

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)»

На правах рукописи

Чистяков Валерий Валентинович

АРХИТЕКТУРА ПРИЕМНИКА СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ ДЛЯ КОСМИЧЕСКИХ
АППАРАТОВ И МЕТОДЫ ПЕРВИЧНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Специальность: 05.11.03 – Приборы навигации

Диссертация на соискание ученой степени кандидата
технических наук

Научный руководитель:

к.ф.-м.н., Михайлов Н.В.

Санкт-Петербург – 2014

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	4
1. Особенности приема сигналов спутниковых навигационных систем в космосе	10
1.1 Классификация орбит.....	10
1.2 Энергетический бюджет радиолинии навигационный КА – потребитель	12
1.3 Радиовидимость навигационных КА и распределение геометрического фактора	16
1.4 Взаимная динамика потребителя и навигационного КА.....	19
1.5 Выводы по разделу 1	28
2. Архитектура приемника сигналов спутниковых навигационных систем для космического потребителя	30
2.1 Основные подходы к проектированию навигационных приемников	30
2.2 Особенности проектирования аппаратуры космического базирования	32
2.3 Методы программной реализации коррелятора	34
2.4 Архитектура приемника с программно-аппаратным коррелятором	38
2.5 Оценка производительности процессора, необходимой для реализации коррелятора ..	48
2.6 Выводы по разделу 2	52
3. Программный коррелятор с переменным временем интегрирования.....	54
3.1 Архитектура программного коррелятора.....	54
3.2 Принцип работы коррелятора с переменным временем интегрирования	55
3.3 Генератор кода и демодуляция входного сигнала.....	59
3.4 Генератор несущей и компенсация доплеровского смещения частоты.....	62
3.5 Анализ характеристик квадратурных отсчетов на выходе коррелятора.....	65
3.6 Временная диаграмма работы коррелятора в режиме когерентного слежения	67
3.7 Выводы по разделу 3	68
4. Реализация основных алгоритмов первичной обработки сигналов спутниковых навигационных систем.....	70
4.1 Особенности реализации алгоритма поиска в приемнике космического базирования..	70

4.2	Алгоритм слежения за задержкой сигнала и анализ его характеристик.....	93
4.3	Алгоритм слежения за параметрами несущей частоты	102
4.4	Выделение символов навигационного сообщения.....	111
4.5	Выводы по разделу 4	123
Заключение.....		126
Список сокращений.....		127
Список литературы		129
Приложения.....		134
А.	Требования к точности определения координат перспективных КА различного целевого назначения.....	134
Б.	Параметры орбит потребителей, выбранных для моделирования условий приема сигналов спутниковых радионавигационных систем	135

Введение

Актуальность темы исследования. Для повышения автономности функционирования космических аппаратов (КА) различного целевого назначения в околоземном пространстве требуется использование бортовых средств навигации. Возможность высокоточного определения вектора состояния КА на борту значительно упрощает решение задач навигационного планирования (включая планирование маневров), удержания КА на орбите, предотвращения столкновений внутри группировки, а также открывает новые функциональные возможности в управлении космическими аппаратами, такие как создание группировок для полета строем (formation flying). Навигация КА может производиться при помощи инерциальных систем, датчиков звездного неба, спутниковых радионавигационных систем (СРНС) и других методов, а также комплексированием данных от разных навигационных датчиков. В настоящее время наиболее полно требованиям к навигационному обеспечению КА удовлетворяют среднеорбитальные СРНС – американская Global Positioning System (GPS) и российская Глобальная навигационная спутниковая система (ГЛОНАСС). К их достоинствам относятся высокая точность, доступность, надежность и непрерывность координатно-временного обеспечения потребителей. Поэтому навигационные приемники GPS/ГЛОНАСС становятся неотъемлемой частью бортового комплекса управления КА, информация от которых используется как для уточнения орбитальных параметров центра масс КА, так и для планирования целевых задач в бортовом комплексе [17].

Степень разработанности темы исследования. Несмотря на большой выбор навигационных приемников GPS/ГЛОНАСС, представленных на рынке гражданской аппаратуры потребителей (АП), число приемников, пригодных для использования в условиях космического пространства, ограничено. При этом стоимость такой аппаратуры весьма высока, что обусловлено небольшим сегментом рынка и жесткими требованиями к радиационной стойкости элементной базы АП космического базирования [52]. Электронные компоненты приемника, соответствующие этим требованиям, в частности многоканальный коррелятор (МКК), доступны лишь в военном исполнении или в исполнении для двойного применения.

Высокая стоимость и ограниченная доступность радиационно-стойких МКК являются препятствием при разработке бортовой аппаратуры спутниковой навигации (БАСН) для гражданского потребителя. Выходом из сложившейся ситуации может быть использование подхода, при котором функции коррелятора в навигационном приемнике реализуются программными средствами и выполняются под управлением центрального процессора (ЦП)

[15, 20, 26, 33, 35, 44, 45, 58, 62, 63]. Несмотря на очевидные преимущества этого подхода (гибкость архитектуры и упрощение аппаратной части), он имеет существенный недостаток – реализация алгоритмов цифровой обработки сигналов (ЦОС) предъявляет достаточно высокие требования к производительности ЦП. Необходимо отметить, что сверхбольшие интегральные схемы (СБИС) общего назначения, а именно ЦП и периферийные устройства, производятся в радиационно-стойком исполнении и часть этих СБИС доступны для гражданского потребителя. Однако ЦП с необходимой радиационной стойкостью, как правило, обладают низкой производительностью [16], что накладывает ограничения на алгоритмы обработки сигналов и архитектуру БАСН в целом. Указанный круг задач составил предмет данной диссертационной работы и определил ее цель.

Цель работы – решение научно-технической задачи проектирования архитектуры приемника спутниковой навигации с программным коррелятором для космических применений и разработки эффективных методов обработки сигналов, позволяющих снизить требования к производительности ЦП.

Для достижения поставленной цели были сформулированы **следующие задачи:**

1. Исследование условий приема сигналов GPS/ГЛОНАСС в БАСН для различных положений потребителя относительно орбиты навигационных КА (НКА) и определение основных требований к алгоритмам первичной обработки сигналов.
2. Анализ возможных подходов к проектированию аппаратуры потребителя спутниковой навигации с целью разработки архитектуры навигационного приемника для космических применений.
3. Разработка метода адаптивной обработки сигналов в корреляторе, ориентированного на снижение требований к производительности вычислительной платформы.
4. Анализ схем поиска сигналов в приемниках спутниковой навигации с программным МКК и разработка метода поиска сигналов в БАСН, обеспечивающего обнаружение сигнала в условиях широкого диапазона изменения доплеровской частоты и при пониженном уровне мощности сигнала.
5. Разработка метода слежения за параметрами сигнала в приемнике с программным МКК, ориентированного на уменьшение вычислительных затрат при оценке задержки огибающей и фазы несущей частоты.

6. Анализ помехоустойчивости систем слежения и алгоритма демодуляции символов с целью определения степени влияния метода адаптивной обработки на оценки параметров сигнала и вероятность ошибки приема символов.

Научная новизна проведенных исследований заключается в том, что в результате их выполнения:

- предложен метод адаптивной обработки сигналов в программном МКК, заключающийся в использовании переменного интервала корреляции и позволяющий существенно снизить требования к производительности ЦП;
- предложен метод комбинированного поиска сигналов в приемнике спутниковой навигации с программным МКК, использующий несколько схем поиска в зависимости от информации об априорной неопределенности несущей частоты, обеспечивающий широкий диапазон поиска по частоте, а также получены аналитические соотношения для расчета параметров поиска;
- предложен метод слежения за параметрами сигнала в приемнике с программным МКК, заключающийся во временном разделении петель слежения за огибающей и несущей частотой и позволяющий получить оценки задержки и фазы несущей частоты с требуемой точностью при меньших вычислительных затратах по сравнению с традиционным подходом;
- получены аналитические зависимости, описывающие влияние внутрисистемной помехи на оценку параметров несущей частоты сигнала и вероятность ошибки приема символов при адаптивной обработке навигационного сигнала с кодовым разделением.

Теоретическая значимость работы заключается в разработке новой архитектуры приемника спутниковой навигации с программным МКК и эффективных методов первичной обработки сигналов, позволяющих снизить требования к производительности ЦП.

Практическая значимость работы заключается в том, что результаты диссертационных исследований могут служить основой при проектировании навигационных приемников GPS/ГЛОНАСС, используемых для навигации искусственных спутников Земли (ИСЗ). Предложенная архитектура приемника и разработанные методы первичной обработки сигналов успешно реализованы в аппаратуре космического базирования MosaicGNSS, предназначенной для навигации ИСЗ по сигналам GPS L1 диапазона [18, 42].

Методы исследования. При выполнении диссертационной работы применялись теоретические и экспериментальные методы исследований, включающие математическое моделирование при

анализе характеристик алгоритмов ЦОС, использовались основные положения математической статистики, статистического анализа и обработки экспериментальных данных.

В результате проведенных исследований получены следующие **основные научные положения, выносимые на защиту:**

1. Метод адаптивной обработки сигналов в программном МКК позволяет снизить уровень требований к производительности вычислительной платформы.
2. Метод комбинированного поиска сигналов в навигационном приемнике с программным МКК обеспечивает обнаружение сигналов в широком диапазоне частот и при пониженном уровне мощности сигнала. На основании полученных аналитических соотношений определены параметры комбинированного поиска.
3. Метод слежения за параметрами сигнала позволяет получить оценки задержки огибающей и фазы несущей частоты с требуемой точностью при меньших вычислительных затратах по сравнению с традиционным подходом.
4. Результаты анализа помехоустойчивости систем слежения за параметрами сигнала и алгоритма демодуляции информационных символов при адаптивной обработке сигнала в приемнике с программным коррелятором.

Степень достоверности и апробации результатов. Результаты диссертационных исследований использованы компанией EADS Astrium (Германия) при разработке навигационного приемника космического базирования MosaicGNSS [18, 42], а предложенные алгоритмы ЦОС прошли успешную проверку в ходе натурных испытаний приемника, проведенных немецким центром аэрокосмических исследований в рамках проекта TerraSAR-X [65]. Первый запуск радиолокационного спутника TerraSAR-X с приемником MosaicGNSS на борту состоялся в 2006 году. В настоящее время на орбите функционирует 8 экземпляров приемника с общим сроком службы 18 лет. Кроме того, имеется заказ на изготовление еще более 40 экземпляров приемника для решения различных целевых задач на околоземной орбите [18].

Основные теоретические и практические результаты диссертации изложены в 14 публикациях, среди которых 1 монография, 7 статей в изданиях, включенных в перечень ВАК, 1 патент на изобретение, 1 зарегистрированная программа для ЭВМ и 4 выступления на российских и международных конференциях.

Структура и объем диссертационной работы. Работа состоит из введения, 4-х разделов, заключения, списка использованных источников, включающего 65 наименований, и приложения. Основная часть работы изложена на 116 страницах машинописного текста. Работа содержит 75 рисунков и 20 таблиц.

Во введении обосновывается актуальность темы диссертации, формулируется цель и задачи исследования, определяется научная новизна, теоретическая и практическая значимость результатов.

В первом разделе исследованы особенности приема сигналов среднеорбитальных СРНС в АП космического базирования для разных типов опорных орбит. Для этой цели в среде MATLAB разработан программный комплекс, позволяющий получить оценки прогнозируемого отношения сигнал/шум на входе цифровой части БАСН, доплеровского смещения несущей частоты и его производных, а также геометрических параметров рабочего созвездия НКА, включая геометрический фактор. Для определения характерных особенностей приема сигналов СРНС в приемниках космического базирования для различных положений КА относительно орбиты СРНС и типов орбиты КА выбраны низкоорбитальный (МКС) и геостационарный (ИНМАРСАТ) потребители, имеющие близкие к круговым орбиты, а также потребитель с высокоэллиптической орбитой типа «Молния». Приведены результаты моделирования для указанных потребителей. На основе анализа этих особенностей сформулированы основные требования к алгоритмам первичной обработки сигнала.

Во втором разделе на основании требований к радиационной стойкости элементной базы аппаратуры космического базирования и производительности вычислителя навигационного приемника обосновывается выбор архитектуры БАСН с программным МКК. Приводится функциональная схема БАСН, состоящая из радиочастотной и цифровой частей. На примере АП MosaicGNSS рассмотрены детали реализации основных функциональных блоков БАСН.

В третьем разделе описан принцип работы программного МКК с переменным временем интегрирования, который заключается в использовании неполного ансамбля входных отсчетов для вычисления свертки входного сигнала с опорным. Число используемых отсчетов определяется отношением сигнал/шум на антенном входе приемника. Использование только части входных отсчетов позволяет существенно снизить требования к производительности ЦП и при этом получить измерения радионавигационных параметров (РНП), удовлетворяющие требованиям к точности навигации для космического потребителя (см. Приложение А). Приведены детали реализации генераторов кода и несущей частоты. Получены оценки размеров памяти, необходимой для хранения отсчетов псевдослучайной последовательности

(ПСП) и энергетических потерь, связанных с табличной реализацией генератора кода МКК. Показано, что в условиях максимальной динамики потребителя суммарные потери, обусловленные квантованием фазы ПСП и использованием нулевого доплеровского смещения частоты при формировании таблицы, не превышают 0,3 дБ. С целью снижения требований к производительности ЦП при компенсации доплеровского смещения частоты предлагается использовать пакетную обработку отсчетов демодулированного сигнала. Получена зависимость энергетических потерь при пакетной обработке от доплеровского смещения частоты и длительности пакета. Показано, что при максимальном доплеровском смещении частоты потери, связанные с пакетной обработкой, не превосходят 1,2 дБ. Таким образом, суммарные потери описанной реализации МКК в наихудшем случае составят 1,5 дБ. Проведен анализ характеристик квадратурных отсчетов на выходе МКК и получена зависимость отношения локального максимума автокорреляционной функции дальномерного кода к глобальному от длительности интервала корреляции. Отмечено, что уменьшение длительности интервала корреляции ведет к ухудшению помехоустойчивости приемника в условиях широкого динамического диапазона уровня входных сигналов от разных НКА. Предложен метод, позволяющий в режиме когерентного слежения за фазой несущей частоты восстановить автокорреляционные свойства квадратурных накоплений.

В четвертом разделе приведены особенности реализации основных алгоритмов первичной обработки сигнала в БАСН. Описан алгоритм комбинированного поиска сигналов СРНС, использующий наиболее подходящую схему поиска в зависимости от априорной информации о доплеровском смещении частоты, вызванном относительным движением АП и НКА. Для заданных вероятностей ошибок 1-го и 2-го рода рассчитаны параметры поиска, основанного на усеченной процедуре последовательного анализа Вальда. Предложен алгоритм слежения за параметрами сигнала (задержкой огибающей и фазой несущей частоты), который позволяет существенно уменьшить загрузку ЦП. Приведен анализ помехоустойчивости систем слежения за задержкой (ССЗ), фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), а также алгоритма демодуляции информационных символов при адаптивной обработке сигнала.

1. Особенности приема сигналов спутниковых навигационных систем в космосе

Условия приема сигналов GPS/ГЛОНАСС для космического и наземного потребителей имеют ряд существенных отличий, которые должны учитываться при проектировании алгоритмов обработки сигналов в БАСН. Например, взаимная динамика наземного потребителя (НП) и НКА, определяющая диапазон изменения доплеровского смещения частоты, зависит в основном от динамики НКА. В случае с БАСН значительный вклад во взаимную динамику вносит динамика самого потребителя. При этом доплеровское смещение частоты, а также скорость его изменения увеличиваются в разы. В зависимости от расположения потребителя относительно орбиты НКА существенно меняются также условия геометрической видимости НКА и уровень сигнала на входе приемной антенны БАСН.

В настоящем разделе приведены статистические характеристики параметров сигналов GPS/ГЛОНАСС на входе приемной антенны БАСН, полученные путем моделирования для потребителей с разной высотой орбиты. Для этой цели разработан программный комплекс в среде MATLAB, позволяющий получить оценки мощности сигнала НКА на входе цифровой части БАСН, взаимной динамики потребителя и НКА, а также геометрических параметров рабочего созвездия НКА. Результаты моделирования использованы далее при проектировании алгоритмов первичной обработки. В частности, диапазоны изменения доплеровского смещения частоты и его производных определили выбор параметров алгоритмов поиска и систем слежения за сигналом НКА. На основании распределения мощности сигнала на входе антенны низкоорбитального потребителя обоснована возможность применения метода ЦОС, при котором для вычисления корреляции используется неполный ансамбль входных отсчетов.

