times 10^{-12}$$

$$Pper(\lambda) := \frac{16 \cdot \pi^2 \cdot R^2 \cdot Ppr}{Ga1 \cdot Ga2 \cdot \eta1 \cdot \eta2 \cdot \lambda^2 \cdot (1 - \Gamma1^2) \cdot (1 - \Gamma2^2)}$$



ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Листинг основных функций программного обеспечения для расчета характеристик ЛЧМ сигналов

```
1 - clear, clc
2 - close all
3 - f1 = 9.6e9; % начальная частота
4 - f2 = 10e9; % конечная частота
5 - fd = 100e9; % частота дискретизации
6 - td = 1/fd; % период дискретизации
7 - T=40e-6; % длительность импульса
8 - t = 0:td:T; % массив времени
9 - F1 = f1+(f2-f1)/T*t; % значения частоты (линейно увеличивается с f1 до f2)
10 - subplot(2,2,1);plot(t,F1)
11 - grid on
12 - title('F1(t)')
13 - xlabel('время, с')
14 - ylabel('Гц')
15
16 - F2 = f2-(f2-f1)/T*t; % значения частоты (линейно уменьшается с f2 до f1)
17 - subplot(2,2,2); plot(t,F2)
18 - grid on
19 - title('F2(t)')
20 - xlabel('время, с')
21 - ylabel('Гц')
22
23 - y1 = sin(2*pi*F1.*t); % LFM-сигнал с возрастающей частотой
24 - y2 = sin(2*pi*F2.*t); % LFM-сигнал с уменьшающей частотой
25 - subplot(2,2,3); plot(t,y1)
26 - title('LFM signal with increasing frequency')
27 - grid on; xlim([0 1e-9]);
28 - subplot(2,2,4); plot(t,y2)
29 - title('LFM signal with decreasing frequency')
30 - grid on
31
32 - S = abs(fft(y1)); % амплитудный спектр
33 - fx = fd/2*linspace(-1,1,length(S)); % значения частот
34 - figure, plot(fx,fftshift(S)) % рисуем спектр
35 - grid on
36 - xlim([9e9 11e9])
37 - title('Spectrum LFM signal')
38 - xlabel('Frequency, Hz')
39
40 - figure, subplot(2,1,1); plot(xcorr(y1)); % АКФ
41 - grid on
42 - title('AKF')
43 - subplot(2,1,2); plot(xcorr(y1,y2)); %VKF
44 - grid on
45 - title('VKF')
```

Листинг основных функций программного обеспечения для расчета характеристик ЛЧМ сигналов с гауссовской огибающей

```
1 - clear, clc
2 - close all
3 - f1 = 9.6e9; % начальная частота
4 - f2 = 10e9; % конечная частота
5 - fd = 100e9; % частота дискретизации
6 - td = 1/fd; % период дискретизации
7 - T=40e-6; % длительность импульса
8 - t = 0:td:T; % массив времени
9
10 - F1 = f1+(f2-f1)/T*t; % значения частоты (линейно увеличивается с f1 до f2)
11 - subplot(2,2,1);plot(t,F1)
12 - grid on; title('F1(t)'); xlabel('время, с'); ylabel('Гц')
13 - F2 = f2-(f2-f1)/T*t; % значения частоты (линейно уменьшается с f2 до f1)
14 - subplot(2,2,2); plot(t,F2)
15 - grid on; title('F2(t)'); xlabel('время, с'); ylabel('Гц')
16
17 - sigma=10e-6; %Standard deviation
18 - c=20e-6; %mean
19 - y1 = sin(2*pi*F1.*t).*exp((-0.5*(t-c).^2)/sigma^2);
20 - % ЛЧМ сигнал с гауссовской огибающей и возрастающей частотой
21 - y2 = sin(2*pi*F2.*t).*exp((-0.5*(t-c).^2)/sigma^2);
22 - % ЛЧМ сигнал с гауссовской огибающей и уменьшающей частотой
23 - subplot(2,2,3); plot(t,y1)
24 - title('LFM signal with increasing frequency')
25 - grid on;
26 - subplot(2,2,4); plot(t,y2)
27 - title('LFM Chirp signal with decreasing frequency')
28 - grid on
29
30 - S = abs(fft(y1)); % амплитудный спектр
31 - fx = fd/2*linspace(-1,1,length(S)); % значения частот
32 - figure, plot(fx,fftshift(S)) % рисуем спектр
33 - grid on
34 - xlim([9e9 11e9])
35 - title('Spectrum')
36 - xlabel('Frequency, Hz')
37
38 - figure, subplot(2,1,1);
39 - plot(xcorr(y1));% АКФ ЛЧМ сигнала с гауссовской огибающей
40 - grid on
41 - title('AKF')
42 - subplot(2,1,2);
43 - plot(xcorr(y1,y2)); %VKF ЛЧМ сигнала с гауссовской огибающей
44 - grid on
45 - title('VKF')
```

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Акт внедрения



УТВЕРЖДАЮ

Проректор по учебной работе
д-р техн. наук, доцент

В.В. Котов

«__» _____ 2023 г.

АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы
на соискание ученой степени кандидата технических наук
Нгуена Суана Чьонга
в учебный процесс ТулГУ

Комиссия в составе:

председателя комиссии:

директор ИВТС им.В.П. Грязева, д.т.н., проф. Чуков А.Н.

(должность, в/зв., ФИО)

членов комиссии:

и.о. зав. каф. Радиозлектроники, к.т.н., доц. Овчинников А.В.

(должность, в/зв., ФИО)

д.т.н., проф. кафедры Радиозлектроники Макарецкий Е.А.

(должность, в/зв., ФИО)

к.т.н., доц. кафедры Радиозлектроники Гублин А.С.

(должность, в/зв., ФИО)

к.т.н., доц. кафедры Радиозлектроники Лаппо А.Ю.

(должность, в/зв., ФИО)

составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Нгуена Суана Чьонга, а именно:

- изучение функциональной и принципиальной схемы системы фазовой автоподстройки частоты;

- программное обеспечение и методика экспериментальных исследования работы системы фазовой автоподстройки частоты, внедрены в учебный процесс ТулГУ на кафедре Радиозлектроники по дисциплине «Устройства приёма и преобразования сигналов».

Изменения внесены в материалы для проведения лабораторных занятий.

Внесенные изменения и дополнения в учебно-методические материалы по дисциплине «Устройства приёма и преобразования сигналов» позволили повысить уровень теоретической и практической подготовки студентов в части изучения систем автоматического регулирования, используемых в устройствах приёма и передачи сигналов.

Результаты внедрения диссертационных исследований в учебный процесс университета рассмотрены и обсуждены на заседаниях кафедры Радиоэлектроники (протокол № 5 от 20 декабря 2022 г.).

Председатель комиссии: д.т.н., проф. Чуков А.Н.

Члены комиссии: к.т.н., доц. Овчинников А.В.

д.т.н., проф. Макарецкий Е.А.

к.т.н., доц. Гублин А.С.

к.т.н., доц. Лаппо А.Ю.