1.1 Классификация орбит

По геометрическому характеру движения ИСЗ различают следующие основные классы орбит:

- 1) круговые и близкие к круговым;
- 2) слабо эллиптические;
- 3) высокоэллиптические.

Круговые и близкие к круговым орбиты имеют эксцентриситет в пределах $0 \dots 0,03$. В зависимости от высоты полета спутники этого класса орбит подразделяют на низкоорбитальные (НОС), среднеорбитальные и высокоорбитальные (ВОС).

Высота орбит НОС лежит в пределах 200...1500 км, период обращения спутников составляет около 2-х часов, скорость движения – несколько километров в секунду. Примерами НОС являются пилотируемые космические корабли, спутниковые связные системы и ИСЗ для дистанционного зондирования Земли.

Для среднеорбитальных спутников высота орбит лежит в пределах 1500...30000 км [2], период обращения 4-12 часов, скорость – десятки километров в секунду. Навигационные КА GPS и ГЛОНАСС являются примером среднеорбитальных спутников.

ВОС движутся на орбитах выше 30000 км, период их обращения – около 24-х часов, скорость – около 4-х километров в секунду. Основное использование ВОС – системы связи. Так, система связи ИНМАРСАТ построена на основе четырех высокоорбитальных спутников.

Слабо эллиптические орбиты имеют эксцентриситет в пределах 0,03...0,2. Спутники этого класса орбит имеют аналогичную классификацию.

Высокоэллиптические орбиты характеризуются большими значениями эксцентриситетов. Такая орбита представляет собой вытянутый эллипс, в одном из фокусов которого находится Земля. Апогей орбиты составляет 10000...100000 км, а перигей – 400...700 км, период обращения высокоэллиптического спутника (ЭОС) – в зависимости от параметров орбиты составляет от 3-х до 48 часов. Для ЭОС характерно то, что их скорость в апогее значительно меньше, чем в перигее. Следовательно, ИСЗ будет находиться в зоне видимости определенного региона в течение более длительного времени, чем спутник, орбита которого является круговой. ЭОС используются, в основном, для обеспечения связи.

В следующих подразделах приведены результаты моделирования условий приема сигналов GPS для различных положений потребителя относительно орбиты НКА. Полученные результаты справедливы также и для ГЛОНАСС. Целью моделирования было получение оценок радиовидимости НКА, уровня мощности сигнала НКА на входе БАСН, а также взаимной динамики БАСН и НКА. Функциональная схема программного комплекса, разработанного для моделирования условий приема сигналов СРНС, с основными потоками данных приведена на Рисунке 1.1. Моделирование проводилось для потребителей, кеплеровы элементы орбит которых приведены в Приложении Б. Данные о параметрах орбит в формате Two-Line Element (TLE), предоставленные сервисом North American Aerospace Defense Command (NORAD), доступны в интернете [53]. Расчет параметров движения потребителя и НКА осуществлялся с использованием соотношений для невозмущенной орбиты, приведенных в [5, 38].

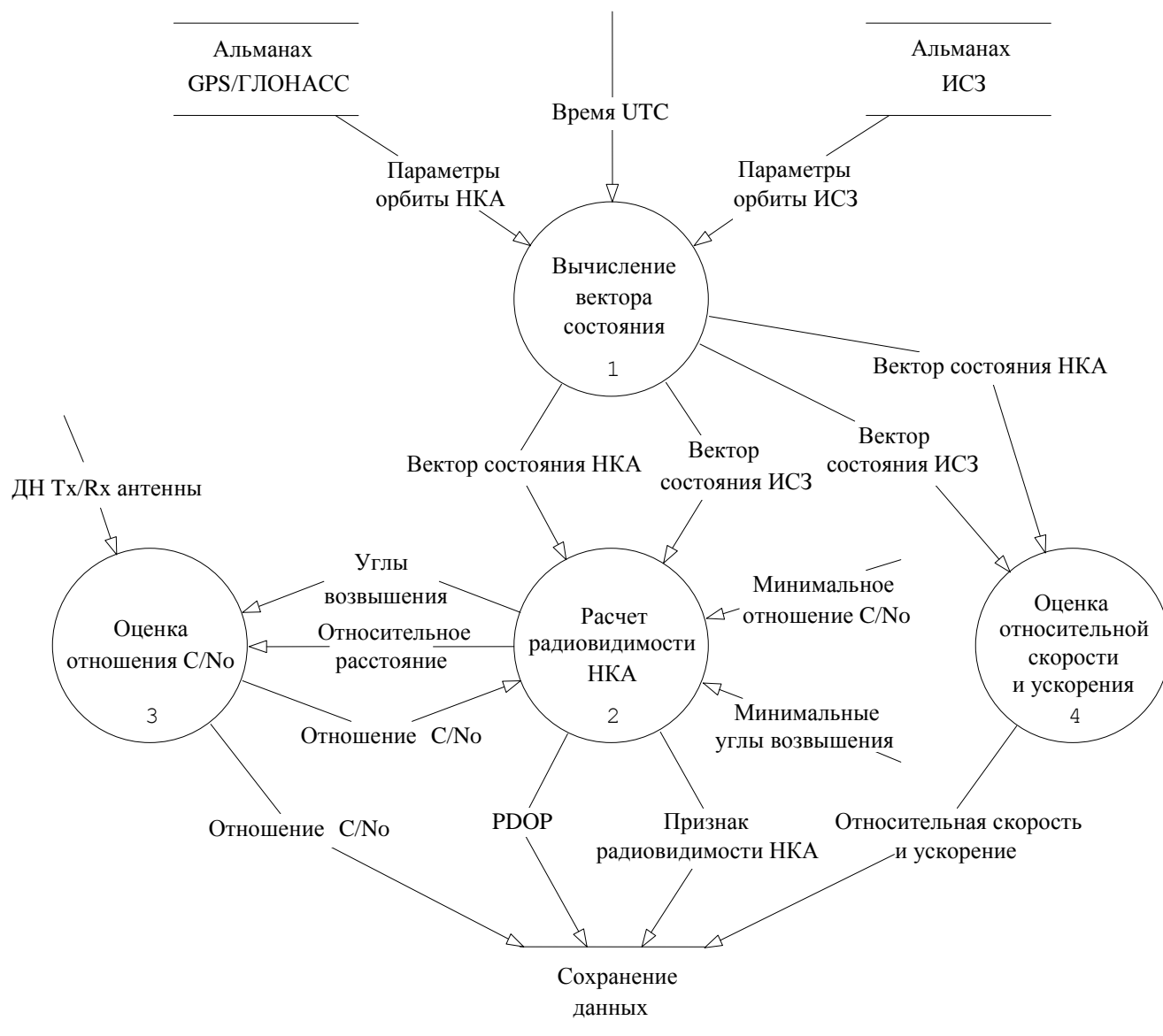


Рисунок 1.1 – Функциональная схема программного комплекса

1.2 Энергетический бюджет радиолинии навигационный КА – потребитель

Энергетические характеристики условий приема сигналов в БАСН принято характеризовать параметром C/N_0 , представляющим отношение мощности полезного сигнала к спектральной односторонней плотности шума на входе БАСН. Для оценки отношения C/N_0 использовалась модель радиолинии НКА – БАСН с активной приемной антенной, изображенная на Рисунке 1.2:

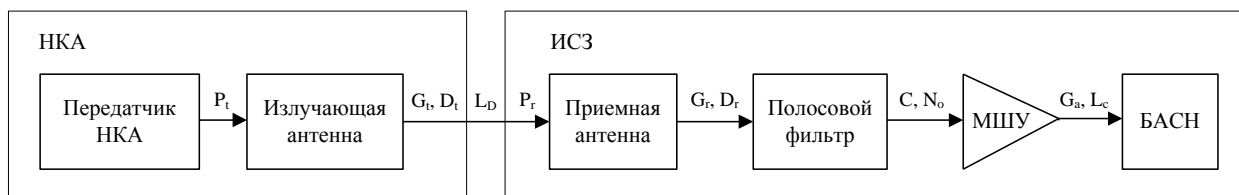


Рисунок 1.2 – Модель радиолинии НКА - БАСН

При расчете энергетического бюджета межспутниковой радиолинии затуханием радиосигнала в атмосфере можно пренебречь. Следовательно, в соответствии с принятой моделью радиолинии НКА – БАСН, мощность сигнала НКА на входе приемной антенны БАСН определяется соотношением:

$$P_r = P_t + G_t + D_t + L_D, \text{ дБВт} \quad (1.1)$$

где P_t – мощность сигнала передатчика НКА, дБВт;

G_t – коэффициент усиления излучающей антенны НКА, дБ;

D_t – диаграмма направленности (ДН) излучающей антенны НКА, дБ;

L_D – затухание мощности сигнала в свободном пространстве, дБ.

На выходе передатчика НКА гарантированная мощность С/А сигнала на частоте L1 составляет 27 Вт или 14,3 дБВт. Коэффициент усиления излучающей антенны может быть оценен исходя из ширины основного лепестка ДН антенны. Для спутников серии Block II половина ширины основного лепестка ДН составляет $\theta = 21,3^\circ$ [24]. Следовательно, коэффициент усиления антенны, который определяется как отношение площадей сферы и поверхности на этой сфере, вырезаемой конусом с углом θ , равен 14,6 дБ.

Аналитической зависимости, описывающей ДН излучающей антенны НКА во всем диапазоне углов отклонения от оси ДН, в доступной литературе не найдено. Поэтому была использована модель ДН, полученная путем интерполяции кубическими сплайнами коэффициента усиления в узловых точках. Для этого были использованы характеристики ДН в диапазоне, превышающем ширину основного лепестка, полученные экспериментально в [31]. Модельная ДН излучающей антенны НКА как функция угла отклонения от оси ДН представлена на Рисунке 1.3 (кривая 1). Там же приведена ДН типичной полусферической всенаправленной антенны, предназначенной для приема сигналов СРНС (кривая 2). Коэффициент эллиптичности такой антенны не более 3,5 дБ, а коэффициент усиления для углов в диапазоне $\pm 75^\circ$ не менее -2 дБ [6]. ДН обеих антенн считаются равномерными в азимутальной плоскости.

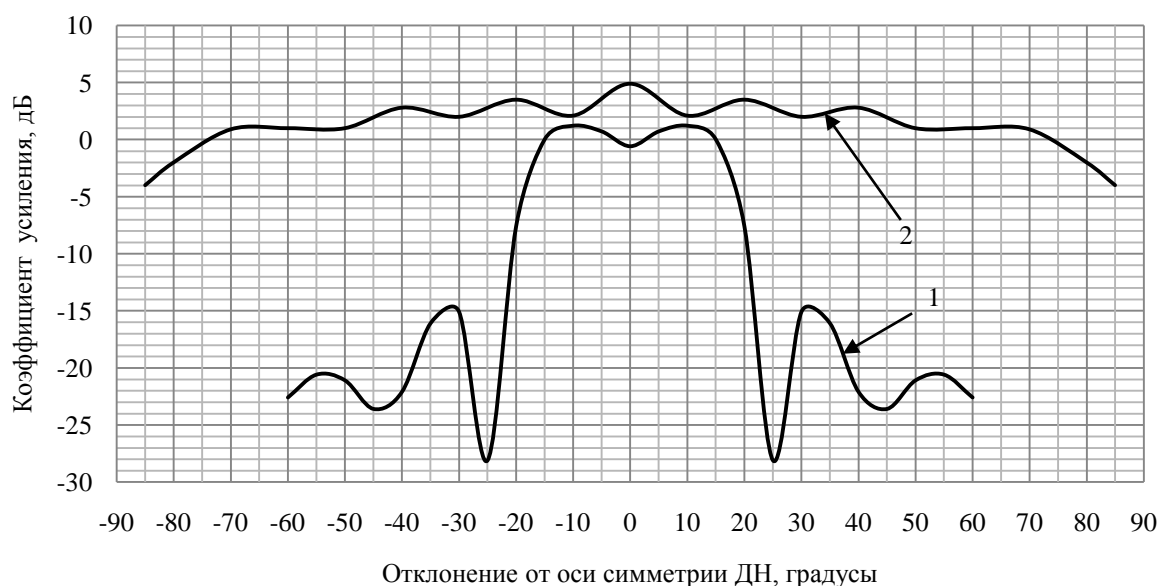


Рисунок 1.3 – ДН излучающей антенны НКА и приемной антенны БАСН

Затухание мощности сигнала в свободном пространстве описывается соотношением:

$$L_D = 20 \lg \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right), \quad (1.2)$$

где d – расстояние между НКА и потребителем;

λ – длина волны несущей частоты $L1$.

В идеальном случае, когда потерь при передаче мощности сигнала от приемной антенны к маломощному усилителю (МШУ) нет, мощность принятого сигнала на входе МШУ может быть найдена следующим образом:

$$C = P_r + G_r + D_r, \text{ дБВт} \quad (1.3)$$

где G_r – коэффициент усиления приемной антенны, дБ;

D_r – ДН приемной антенны, дБ.

Для приемной антенны с ДН, изображенной на Рисунке 1.3, $G_r = 0 \text{ дБ}$.

Односторонняя спектральная плотность шума N_0 на входе МШУ определяется соотношением [24]:

$$N_0 = 10 \lg k T_{sys}, \text{ дБВт/Гц} \quad (1.4)$$

где T_{sys} – эквивалентная шумовая температура, К;

k – постоянная Больцмана, равная $1,3806488(13) \times 10^{-23} \text{ Дж/К}$.

Эквивалентная шумовая температура зависит от ориентации антенны БАСН по отношению к Земле. При моделировании величина T_{sys} выбиралась из двух значений: $T_{sys} = 290 \text{ К}$, если антенна ориентирована к центру Земли и $T_{sys} = 180 \text{ К}$, если антенна ориентирована в космос.

Таким образом, величина C/N_0 на входе МШУ может быть найдена как отношение мощности принятого сигнала C к односторонней спектральной плотности шума N_0 . Отношение C/N_0 на входе цифровой части БАСН зависит от конкретной реализации радиочастотного (РЧ) блока БАСН. При моделировании считалось, что РЧ блок БАСН реализован на основе СБИС GP2015, выпускаемой компанией Zarlink Semiconductor (GEC Plessey). Эта СБИС разработана для использования совместно с активной антенной. Коэффициент шума радиочастотного тракта, включающего МШУ антенны и РЧ блок БАСН, в первом приближении может быть найден по формуле [36]:

$$L_{Nf} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_a - L_c}, \quad (1.5)$$

где G_a – коэффициент усиления МШУ активной антенны, дБ;

L_c – потери в кабеле после МШУ, дБ;

F_1 – коэффициент шума МШУ активной антенны, дБ;

F_2 – коэффициент шума СБИС GP2015, дБ.

Типичные значения этих параметров, указанные в [36], составляют: $G_a = 26$ дБ, $L_c = 2$ дБ, $F_1 = 2,5$ дБ и $F_2 = 9$ дБ. Подставив эти значения в (1.5), получим $L_{Nf} \approx 3$ дБ.

Суммарные потери L_I , связанные с реализацией РЧ блока и аналого-цифровым преобразованием сигнала, не превышают 4 дБ [64]. Таким образом, окончательное выражение для расчета отношения C/N_0 на входе цифровой части БАСН, которое использовалось при моделировании, выглядит следующим образом:

$$C/N_0 = P_t + G_t + D_t + L_D + G_r + D_r - 10 \lg T_{sys} + 228,6 - L_{Nf} - L_I, \text{ дБГц} \quad (1.6)$$

Полученное в результате моделирования на интервале 24 часа частотное распределение C/N_0 на входе цифровой части БАСН для потребителей, приведенных в Приложении Б, изображено на Рисунке 1.4. Для сравнения там же представлено распределение C/N_0 для неподвижного НП. Из полученных результатов следует, что:

- 1) отношение C/N_0 , измеренное на входе цифровой части БАСН для НОС и НП, находится в пределах 39...50 дБГц, при этом наиболее вероятные значения C/N_0 45...47 дБГц.
- 2) уровень сигнала НКА на входе БАСН для ВОС относительно невысокий по сравнению с другими потребителями, что объясняется удалением ВОС от НКА. Диапазон изменения отношения C/N_0 в этом случае составляет 22...38 дБГц.
- 3) особенностью приема сигналов GPS/ГЛОНАСС для ЭОС является широкий диапазон изменения C/N_0 . Такой диапазон обусловлен конфигурацией антенн ИСЗ. В рассматриваемом примере C/N_0 находится в пределах 22...52 дБГц, что создает трудности

при обработке слабых сигналов из-за возможного присутствия в принимаемом сигнале внутрисистемных помех.

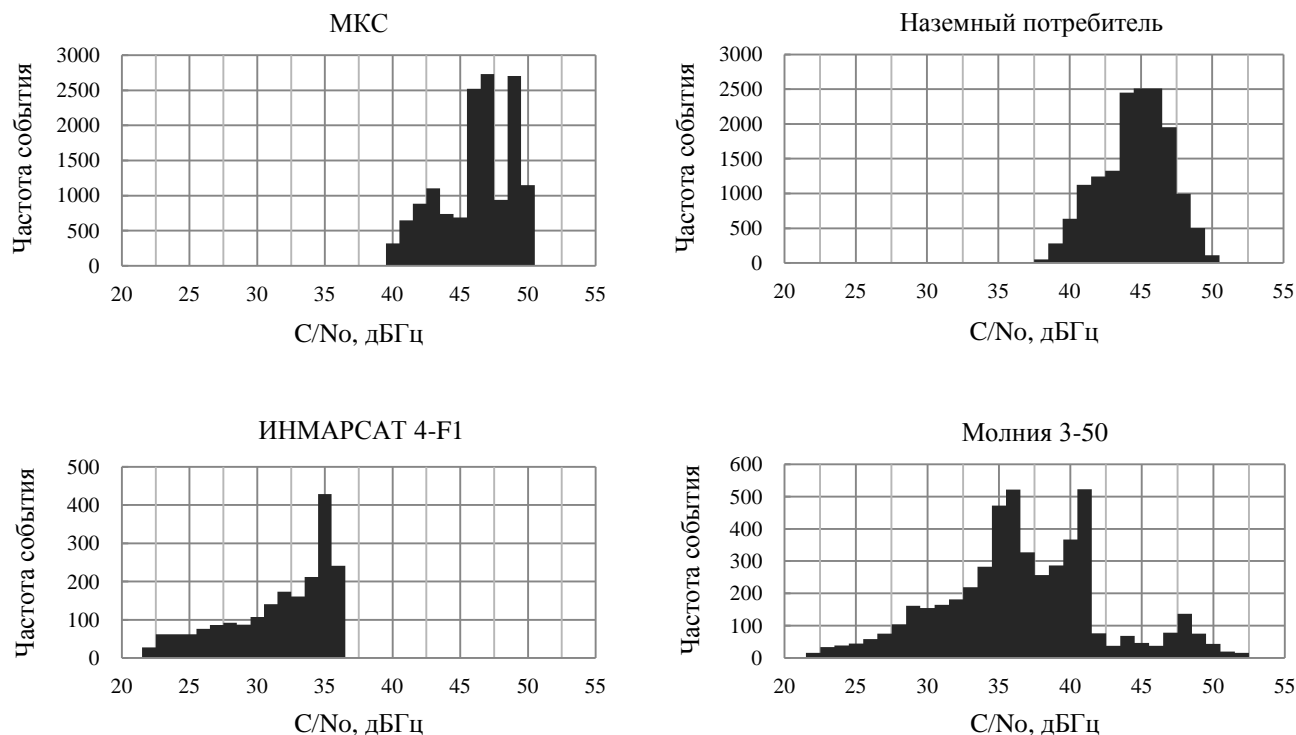


Рисунок 1.4 – Частотное распределение C/N_0 на входе цифровой части БАСН

1.3 Радиовидимость навигационных КА и распределение геометрического фактора

Критерием геометрической видимости НКА для потребителя является одновременное выполнение следующих условий:

- 1) линия, соединяющая НКА и потребителя, не пересекает сферу с центром, расположенным в центре Земли и радиусом, равным радиусу Земли плюс заданная поправка;
- 2) углы возвышения НКА и потребителя не меньше минимально допустимых углов возвышения для приемной и передающей антенн соответственно.

Поправка к радиусу Земли играет роль при расчете геометрической видимости НКА для потребителя, находящегося над орбитой СРНС. Она необходима для исключения из множества видимых тех НКА, для которых сигнал проходит через атмосферу Земли. Величина, равная сумме радиуса Земли и поправки, определяет угол затенения Землей ДН передающей антенны НКА. При моделировании считалось, что для ИСЗ, имеющих орбиту ниже орбиты НКА, приемная антенна БАСН конфигурирована в зенит, а для ИСЗ с высокой орбитой – к центру Земли. Для определения геометрической видимости НКА использовались соотношения, учитывающие взаимное расположение НКА и ИСЗ относительно Земли, а также ДН приемной и передающей антенн, изображенных на Рисунке 1.3.

Кроме геометрического критерия для определения видимости НКА использовалась оценка отношения C/N_0 на входе цифровой части БАСН, которая для видимых НКА должна быть не меньше порога обнаружения сигнала.

Для математического описания критерия геометрической видимости НКА введем следующие обозначения:

- α – угол между вектором ИСЗ – НКА и осью симметрии ДН антенны БАСН;
- β – угол между вектором НКА – ИСЗ и осью симметрии ДН антенны НКА;
- α_{max} – половина ширины ДН антенны БАСН;
- β_{max} – половина ширины ДН антенны НКА;
- β_{min} – половинный угол затенения Землей ДН антенны НКА.

Тогда условие геометрической видимости НКА определяется системами неравенств:

$$\begin{cases} \alpha < \alpha_{max} \\ \beta < \beta_{max} \end{cases} \quad (1.7a) \quad \text{и} \quad \begin{cases} \alpha < \alpha_{max} \\ \beta < \beta_{max} \\ \beta > \beta_{min} \end{cases} \quad (1.7b)$$

Так как при моделировании положение ИСЗ и НКА задается координатами в геоцентрической системе координат, преобразуем эти неравенства к виду, удобному для вычислений. Учитывая монотонно убывающий характер функции косинус на интервале $[0, \pi/2]$, системы неравенств (1.7a) и (1.7b) эквивалентны системам:

$$\begin{cases} \cos \alpha > \cos \alpha_{max} \\ \cos \beta > \cos \beta_{max} \end{cases} \quad (1.8a) \quad \text{и} \quad \begin{cases} \cos \alpha > \cos \alpha_{max} \\ \cos \beta > \cos \beta_{max} \\ \cos \beta < \cos \beta_{min} \end{cases} \quad (1.8b)$$

Пусть \vec{R}_0 и \vec{R}_1 – радиус-векторы НКА и потребителя соответственно. Тогда косинусы углов α и β определяются следующим образом:

$$\cos \alpha = \frac{(\vec{R}_0 - \vec{R}_1, \vec{R}_1)}{|\vec{R}_0 - \vec{R}_1| |\vec{R}_1|} \quad \text{и} \quad \cos \beta = \frac{(\vec{R}_0 - \vec{R}_1, \vec{R}_0)}{|\vec{R}_0 - \vec{R}_1| |\vec{R}_0|}, \quad (1.9)$$

где (\vec{x}, \vec{y}) – скалярное произведение векторов \vec{x} и \vec{y} , $|\vec{x}|$ – модуль вектора \vec{x} .

На Рисунке 1.5 представлены результаты моделирования условий радиовидимости НКА для разных потребителей при $\alpha_{max} = 85^\circ$, $\beta_{max} = 21,3^\circ$ и $\beta_{min} = 13,9^\circ$.

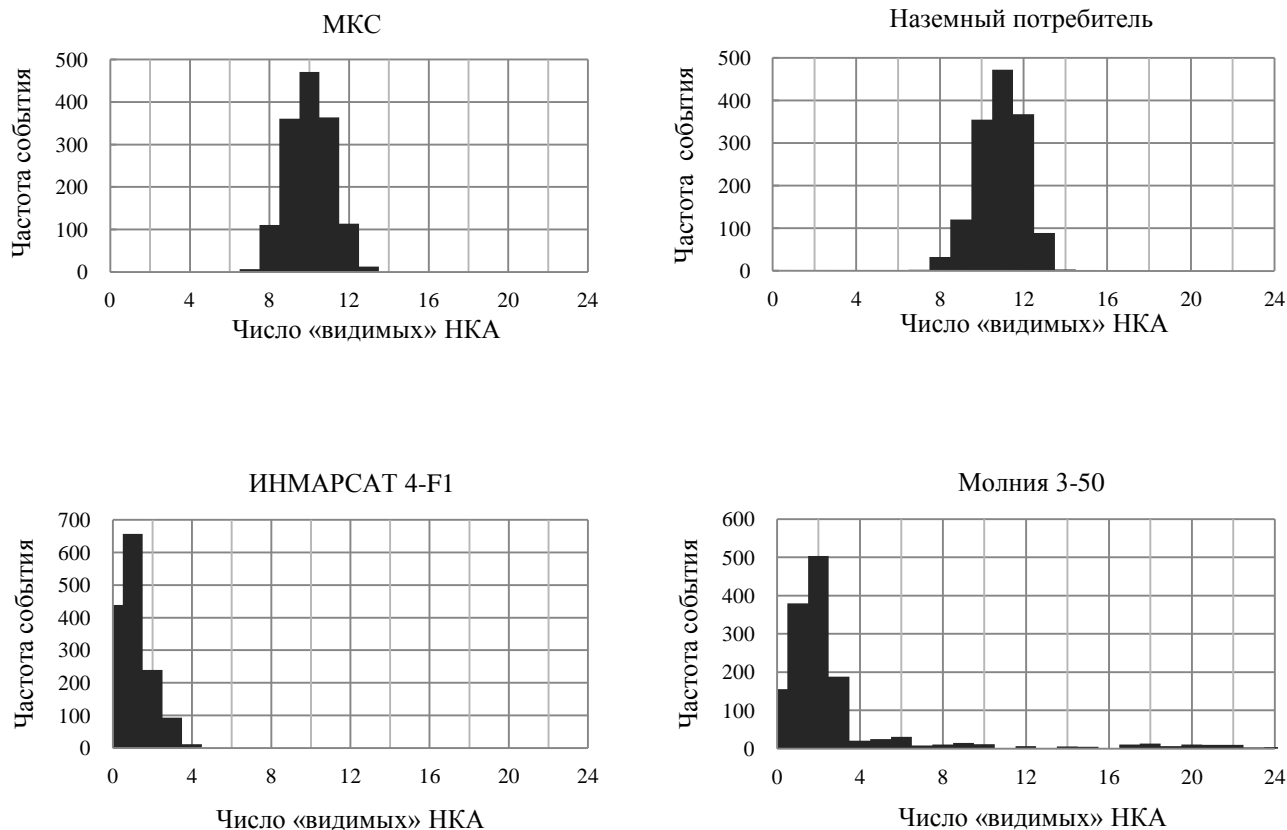


Рисунок 1.5 – Частотное распределение числа НКА, находящихся в зоне радиовидимости потребителя

Из полученных результатов следует, что условия радиовидимости НКА для НОС и неподвижного НП имеют одинаковый характер. Среднее число видимых НКА для НОС меньше, чем для НП. Однако в зоне радиовидимости НОС всегда находится не менее 7-ми НКА, что позволяет осуществлять непрерывное позиционирование по набору одномоментных измерений РНП. Для ВОС и ЭОС распределение видимых НКА имеет существенные отличия от НОС. Для этих потребителей наиболее вероятное число видимых НКА не превосходит четырех. При этом существуют значительные интервалы времени, когда в зону радиовидимости потребителя не попадает ни один НКА. Использование сигналов от боковых лепестков ДН передающей антенны НКА при пороге обнаружения равном 30 дБГц не меняет характер распределения. Число видимых НКА существенно возрастает, если при этом порог обнаружения сигнала опустить до 20-22 дБГц, что согласуется с данными, приведенными в [55]. В этом случае наиболее вероятное число видимых НКА для ВОС равно четырем, а радиовидимость НКА становится практически непрерывной.

Важной характеристикой набора видимых НКА, определяющей точность позиционирования с использованием измерений РНП сигналов этих НКА, является

геометрический фактор (ГФ) рабочего созвездия [57]. На Рисунке 1.6 изображено частотное распределение пространственного ГФ (PDOP) для НП и НОС. Для потребителей, находящихся над орбитой НКА, значение ГФ редко опускается ниже 30. Из приведенных графиков видно, что распределения ГФ для НОС и НП практически совпадают. При этом наиболее вероятное значение ГФ для этих потребителей равно 1,3.

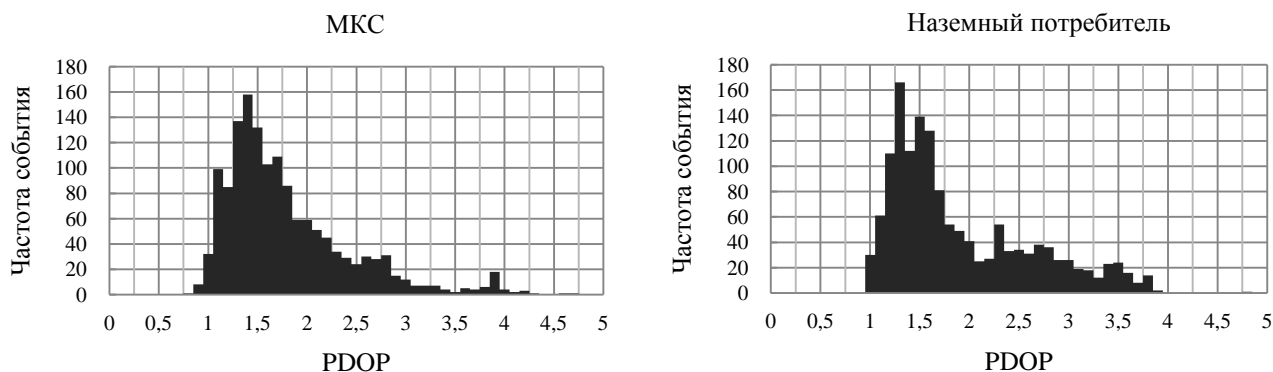


Рисунок 1.6 – Частотное распределение пространственного ГФ

1.4 Взаимная динамика потребителя и навигационного КА

Величина доплеровского эффекта, обусловленного движением потребителя и НКА, влияет на методы обработки сигналов в АП, определяя диапазон поиска сигнала по частоте и параметры следящих петель. Для НП доплеровское смещение частоты определяется в основном динамикой НКА и находится в пределах ± 5 кГц [6]. Для космического потребителя потенциально достижимые значения доплеровского смещения частоты и его производных зависят от типа орбиты. Для потребителя с заданными параметрами орбиты указанные оценки могут быть получены путем моделирования с использованием разработанного программного комплекса. В случае круговых орбит для максимальных значений доплеровского смещения частоты и его производных в этом разделе приведены аналитические оценки.

Доплеровское смещение частоты прямо пропорционально радиальной скорости сближения потребителя и НКА:

$$f_d = V_r \times \frac{f_{L1}}{c}, \quad (1.10)$$

где f_d – доплеровское смещение несущей частоты;

V_r – радиальная скорость сближения потребителя и НКА;

f_{L1} – номинальное значение несущей частоты L1;

c – скорость света.

Для радиальной скорости сближения справедливо соотношение:

$$V_r = \frac{(\vec{R}_0 - \vec{R}_1, \vec{V}_1 - \vec{V}_0)}{|\vec{R}_0 - \vec{R}_1|}, \quad (1.11)$$

где \vec{V}_0 и \vec{V}_1 – векторы скорости НКА и потребителя. Скорость изменения доплеровского смещения частоты может быть найдена путем дифференцирования соотношения (1.10):

$$f_d' = \frac{(\vec{R}_0 - \vec{R}_1, \dot{\vec{V}}_1 - \dot{\vec{V}}_0) + V_1^2 - |\vec{V}_0 - \vec{V}_1|^2}{|\vec{R}_0 - \vec{R}_1|} \times \frac{f_{L1}}{c}. \quad (1.12)$$

Наихудшие условия с точки зрения взаимной динамики возникают в случае, когда плоскости орбит НКА и потребителя совпадают. Пусть φ – угол между радиус-векторами НКА и потребителя. Тогда расстояние между потребителем и НКА может быть получено следующим образом:

$$r = \sqrt{(\vec{R}_0 - \vec{R}_1, \vec{R}_0 - \vec{R}_1)} = \sqrt{|\vec{R}_0|^2 + |\vec{R}_1|^2 - 2|\vec{R}_0||\vec{R}_1|\cos\varphi}. \quad (1.13)$$

Угол φ является функцией времени, производная которой равна относительной угловой скорости НКА. Максимальная взаимная динамика наблюдается, когда угловые скорости потребителя и НКА имеют разные знаки. Для круговых орбит модуль радиус-вектора ИСЗ и его угловая скорость не меняются. Тогда для модуля φ' справедливо соотношение:

$$|\varphi'| = \sqrt{\mu} (|\vec{R}_0|^{-3/2} + |\vec{R}_1|^{-3/2}), \quad (1.14)$$

где μ – гравитационная постоянная Земли. Положительный знак производной соответствует вращению НКА относительно потребителя по часовой стрелке (увеличению угла φ), отрицательный – в противном случае. Производные доплеровского смещения частоты определяются выражениями:

$$f_d = -v \frac{f_{L1}}{c}, \quad f_d' = -a \frac{f_{L1}}{c}, \quad f_d'' = -j \frac{f_{L1}}{c}, \quad (1.15)$$

где v , a и j – относительные скорость, ускорение и рывок, для которых имеют место соотношения:

$$\begin{cases} v = \frac{1}{r} (|\vec{R}_0||\vec{R}_1|\varphi' \sin\varphi) \\ a = \frac{1}{r} (|\vec{R}_0||\vec{R}_1|(\varphi')^2 \cos\varphi - v^2) \\ j = -\frac{1}{r} (|\vec{R}_0||\vec{R}_1|(\varphi')^3 \sin\varphi + 3va) \end{cases}. \quad (1.16)$$

Для потребителя, расположенного ниже орбиты НКА, угол φ изменяется в пределах:

$$|\varphi| \leq \arccos\left(\frac{|\vec{R}_1|}{|\vec{R}_0|} \cos\alpha_{min}\right), \quad (1.17)$$

где α_{min} – минимальный угол возвышения НКА. На Рисунке 1.7 представлены зависимости производных доплеровского смещения частоты от угла φ (времени) для потребителя с высотой орбиты 350 км и $\alpha_{min} = 0^\circ$, построенные с использованием соотношений (1.14) – (1.17).

Характер кривых, приведенных на графиках, сохраняется для всех высот меньших высоты орбиты НКА.

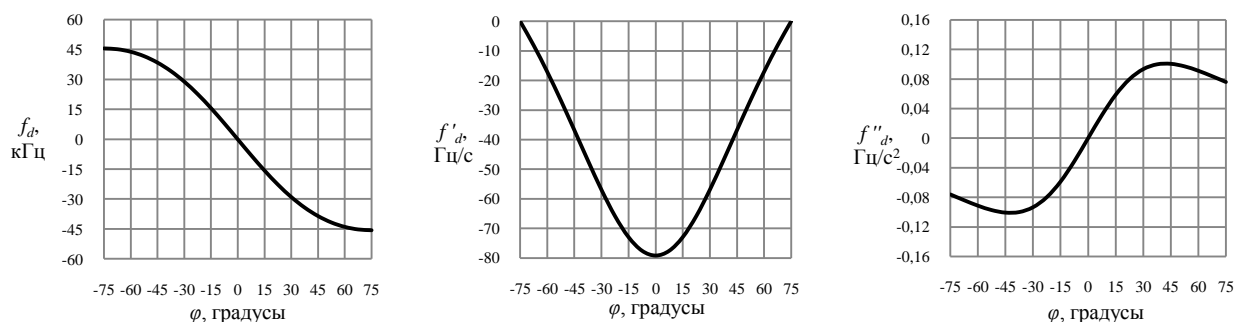


Рисунок 1.7 – Производные доплеровского смещения частоты для потребителя, расположенного ниже орбиты НКА

Как видно на Рисунке 1.7, модуль доплеровского смещения частоты имеет максимальное значение на границе интервала изменения угла φ . Максимальное значение модуля производной доплеровского смещения частоты достигается при $\varphi = 0^\circ$. На Рисунке 1.8 приведены зависимости максимальных значений производных доплеровского смещения частоты от высоты орбиты потребителя, расположенного ниже орбиты НКА.

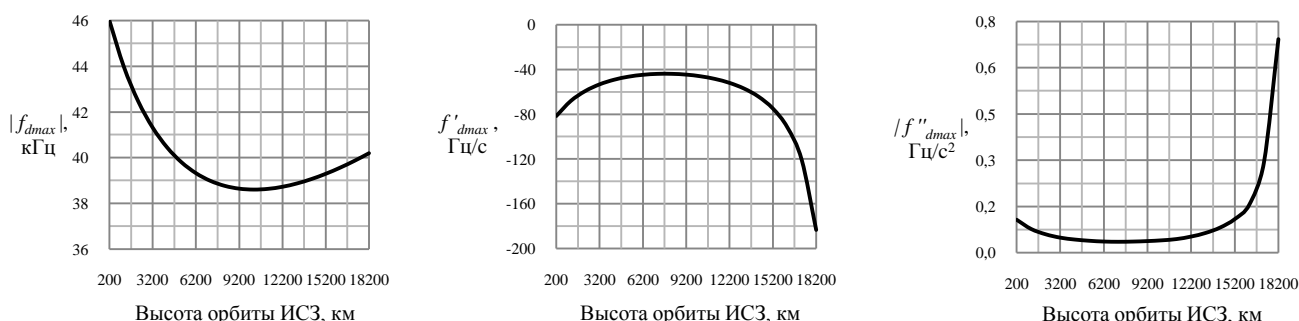


Рисунок 1.8 - Максимальные значения производных доплеровского смещения частоты для потребителя, расположенного ниже орбиты НКА

Для потребителя, расположенного выше орбиты НКА, угол φ изменяется в пределах:

$$\pi - \beta_{max} - \arcsin\left(\frac{|\bar{R}_0|}{|\bar{R}_1|} \sin \beta_{max}\right) \leq |\varphi| \leq \pi - \arcsin\left(\frac{R_3}{|\bar{R}_0|}\right) - \arcsin\left(\frac{R_3}{|\bar{R}_1|}\right), \quad (1.18)$$

где β_{max} – половина ширины основного лепестка ДН передающей антенны НКА, R_3 – радиус Земли. На Рисунке 1.9 представлены зависимости производных доплеровского смещения частоты от угла φ для потребителя с высотой орбиты 35000 км и $\beta_{max} = 21,3^\circ$. Разрывность кривых, изображенных на Рисунке 1.9, обусловлена наличием зоны затенения радиосигнала НКА Землей для высокоорбитального потребителя.

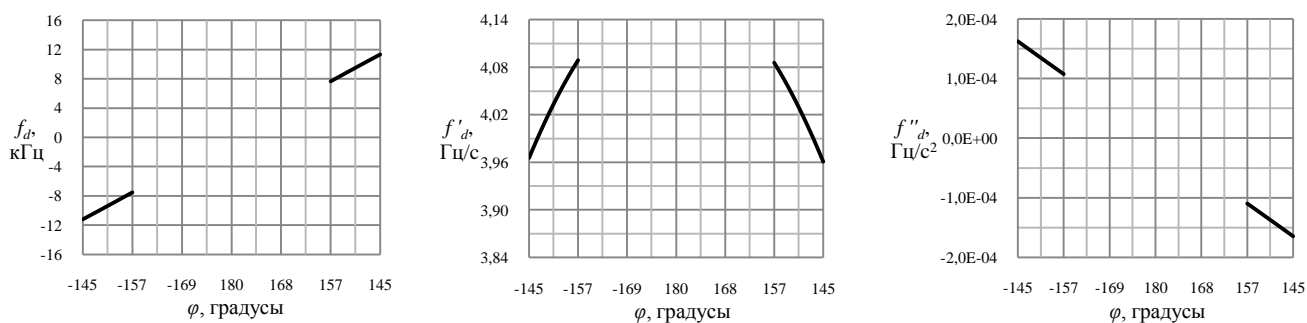


Рисунок 1.9 – Производные доплеровского смещения частоты для потребителя, расположенного выше орбиты НКА

Из приведенных графиков видно, что для высокоорбитального потребителя максимальные значения модулей доплеровского смещения частоты и его второй производной соответствуют верхней границе интервала изменения $|\varphi|$, а максимум первой производной – нижней границе. Используя этот факт, а также соотношения (1.15), (1.16) и (1.18) построены зависимости максимальных значений производных доплеровского смещения частоты для высокоорбитального потребителя, изображенные на Рисунке 1.10.

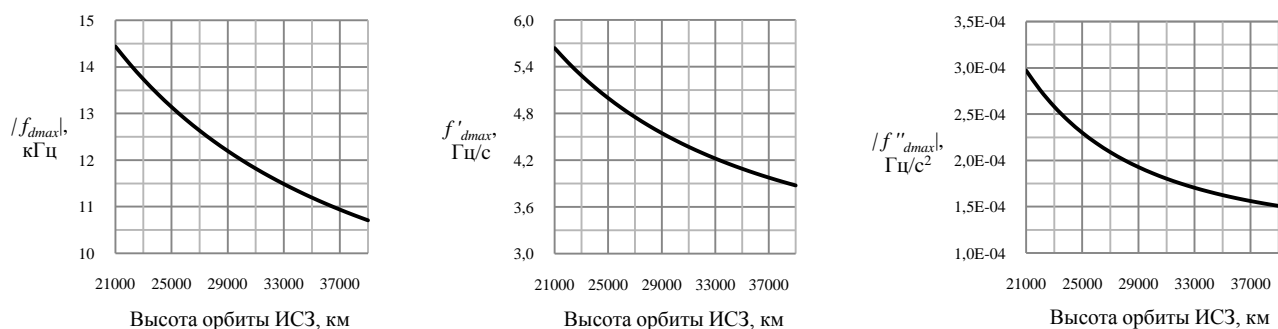


Рисунок 1.10 – Максимальные значения производных доплеровского смещения частоты для потребителя, расположенного выше орбиты НКА

Для иллюстрации практической применимости полученных результатов ниже приводятся оценки взаимной динамики НКА и потребителей из Приложения Б, полученные путем моделирования. На Рисунке 1.11 приведены зависимости доплеровского смещения частоты и его производной от времени для МКС, из которых следует, что величина доплеровского смещения частоты для МКС находится в пределах ± 42 кГц, а модуль производной не превосходит 70 Гц/с. Для сравнения на Рисунке 1.12 приведены аналогичные зависимости для

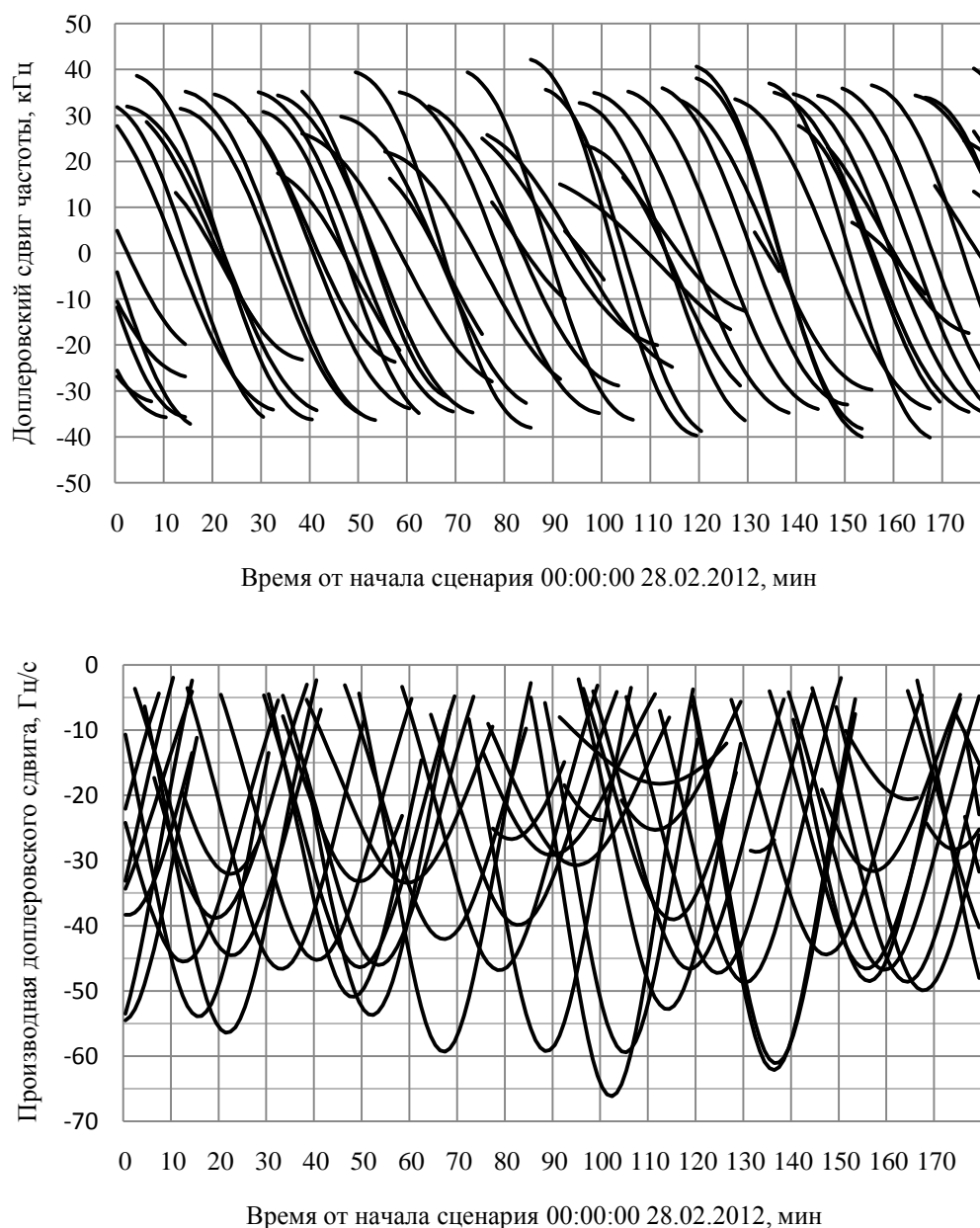


Рисунок 1.11 – Доплеровское смещение частоты и его производная для МКС

НП. Из этих графиков видно, что для НОС величина доплеровского смещения частоты почти на порядок, а производная на два порядка, больше чем для НП. Следует отметить также, что характерные особенности поведения доплеровского смещения частоты и его производной у НОС и НП сходны, что объясняется одинаковым положением потребителя относительно орбиты НКА. Производная доплеровского смещения частоты для НОС и НП практически всегда отрицательная, достигает минимума при нулевом значении сдвига частоты и близка к нулю при значениях близких к максимуму. Поскольку доплеровское смещение частоты максимально для надгоризонтных спутников и близко к нулю для зенитных, то можно сделать вывод о том, что производная смещения максимальна для спутников близких к зениту. В

условиях полной априорной неопределенности многие алгоритмы захвата сигнала начинают поиск сигналов со спутников, имеющих значение смещения частоты близкое к нулю. Для космических приложений такая стратегия поиска должна быть пересмотрена, так как сигналы с производной доплеровского смещения частоты порядка 70 Гц/с являются высоко динамичными. Это означает, что за время перебора спутников положение сигнала по частоте может сместиться за пределы анализируемой области.

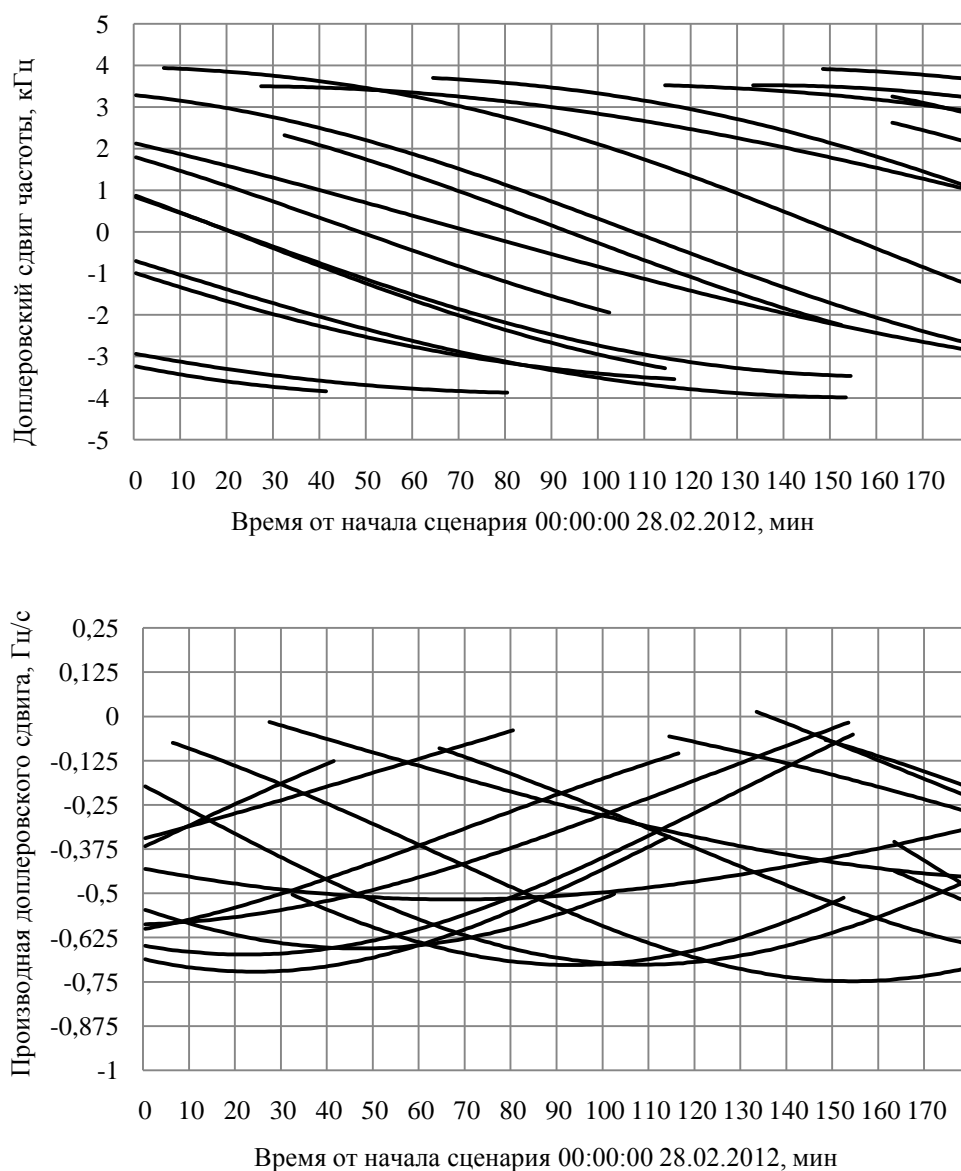


Рисунок 1.12 – Доплеровское смещение частоты и его производная для НП

На Рисунке 1.13 представлена зависимость доплеровского смещения частоты и его производной от времени для ИНМАРСАТ 4-F1. Из приведенного графика видно, что величина смещения частоты не превышает ± 6 кГц, а его производной – 1,5 Гц/с. Диапазоны изменения доплеровского смещения частоты и его производных, полученные в результате моделирования,

отличаются от приведенных ранее для круговых орбит в меньшую сторону. Это объясняется тем, что плоскости орбит НКА расположены под углом 55° к плоскости экватора, которая совпадает с плоскостью орбиты ИНМАРСАТ 4-F1, что не является наихудшим случаем для взаимной динамики. Из особенностей динамических характеристик ВОС следует отметить положительный знак производной смещения частоты, обусловленный положением потребителя над орбитой НКА, а также перерывы в радиовидимости НКА, вызванные затенением Земли. Прием сигналов боковых лепестков ДН передающей антенны НКА с одной стороны увеличивает время радиовидимости НКА и, с другой стороны, увеличивает диапазон изменения доплеровского смещения частоты и его производной. В целом, для ВОС диапазон не превышает существенно значения смещения частоты и его производной для НП.

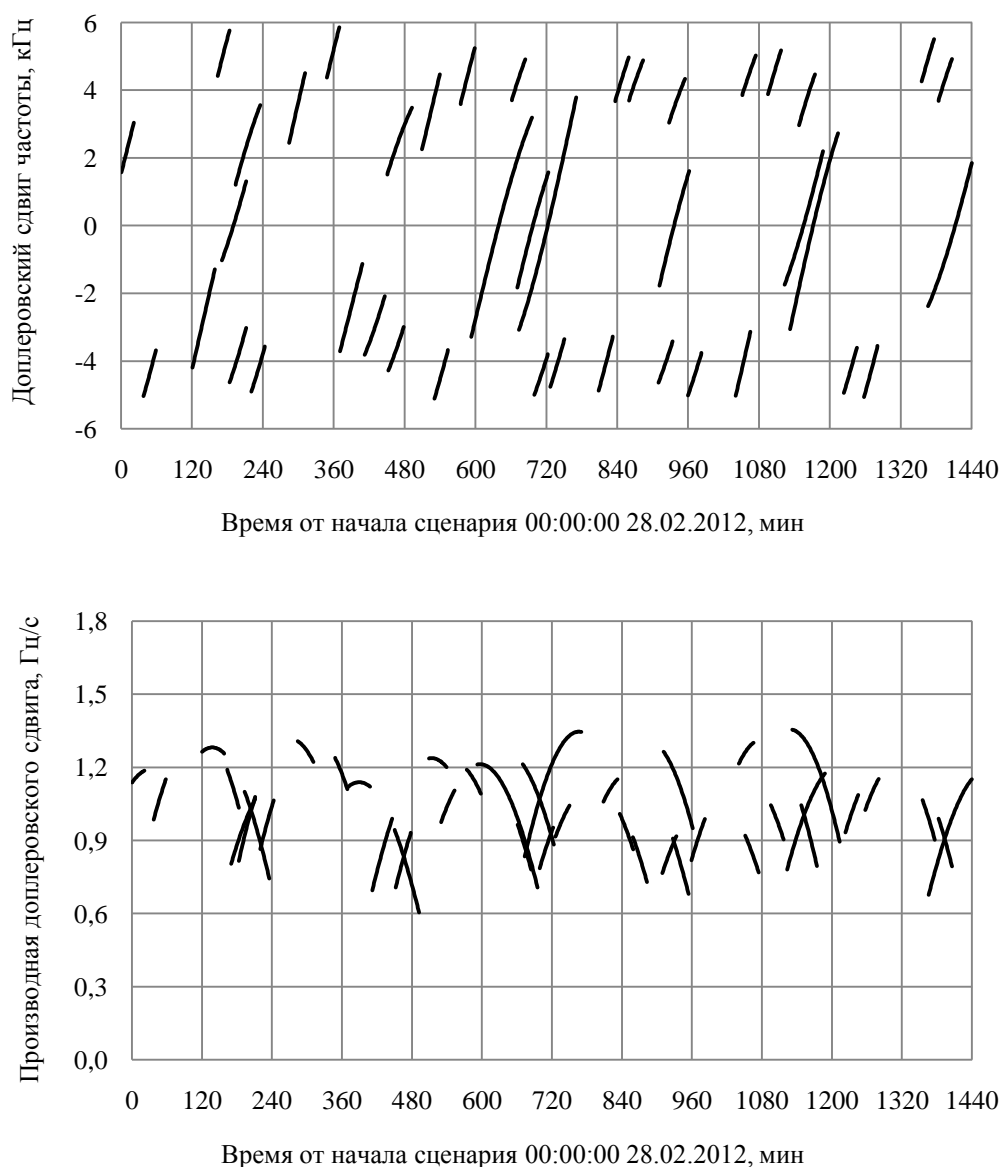


Рисунок 1.13 – Доплеровское смещение частоты и его производная для ИНМАРСАТ 4-F1

С точки зрения взаимной динамики АП и НКА орбита ЭОС представляет собой наибольшую трудность при проектировании алгоритмов БАСН, так как диапазон изменения значений доплеровского смещения частоты и его производной в этом случае превосходит диапазоны значений для НОС и ВОС, что видно на Рисунке 1.14. Максимальное значение смещения частоты составляет примерно 50 кГц и достигается около перигея. Производная смещения меняется от -50 Гц/с до 20 Гц/с.

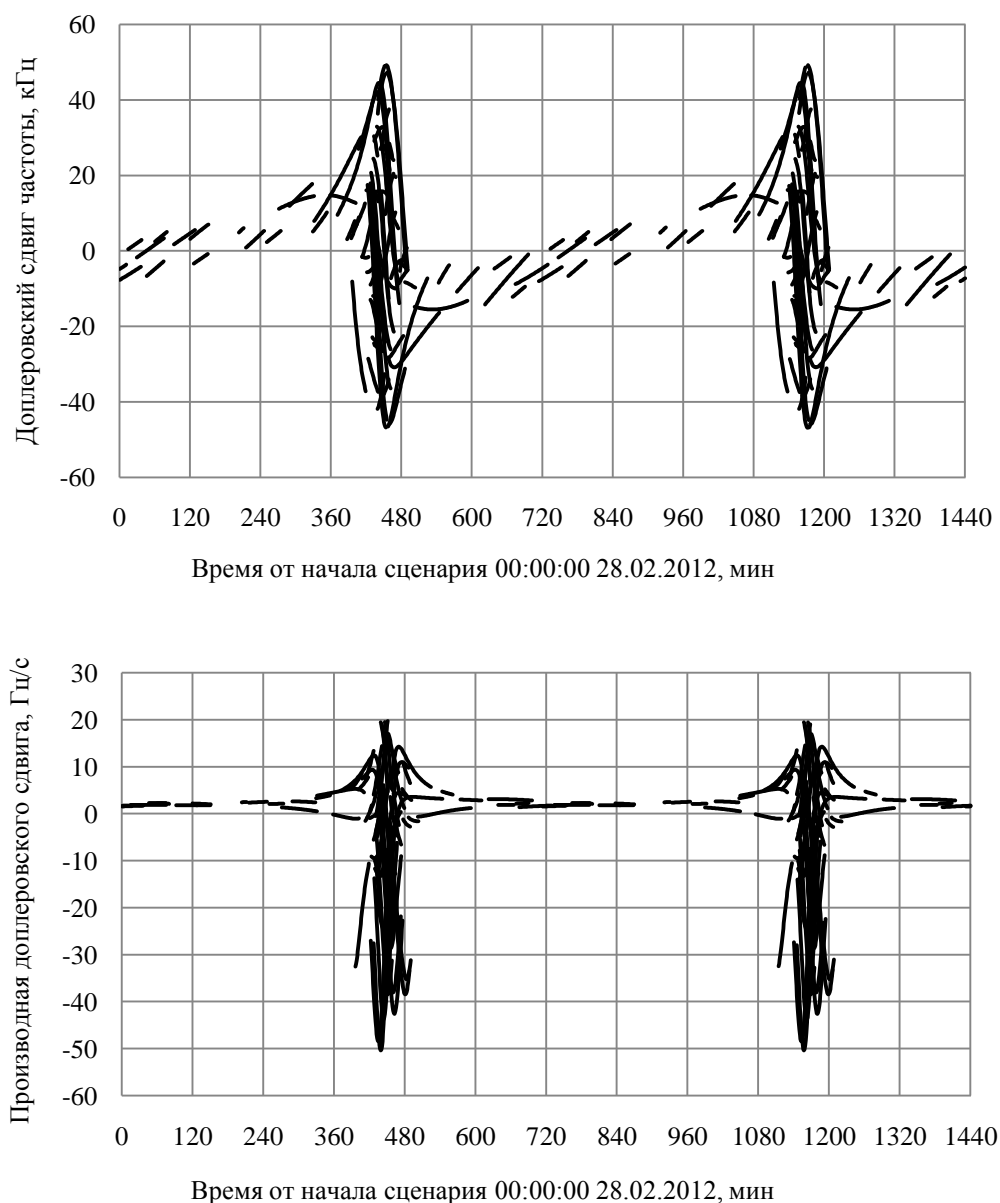


Рисунок 1.14 – Доплеровское смещение частоты и его производная для ЭОС (Молния 3-50)

Как следует из графиков, приведенных на Рисунке 1.5, обычно в зоне радиовидимости космического потребителя находится более одного НКА GPS. Поэтому принимаемый потребителем сигнал представляет собой аддитивную смесь сигналов нескольких НКА и белого гауссовского шума (БГШ). При обработке в приемнике сигнала i -го НКА сигналы остальных

НКА можно рассматривать как внутрисистемные помехи. При этом наихудшие условия для приема сигнала возникают, когда разность доплеровских смещений несущих частот полезного сигнала и помехи кратна 1 кГц. В этом случае амплитуда помехи на выходе коррелятора пропорциональна максимуму взаимокорреляционной функции (ВКФ) кодов, используемых для модуляции несущей частоты. Благодаря свойству ортогональности этих кодов сигналы двух НКА могут быть разделены, если их уровни отличаются менее чем на 21,6 дБ [56]. Однако для космического потребителя диапазон изменения мощности сигнала на входе приемной антенны может превышать эту величину. Поэтому в приемнике космического базирования должны быть предусмотрены алгоритмы обнаружения и подавления помех, обусловленных совпадением (по модулю 1 кГц) доплеровских смещений несущей частоты сигналов разных НКА. Пример такого алгоритма описан в [27]. Интерес представляет, как долго может длиться такая ситуация. Путем моделирования с использованием разработанного программного комплекса получено распределение длительности интервалов времени, на которых какие-либо два НКА из зоны радиовидимости потребителя имеют близкие по модулю 1 кГц доплеровские смещения частоты. Распределение длительности интервалов времени для космического потребителя приведено на Рисунке 1.15. Результаты моделирования показывают, что наиболее вероятное значение длительности интервала составляет 1 с, а максимальное значение для космического потребителя не превышает 10 с. Для сравнения, максимальная длительность интервала времени для неподвижного НП составляет величину порядка 100 с.

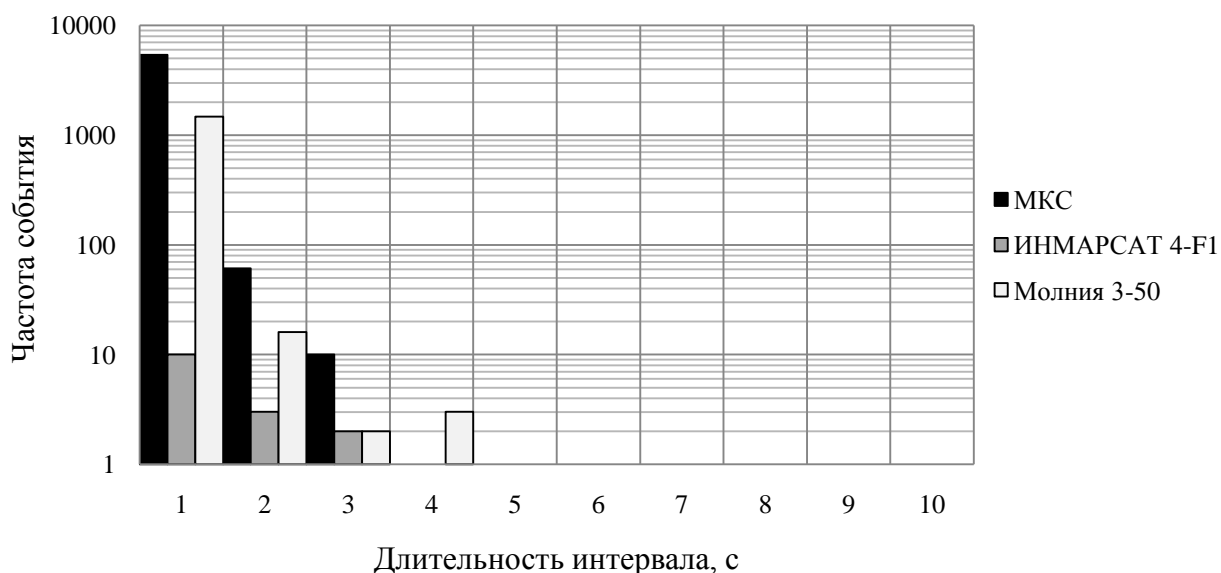


Рисунок 1.15 – Частотное распределение интервалов времени, на которых два НКА имеют близкие (по модулю 1 кГц) доплеровские смещения частоты

Результаты моделирования условий приема сигналов GPS сведены в Таблице 1.1. Диапазон изменения доплеровского смещения частоты, указанный в таблице, не учитывает нестабильность опорного генератора (ОГ), которая составляет от 4 ppm для Temperature Controlled Crystal Oscillator (TCXO) до 23 ppm для Crystal Oscillator (ХО). Нестабильность генератора увеличивает неопределенность по частоте из-за неточности формирования опорной частоты в процессе преобразования входного сигнала. Наибольшая погрешность возникает на первой стадии преобразования, когда опорная частота близка к частоте входного сигнала, и равна примерно 6 (35) кГц для TCXO (ХО). Таким образом, чтобы получить диапазон изменения доплеровского смещения частоты с учетом нестабильности ОГ необходимо указанный в таблице диапазон увеличить на ± 6 (35) кГц в зависимости от используемого генератора.

Таблица 1.1 – Характеристики условий приема сигналов GPS

Потребитель	Число «видимых» НКА	Время контакта с НКА, мин	Диапазон изменения			
			C/No, дБГц	f_d , кГц	f'_d , Гц/с	f''_d , Гц/с ²
НП	7 ... 14	7 ... 350	39 ... 50	$\pm 4,5$	-0,8...0	$\pm 0,00015$
МКС	7 ... 13	1 ... 40		± 42	-70...0	$\pm 0,08$
ИНМАРСАТ 4-F1	0 ... 4	1 ... 59	22 ... 38	± 6	0...1,4	$\pm 0,0002$
Молния 3-50	0 ... 24	1 ... 64	22 ... 52	± 50	-50...20	$\pm 0,06$

1.5 Выводы по разделу 1

1. Разработан программный комплекс, позволяющий получить оценки прогнозируемого отношения C/No на входе цифровой части БАСН, числа НКА, находящихся в зоне радиовидимости потребителя, ГФ рабочего созвездия НКА, а также относительной скорости и ускорения НКА и БАСН. Приведены соотношения для расчета указанных параметров.
2. Проведено моделирование условий приема сигналов GPS/ГЛОНАСС для разных положений потребителя относительно орбиты НКА с использованием разработанного программного комплекса. Расчет траекторий потребителя осуществлялся на основе данных сервиса NORAD в предположении, что ИСЗ движутся по идеальным невозмущенным орбитам. В качестве исходных данных о параметрах орбит НКА использовались альманахи систем GPS/ГЛОНАСС в форматах YUMA и AGL. Определены особенности приема сигналов

СРНС в космосе и отмечены основные отличия условий приема сигналов для космического и наземного потребителей.

3. Получены численные оценки взаимной динамики НКА и БАСН, определяющей параметры алгоритмов первичной обработки сигналов, для потребителей с разной высотой орбиты. Показано, что максимальный диапазон изменения доплеровского смещения частоты для космического потребителя без учета погрешности формирования опорной частоты в приемнике составляет ± 50 кГц, а модуля его производной – $0 \dots 180$ Гц/с. По сравнению с наземным потребителем диапазон поиска по частоте увеличился на порядок, а максимальное ускорение – на два порядка. Вторая производная доплеровского смещения частоты изменяется в пределах $-0 \dots 0,7$ Гц/с². Для обеспечения прецизионных измерений РНП в приемнике космического базирования в системах слежения за параметрами сигнала необходимо учитывать как первую, так и вторую производную доплеровского смещения частоты.

2. Архитектура приемника сигналов спутниковых навигационных систем для космического потребителя

2.1 Основные подходы к проектированию навигационных приемников

На Рисунке 2.1 представлена классическая схема навигационного приемника сигналов СРНС, состоящая из антенно-фидерного устройства (АФУ), РЧ блока, МКК, ЦП, на котором выполняется специализированное программное обеспечение (ПО), а также периферийных компонентов, таких как ОЗУ, ПЗУ, устройств ввода/вывода и таймеров.

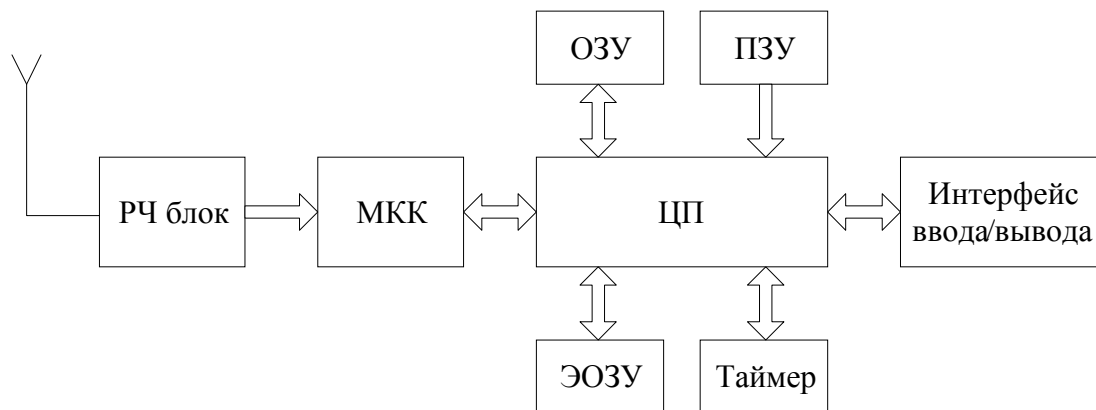


Рисунок 2.1 – Структурная схема приемника с аппаратным МКК

В РЧ блоке осуществляется преобразование аналогового высокочастотного сигнала СРНС в цифровую форму на промежуточной частоте (ПЧ). Цифровой сигнал подается на вход МКК, который вычисляет свертку входного сигнала с опорным. Результаты свертки интегрируются и подаются в ЦП. ПО ЦП управляет МКК и реализует алгоритмы ЦОС. В современных приемниках РЧ блок, МКК и ЦП исполняются в виде СБИС. Достоинством такой схемы приемника являются относительно невысокие требования к производительности ЦП.

На Рисунке 2.2 изображена структурная схема навигационного приемника сигналов СРНС с программным МКК. Выделяют три основные категории приемников СРНС с программным МКК. Это приемники, в которых:

- 1) МКК реализован на основе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС);
- 2) МКК реализован программно, но все вычисления осуществляются в нереальном масштабе времени;
- 3) МКК реализован программно и ЦОС осуществляется с темпом поступления отсчетов входного сигнала.

В данном подразделе речь идет о навигационных приемниках, относящихся к третьей группе. В идеальном приемнике с программным МКК аналого-цифровой преобразователь

(АЦП) расположен максимально близко к антенному входу. Несмотря на очевидные преимущества этой схемы приемника (гибкость архитектуры и упрощение аппаратной части), она имеет существенный недостаток – реализация алгоритмов ЦОС предъявляет высокие требования к производительности ЦП из-за объема информации, которую необходимо

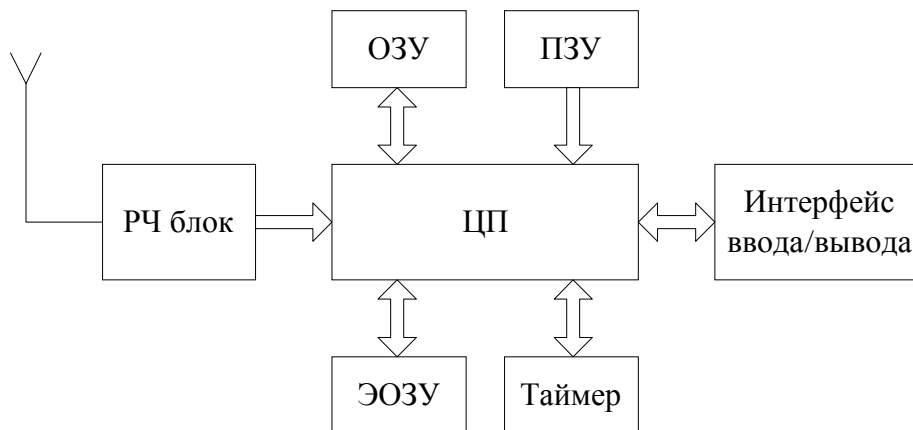


Рисунок 2.2 – Структурная схема приемника с программным МКК

обработать за секунду. Для уменьшения этого объема можно осуществлять ЦОС на пониженной:

- 1) ПЧ, за счет усложнения аппаратной части приемника (РЧ блока);
- 2) частоте дискретизации, используя тот факт, что для ЦОС достаточно, чтобы частота дискретизации была не меньше удвоенной эффективной ширины спектра входного сигнала (2 МГц для GPS L1).

Таким образом, для одноразрядного квантования объем информации, который должен быть обработан за секунду, можно уменьшить до 488 Кбайт. При проектировании навигационных приемников в настоящее время используется первый подход из-за сложности технической реализации второго. Однако даже при таком подходе в случае прямолинейной реализации МКК к производительности ЦП все еще предъявляются высокие требования. Действительно, для вычисления квадратурных составляющих свертки входного и опорного сигналов в одном канале коррелятора, без учета затрат на формирование опорных сигналов, необходимо выполнить $5f_s T$ операций сложения/умножения, где f_s – частота дискретизации входного сигнала, T – длительность интервала корреляции. Если, например, операция сложения или умножения выполняется за один такт работы ЦП, то при $f_s = 5,71$ МГц для программной реализации 12-ти параллельных каналов слежения за сигналами НКА (в каждом канале по два коррелятора) необходим ЦП с производительностью порядка 685 Million Instructions Per Second (MIPS).

Снижение требований к производительности ЦП может быть достигнуто путем портирования части функций ЦОС в отдельную ПЛИС. При этом целесообразно портировать те функции ЦОС, которые выполняются с высоким темпом и не зависят от структуры входного сигнала. К ним относятся, например, преобразование отсчетов ПЧ в квадратурные и децимация исходной частоты дискретизации. Кроме того, в ПЛИС могут быть реализованы некоторые специализированные команды, ускоряющие процесс вычисления корреляции. Основные функции МКК, включая формирование отсчетов опорных сигналов, реализуются программно и выполняются под управлением ЦП. На Рисунке 2.3 представлена схема приемника с программно-аппаратным МКК. Решение о том, какие функции ЦОС должны быть портированы в ПЛИС, принимается в зависимости от производительности используемого ЦП.

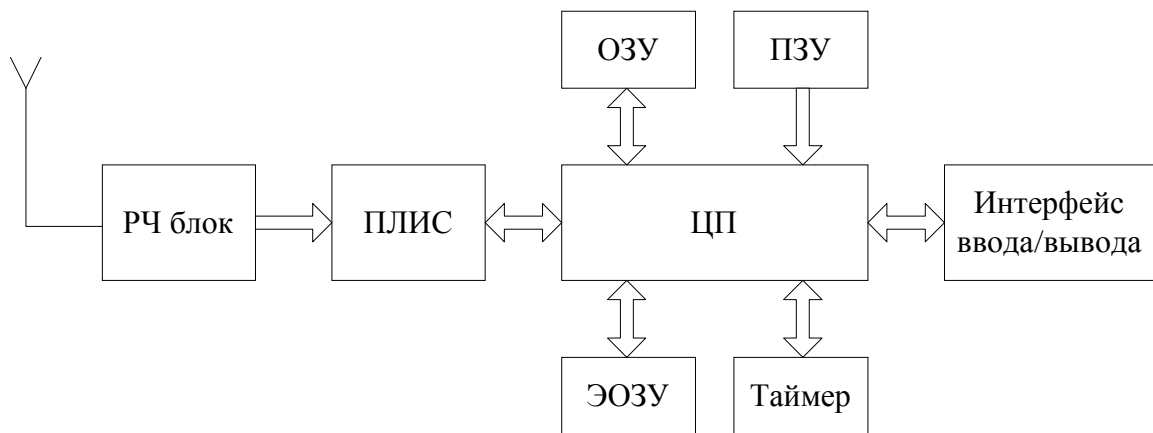


Рисунок 2.3 – Структурная схема приемника с программно-аппаратным МКК

2.2 Особенности проектирования аппаратуры космического базирования

Отличительной особенностью аппаратуры для космических потребителей является требование к повышенной радиационной стойкости ее элементов. Это требование ограничивает выбор элементной базы при проектировании гражданской аппаратуры, предназначенной для коммерческой реализации, так как элементная база, обладающая такой радиационной стойкостью, как правило, доступна в военном исполнении или в исполнении для двойного применения.

В последние 10 лет были проведены эксперименты, направленные на исследование радиационной стойкости элементной базы навигационных приемников СРНС и изучению их функционирования в условиях воздействия ионизирующего излучения. Прежде всего, необходимо отметить, что СБИС общего назначения, а именно ЦП и периферийные устройства, производятся в радиационно-стойком исполнении и часть этих СБИС доступны на рынке без ограничений. Поэтому исследования элементной базы приемников СРНС сосредоточились на

изучении радиационной стойкости той части, которая является специфической для СРНС, а именно радиоприемной части (РПЧ) и МКК. СБИС РПЧ стандартного исполнения, являясь аналоговыми микросхемами, относительно радиационно-стойкие. По крайней мере, с защитным экраном эти СБИС пригодны для использования на борту ИСЗ.

Информация о разрабатываемых перспективных МКК космического базирования зачастую отсутствует, несмотря на сообщения о том, что такие разработки ведутся как в США, так и в Европе. Отсутствие радиационно-стойких интегральных схем МКК долгое время служило препятствием для создания БАСН. В конце 1990-х годов Европейский Союз (ЕС) завершил разработку 12-ти канального коррелятора GPS/ГЛОНАСС с радиационной стойкостью 100 крад [40]. Однако этот коррелятор попадает под экспортные ограничения ЕС и не может быть применен в отечественных разработках. Известно также, что приемник TOPSTAR 3000, разработанный французскими компаниями CNES и Alcatel и установленный на борту STENTOR [37], также использует МКК с радиационной стойкостью 100 крад, но он не доступен для покупателей даже внутри ЕС.

Радиационно-стойкие ЦП разрабатываются уже десятки лет, поскольку ЦП является основным элементом любого бортового вычислительного комплекса. Проблема заключается в том, что ЦП с радиационной стойкостью, превышающей 50 – 100 крад, или попадают под экспортно-импортные ограничения или не обладают высокой производительностью. Низкая производительность доступных и пригодных к космическому использованию ЦП накладывает ограничения на алгоритмы ЦОС и архитектуру БАСН в целом.

Еще одной проблемой, возникающей при проектировании БАСН, является высокая стоимость радиационно-стойких ОГ. В отличие от МКК и ЦП, ОГ в радиационно-стойком исполнении доступны, но их стоимость не только существенно отличается от стоимости ОГ стандартного исполнения, но и резко дифференцирована в зависимости от их характеристик. Так, разница между ОГ с относительно высококачественными и с пониженными характеристиками может составлять тысячи и даже десятки тысяч долларов США. Такой уровень цен комплектующих естественным образом влияет как на конечную стоимость БАСН, так и на бюджет разработки. Поэтому при проектировании БАСН необходимо учесть возможность использования ОГ с пониженными характеристиками.

Таким образом, при проектировании приемников СРНС космического базирования возникают следующие проблемы, связанные с ограниченным выбором элементной базы:

- 1) отсутствие на рынке радиационно-стойких МКК;
- 2) низкая производительность ЦП, пригодных для космического использования;
- 3) пониженные характеристики радиационно-стойких ОГ.

В этих условиях наиболее целесообразным для космического потребителя является выбор архитектуры приемника с программно-аппаратным МКК, в котором часть функций ЦОС реализуется на основе ПЛИС. В разделе 2.4 приведена архитектура БАЧН, предназначенной для навигации ИСЗ по сигналам GPS L1 диапазона, при проектировании которой использовался именно этот подход [13, 14, 42, 43, 50].

2.3 Методы программной реализации коррелятора

Основным потребителем ресурсов ЦП в навигационном приемнике СРНС с программным МКК является алгоритм вычисления свертки входного сигнала с опорным. Как было показано в разделе 2.1, прямолинейная реализация МКК предъявляет к производительности ЦП чрезмерно высокие требования. Поэтому основные усилия разработчиков АП СРНС с программным МКК направлены на оптимизацию вычислений при реализации алгоритма корреляции. В данном разделе приведены наиболее известные методы, позволяющие в разы уменьшить количество операций, необходимых для реализации МКК.

Очевидным способом ускорения вычисления корреляции является использование Single Instruction Multiple Data (SIMD) команд. Некоторые разработчики ЦП (такие как Intel, AMD, ARM, MIPS) к основному набору инструкций процессора добавили ряд специализированных команд, позволяющих осуществлять одновременную и независимую обработку сразу нескольких элементов данных. К ним относятся, например, Multimedia Extensions (MMX) команды, а также их расширение Streaming SIMD Extensions (SSE) для процессоров серии Pentium и 3DNow! для процессоров AMD, начиная с K6 3D. Несмотря на то, что выполнение одной такой инструкции занимает больше времени, чем выполнение аналогичной инструкции из основного набора команд, их грамотное использование при кодировании алгоритмов позволяет увеличить быстродействие ЦП в 4–6 раз [39] и реализовать ЦОС в реальном масштабе времени на этих платформах. Алгоритм корреляции включает в себя следующие этапы:

- 1) формирование вектора отсчетов опорной ПСП;
- 2) формирование векторов квадратурных отсчетов опорной частоты;
- 3) сложение/вычитание/умножение этих векторов с вектором отсчетов ПЧ;
- 4) вычисление суммы элементов векторов, полученных на предыдущем шаге.

Для ускорения вычислений на 3-м и 4-м этапах могут быть использованы MMX команды, а также их расширение SSE. Примерами, удачного использования SIMD команд для реализации программного МКК являются GPS приемники на платформах Intel 2,4 ГГц Xeon [39], Pentium IV 1,7 ГГц [30] и Pentium II 266 МГц [35]. Существенным недостатком этого подхода является

привязка SIMD команд к архитектуре ЦП, что значительно затрудняет портирование кода на другую платформу.

Эффективным методом ускорения вычисления корреляции является использование битовых операций [45, 46]. В отличие от SIMD команд битовые операции являются универсальными и реализованы в большинстве ЦП, используемых для ЦОС. К таким операциям относятся, например, логические битовые операции XOR, AND и OR, позволяющие организовать параллельную обработку входного потока данных. Для этого разряды отсчетов ПЧ с выхода РЧ блока упаковываются в отдельные слова – обычно в одно слово, содержащее знаковые разряды, и в несколько слов, содержащих разряды амплитуды. В зависимости от упаковки разрядов корреляция входного сигнала с опорным может осуществляться одновременно для множества последовательных отсчетов сигнала одного НКА или одномоментных отсчетов сигналов нескольких НКА. Варианты упаковки для 2-х разрядного представления отсчетов ПЧ изображены на Рисунке 2.4. Для такой упаковки входных данных

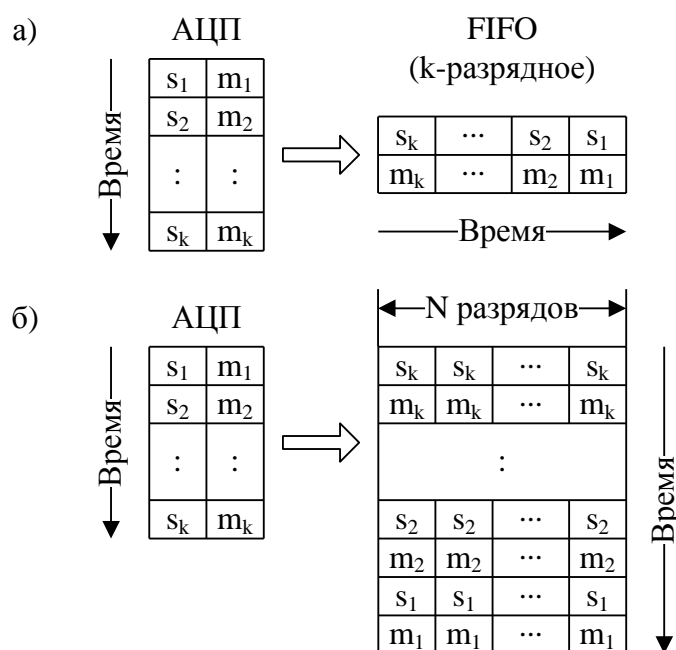


Рисунок 2.4 – Варианты упаковки отсчетов ПЧ для 2-х разрядного квантования

умножение отсчетов ПЧ и опорной ПСП может быть выполнено с использованием операции XOR. При этом за одну операцию осуществляется умножение сразу нескольких отсчетов. Выигрыш в быстродействии зависит от разрядности First Input First Output (FIFO) буфера (а) или числа параллельных каналов МКК (б). Умножение отсчетов демодулированного сигнала и опорной частоты для каждого квадратурного канала реализуется с помощью одной логической операции XOR и переопределения разрядов, содержащих амплитуду [46]. Ниже приведено пояснение такой реализации на примере 2-х разрядного квантования отсчетов. В этом случае

результат произведения отсчетов ПЧ и опорной частоты представляется 3-мя разрядами – знак (1) и амплитуда (2). В Таблице 2.1 приведено двоичное представление результата произведения

Таблица 2.1 – Двоичное представление произведения 2-х разрядных отсчетов

Результат произведения	Кодирование результата произведения		
	знак	амплитуда (старший разряд)	амплитуда (младший разряд)
+1	0	0	0
+2	0	0	1
+3	0	1	0
+6	0	1	1
-1	1	0	0
-2	1	0	1
-3	1	1	0
-6	1	1	1

отсчетов ПЧ и опорной частоты. Сравнивая результаты из таблицы 2.1 с представлением 2-х разрядных отсчетов ПЧ и опорной частоты, видно, что старший разряд амплитуды произведения отсчетов совпадает с амплитудой отсчета ПЧ, младший разряд – с амплитудой отсчета опорного сигнала, а знак является результатом логической операции XOR знаковых разрядов этих отсчетов. Максимальная эффективность использования битовых операций достигается при одноразрядном квантовании входного сигнала. Однако в этом случае наблюдаются и максимальные энергетические потери (2 дБ). Очевидно, что при увеличении разрядности представления отсчетов ПЧ эффективность параллельной обработки снижается. Примерами АП СРНС с программным МКК, использующих данный подход, являются приемники сигналов GPS L1 диапазона на платформах AMD Athlon 1,73 ГГц [44, 45, 46] и TMS320C6201 с тактовой частотой 200 МГц [20, 35].

Снижение требований к производительности ЦП может быть достигнуто также за счёт пакетной обработки отсчетов ПЧ [26, 63]. Идея пакетной обработки состоит в том, что на небольших интервалах времени опорные сигналы меняются медленно и поэтому могут считаться постоянными на этих интервалах. Следовательно, операции умножения отдельных отсчетов ПЧ и опорного сигнала могут быть заменены операцией умножения пакета отсчетов ПЧ на среднее значение опорного сигнала на этом интервале. Различают два типа пакетной обработки при вычислении корреляции. На Рисунке 2.5 изображена схема одного канала МКК, в котором пакетная обработка используется при вычислении корреляции с опорной частотой.

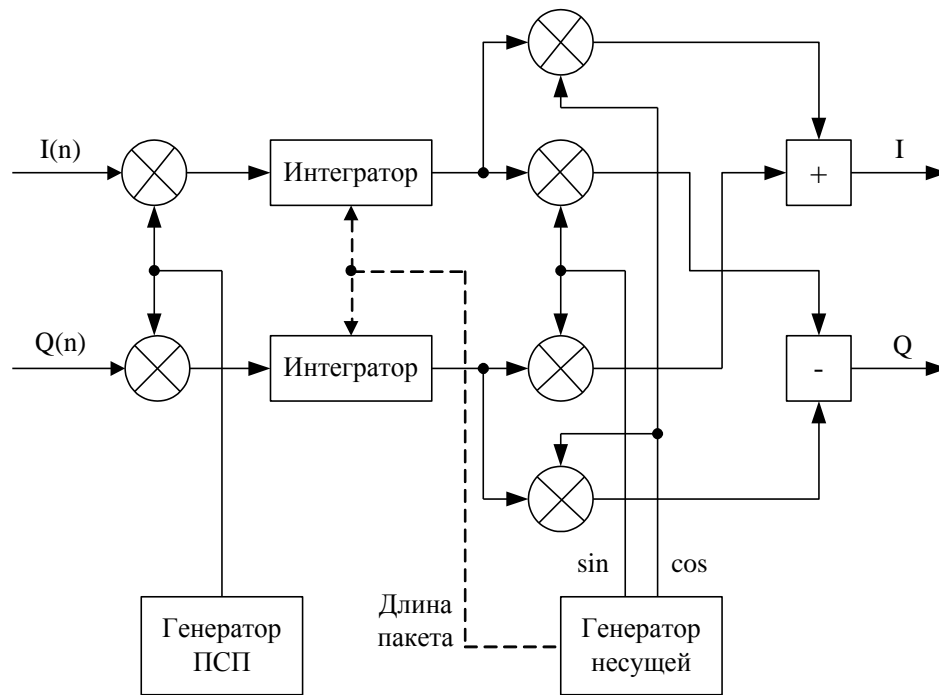


Рисунок 2.5 – Пакетная обработка при вычислении корреляции с опорной частотой

После перемножения отсчетов ПЧ и опорной ПСП в каждом квадратурном канале формируются частичные суммы отсчетов демодулированного сигнала, которые затем умножаются на отсчеты опорной частоты. Таким образом, вместо $4N$ операций умножения (где N – длина пакета) при вычислении корреляции с опорной частотой достаточно выполнить всего 4 операции. Дополнительное ускорение вычислений можно получить, если формирование частичных сумм реализовать аппаратно на основе ПЛИС или использовать табличный метод. Второй подход имеет ограничения из-за объема памяти, необходимой для хранения таблицы, размер которой для пакета длины N равен 2^N байт. Очевидно, что такая схема приводит к энергетическим потерям, величина которых зависит от доплеровского смещения несущей частоты и длины пакета.

На Рисунке 2.6 приведен пример пакетной обработки при вычислении корреляции с опорной ПСП. В данной схеме формируются частичные суммы произведений отсчетов ПЧ и опорной частоты. Суммирование осуществляется на интервалах между сменами знака символов ПСП. Далее частичные суммы интегрируются с учетом знака для получения окончательных результатов. Длина пакета при таком подходе является переменной, что усложняет вычисление частичных сумм. Достоинством данной схемы является отсутствие энергетических потерь при вычислении корреляции.

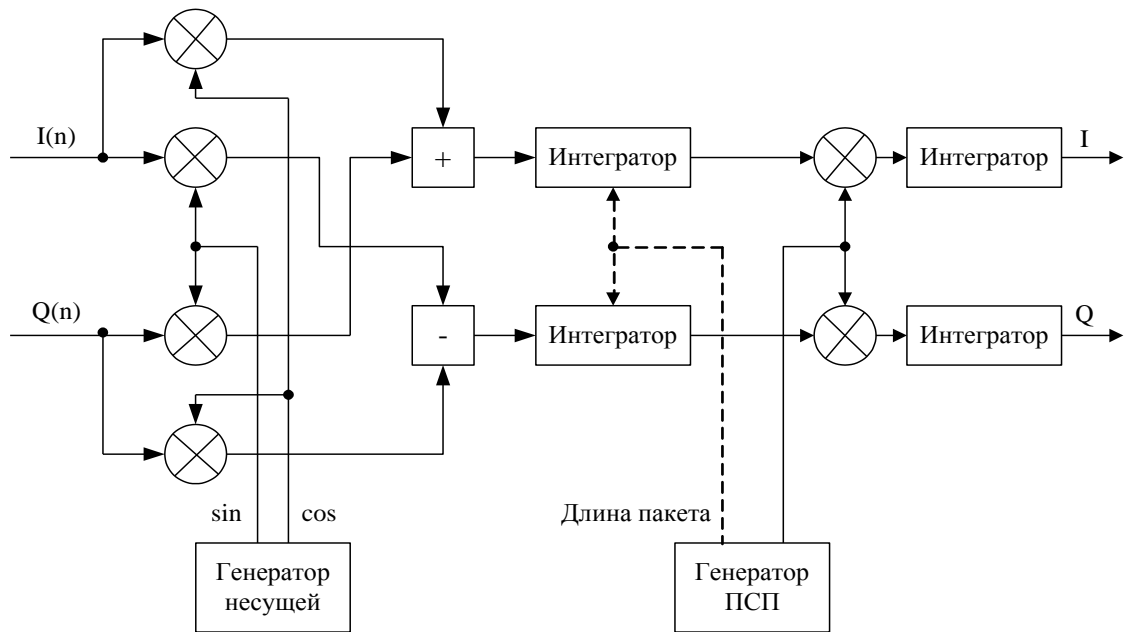


Рисунок 2.6 – Пакетная обработка при вычислении корреляции с опорной ПСП

Эффективность описанных выше методов увеличивается, если использовать их комбинации. Например, в [58] показано, что совместное использование SIMD команд и битовых операций позволяет реализовать на платформе Pentium-M с тактовой частотой 600 МГц 12-канальный приемник сигналов GPS L1 диапазона с частотой дискретизации входного сигнала, равной 5,71 МГц и 2-х разрядным квантованием отсчетов ПЧ. При этом алгоритм вычисления корреляции потребляет менее 70% ресурсов ЦП.

2.4 Архитектура приемника с программно-аппаратным коррелятором

В настоящем разделе рассмотрены детали реализации БАЧН с программно-аппаратным МКК на примере навигационного приемника сигналов GPS L1 диапазона космического базирования MosaicGNSS [29, 42]. Основные аппаратные блоки MosaicGNSS представлены на Рисунке 2.7. Выход МШУ антенны соединен с входом РЧ блока, реализованного на основе СБИС GP2015. Управляемая частотой 10 МГц, СБИС GP2015 преобразует входной сигнал на частоте 1575,42 МГц в вещественный сигнал на ПЧ, равной 4,309 МГц, с полосой 2 МГц. АЦП осуществляет преобразование этого сигнала в цифровую форму с частотой дискретизации f_s . Отсчеты сигнала на выходе СБИС GP2015 представлены 2-мя разрядами (знак и амплитуда). В цифровом преобразователе частоты (ЦПЧ) последовательность этих отсчетов преобразуется в квадратурные на нулевой ПЧ. При этом в ЦП используются только одноразрядные результаты, упакованные в 32-х разрядные слова. Таким образом, энергетические потери, вызванные квантованием входного сигнала в РЧ блоке и ЦПЧ, составляют 2,55 дБ. СБИС GP2015 разработана для использования с активной антенной. Коэффициент усиления МШУ антенны

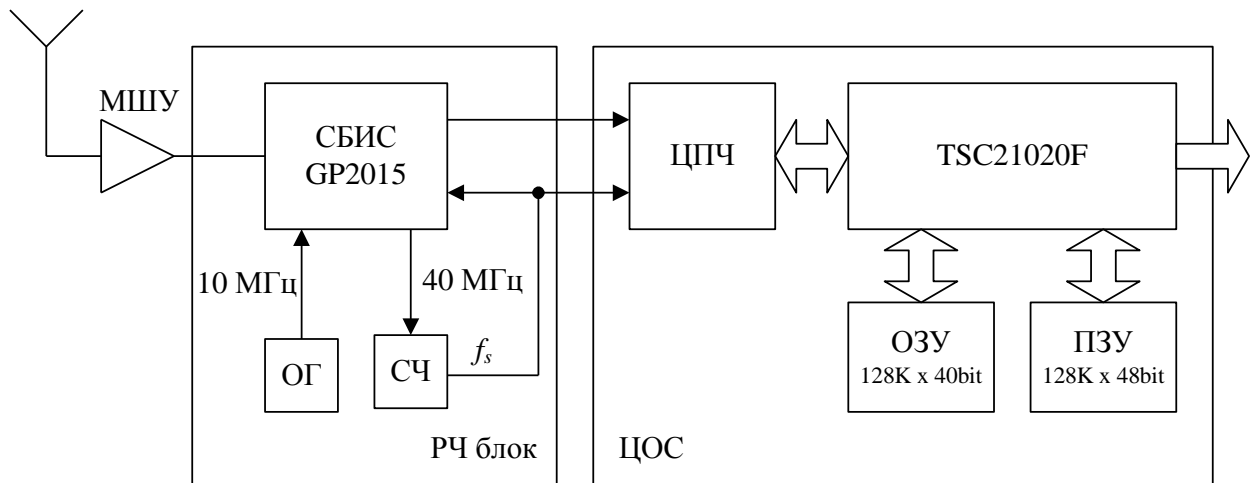


Рисунок 2.7 – Структурная схема АП MosaicGNSS

выбран достаточно большим (порядка 26 дБ), поэтому коэффициент шума всего РЧ блока определяется коэффициентом шума МШУ, равным 3 дБ. Следовательно, суммарные потери в отношении C/No на входе МКК составляют около 6 дБ. Основная часть ЦОС, включая функции коррелятора, в АП MosaicGNSS осуществляется программно под управлением TSC21020F с тактовой частотой 20 МГц.

2.4.1 Радиочастотный блок

На Рисунке 2.8 представлена структурная схема СБИС GP2015, которая используется в РЧ блоке MosaicGNSS для преобразования и фильтрации сигналов GPS L1 диапазона. СБИС имеет архитектуру с тройным преобразованием входной частоты. Все опорные частоты, используемые для преобразования входного сигнала, формируются синтезатором частоты, реализованным на основе ФАПЧ и входящим в состав СБИС (на рисунке не изображен). Синтезатор частоты управляется ТСХО, формирующим номинальную частоту 10 МГц. Полосовые фильтры, расположенные после смесителей, используются для подавления внеполосных помех и паразитных гармоник, возникающих в результате преобразования частот. В основном подавление внеполосных помех (> 40 дБ) достигается за счет параметров фильтра на поверхностных акустических волнах (ПАВ) между 2-м и 3-м смесителями. Двухкаскадная автоматическая регулировка усиления (АРУ), расположенная после 2-го смесителя, используется для поддержания заданного уровня мощности на выходе АЦП. АРУ настроена таким образом, что на выходе АЦП амплитуда отсчетов ПЧ принимает максимальное значение

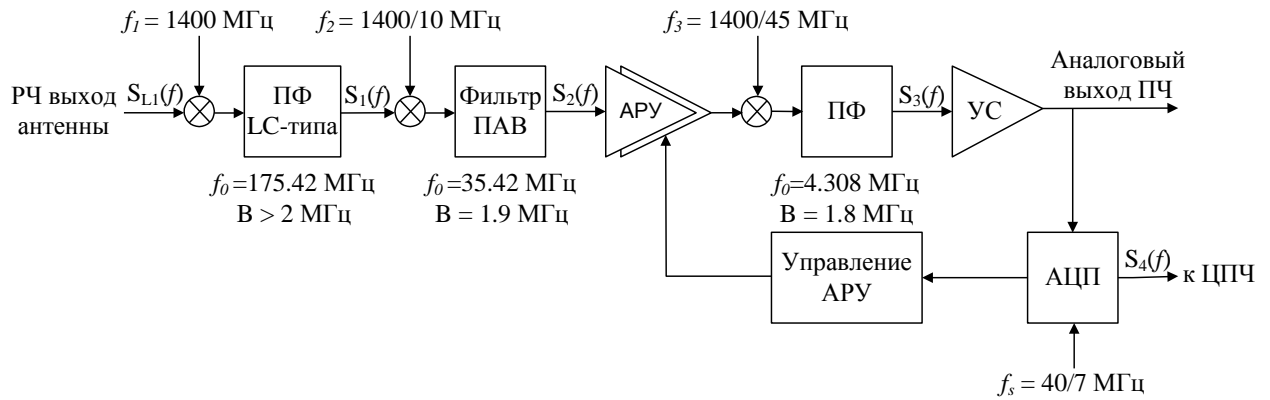


Рисунок 2.8 – Структурная схема СБИС GP2015

в среднем 30% времени. При этом вес максимального значения амплитуды равен 3, а минимального – 1. В Таблице 2.2 представлено распределение вероятности отсчетов ПЧ на выходе РЧ блока.

Таблица 2.2 – Распределение вероятности отсчетов на выходе 2-х разрядного АЦП

Кодирование отсчета на выходе АЦП		Значение отсчета	Вероятность
знак	амплитуда		
1	1	–3	0,15
1	0	–1	0,35
0	0	+1	0,35
0	1	+3	0,15

Преобразование спектра входного сигнала $S_{L1}(f)$ в СБИС представлено на Рисунке 2.9, где изображен только основной лепесток спектра сигнала НКА, огибающая которого имеет вид

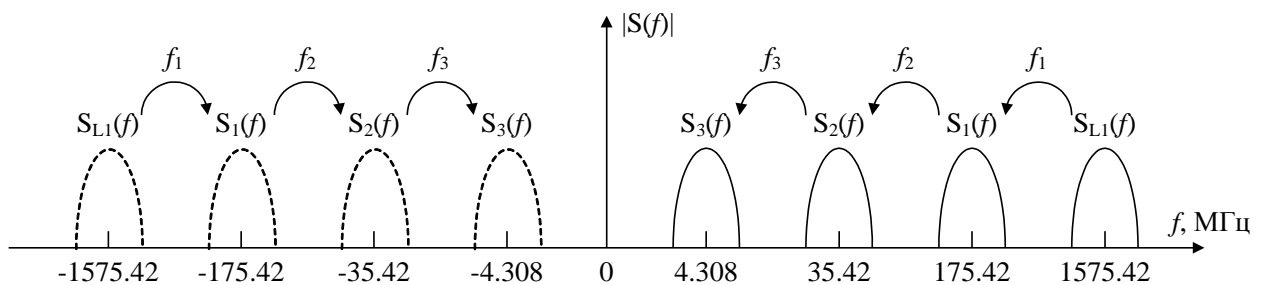
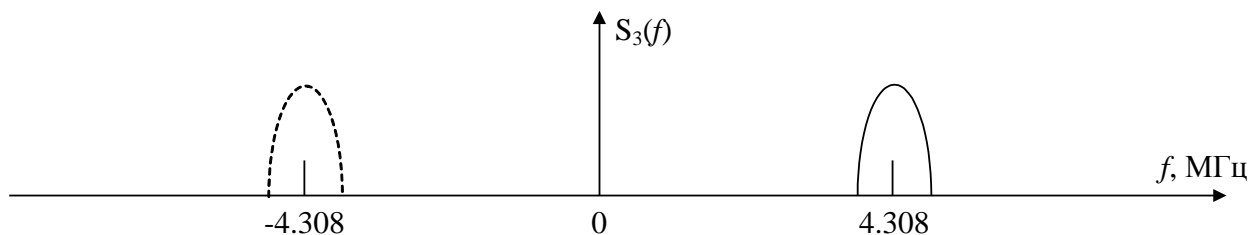


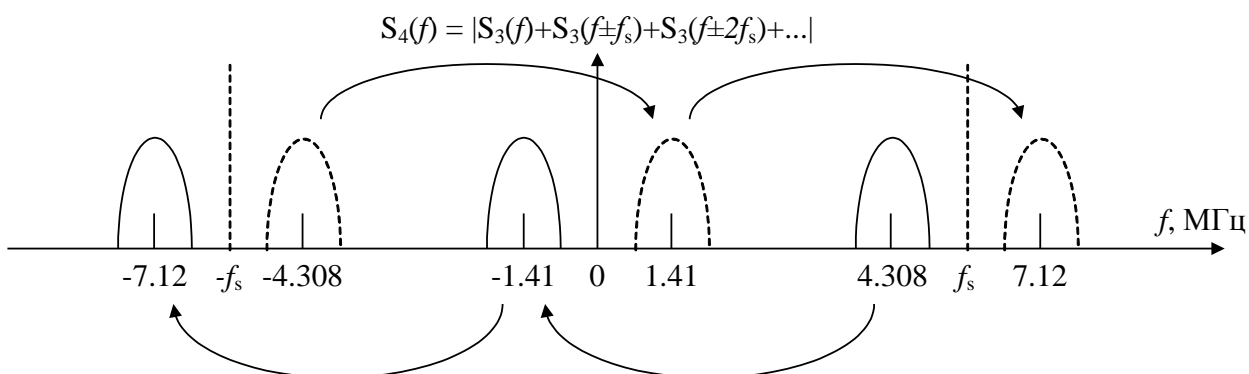
Рисунок 2.9 – Частотный план СБИС GP2015

функции *sinc*. На третьей стадии преобразования сигнал НКА переносится на ПЧ, равную $f_{L1} - f_1 - f_2 - f_3 = 4,308$ МГц. АЦП, тактируемое частотой f_s , преобразует этот сигнал в цифровую форму. Так как при дискретизации сигнала по времени его спектр становится периодическим, можно считать, что аналоговый сигнал на ПЧ, равной 4,308 МГц, преобразуется в цифровой сигнал на частоте $f_{L1} - f_1 - f_2 - f_3 - f_s$, которая примерно равна –

1,41 МГц для $f_s = 5,71$ МГц и $-2,36$ МГц для $f_s = 6,67$ МГц. Это преобразование поясняется на Рисунке 2.10 для случая $f_s = 5,71$ МГц.



а) Спектр сигнала после третьей стадии преобразования частоты



б) Спектр сигнала на выходе РЧ блока

Рисунок 2.10 – Преобразование спектра при дискретизации сигнала по времени

Отрицательный знак ПЧ цифрового сигнала на выходе РЧ блока означает, что в процессе дискретизации происходит инверсия фазы входного сигнала. В отличие от трех аналоговых стадий преобразования сигнала, в которых опорная частота ниже входной, на четвертой стадии опорная частота, равная f_s , выше ПЧ. В результате положительное приращение фазы входного сигнала НКА, вызванное доплеровским смещением частоты, преобразуется в отрицательное на ПЧ. Этот эффект необходимо учитывать при реализации системы ФАПЧ.

2.4.2 Цифровой преобразователь частоты

Цифровой сигнал на выходе РЧ блока имеет периодический спектр с полосой 2 МГц и центральной частотой $4,309 + kf_s$ МГц [36], где $k \in Z$, f_s – частота дискретизации. ЦПЧ предназначен для преобразования этих отсчетов в квадратурные на нулевой ПЧ, упаковки их в 32-х разрядные слова и буферизации слов для дальнейшей обработки в ЦП. Квадратурные отсчеты вещественного сигнала могут быть получены с помощью двух фазовых детекторов, каждый из которых состоит из перемножителя и фильтра нижних частот (ФНЧ). Существует и более простой способ получения квадратурных отсчетов. Для этого f_s выбирается таким образом, чтобы на выходе АЦП получались цифровые отсчеты со сдвигом во времени на четверть периода центральной частоты. Отделяя четные от нечетных и инвертируя знак

каждого второго четного и нечетного отсчета, получим квадратурные отсчеты сигнала на нулевой ПЧ. Для формирования квадратурных отсчетов в рассматриваемой реализации БАСН используется первый способ с тем, чтобы обеспечить возможность более гибкого выбора f_s . На Рисунке 2.11 представлена схема ЦПЧ, включающего в себя следующие функциональные компоненты:

- 1) цифровой синтезатор частоты;
- 2) комплексный смеситель;
- 3) блок упаковки и буферизации.

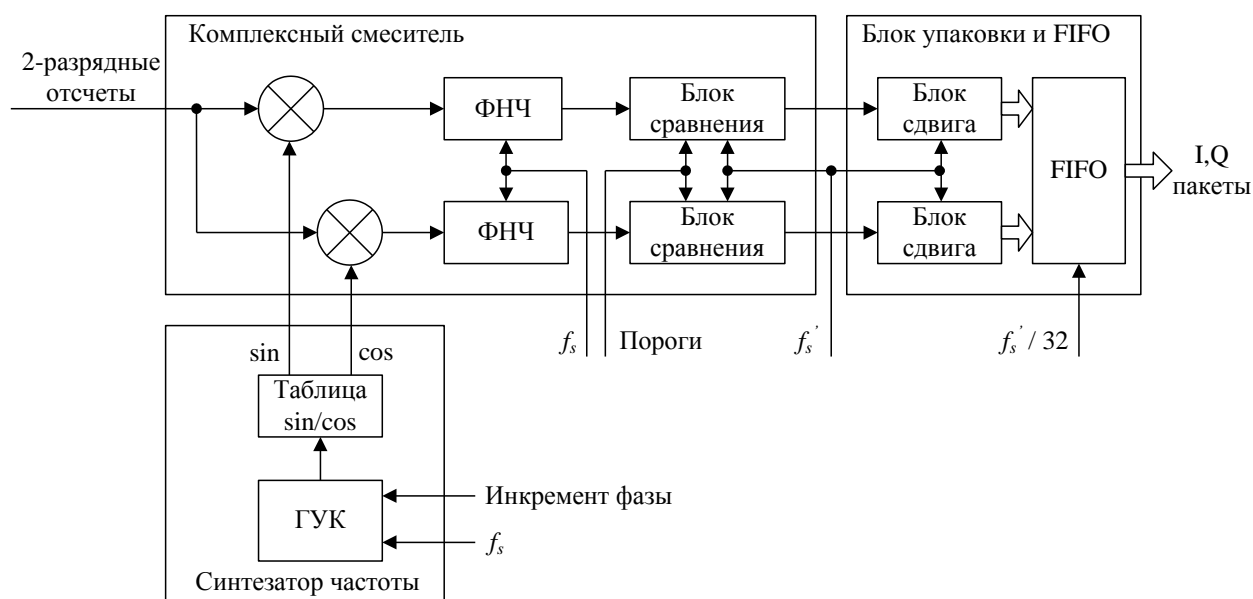


Рисунок 2.11 – Схема ЦПЧ

Синтезатор частоты формирует квадратурные отсчеты опорной частоты, равной 1,41 МГц для $f_s = \frac{40}{7} \approx 5,71$ МГц или 2,36 МГц для $f_s = \frac{40}{6} \approx 6,67$ МГц, которые перемножаются в комплексном смесителе с отсчетами ПЧ, полученными на выходе РЧ блока. Формирование квадратурных отсчетов осуществляется с использованием предвычисленных значений синуса и косинуса, приведенных в Таблице 2.3. Отсчеты опорной частоты представлены 2-мя разрядами, так как дальнейшее увеличение разрядности приводит лишь к незначительному (около 0,2 дБ) уменьшению энергетических потерь, вызванных квантованием, при усложнении аппаратной части из-за ограниченных возможностей используемой ПЛИС. Разрядность представления квадратурных отсчетов n определяет шаг по фазе при формировании таблицы, равный $2^{-(n+1)}$. В Таблице 2.4 приведено двоичное представление квадратурных отсчетов на выходе синтезатора частоты.

Таблица 2.3 – Предвычисленные значения синуса и косинуса на интервале $[0, 2\pi]$

Фаза, циклы	0	1/8	2/8	3/8	4/8	5/8	6/8	7/8
Синус	1	2	2	1	-1	-2	-2	-1
Косинус	2	1	-1	-2	-2	-1	1	2

Таблица 2.4 – Представление квадратурных отсчетов опорной частоты

Значение отсчета	Кодирование квадратурного отсчета	
	знак	амплитуда
-2	1	1
-1	1	0
+1	0	0
+2	0	1

Разрядность накапливающего сумматора генератора, управляемого кодом (ГУК), синтезатора частоты равна 13 и позволяет формировать сетку опорных частот в диапазоне от 0 до $f_s/2$ с шагом $f_s/2^{13}$.

В каждом квадратурном канале результаты перемножения отсчетов поступают на вход ФНЧ, являющегося фильтром 6-го порядка для $f_s = 5,71$ МГц и 30-го порядка для $f_s = 6,67$ МГц. Синтез ФНЧ осуществлялся средствами MATLAB (FDATool) в классе фильтров с конечной импульсной характеристикой, имеющих равноволновую амплитудно-частотной характеристику (АЧХ) и коэффициенты с фиксированной точкой. В Таблице 2.5 приведены исходные данные для синтеза фильтров. Соответствующие АЧХ фильтров представлены на Рисунках 2.12 и 2.13.

Таблица 2.5 – Параметры АЧХ фильтров комплексного смесителя

Параметр	f_s , МГц	
	40/7	40/6
Нормированная частота среза полосы пропускания	0,179	0,142
Неравномерность в полосе пропускания, дБ	3	3
Нормированная частота среза полосы подавления	0,313	0,15
Допустимый уровень боковых лепестков в полосе подавления, дБ	≤ -15	≤ -15

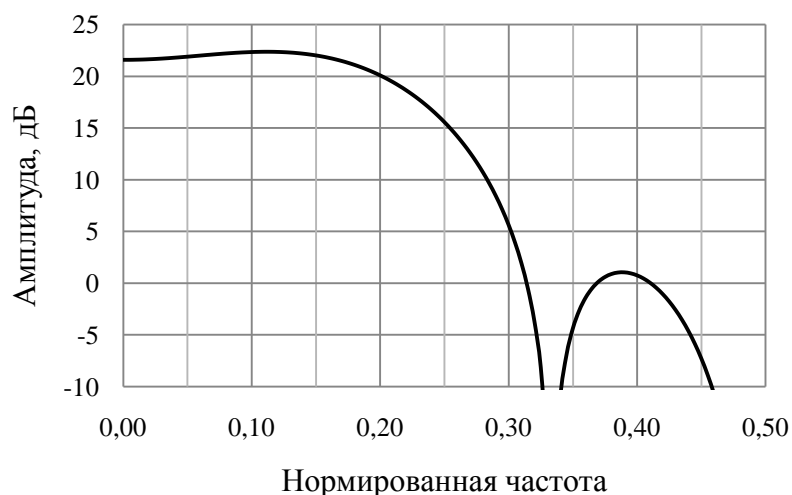


Рисунок 2.12 – Амплитудно-частотная характеристика ФНЧ для $f_s = 5,71$ МГц

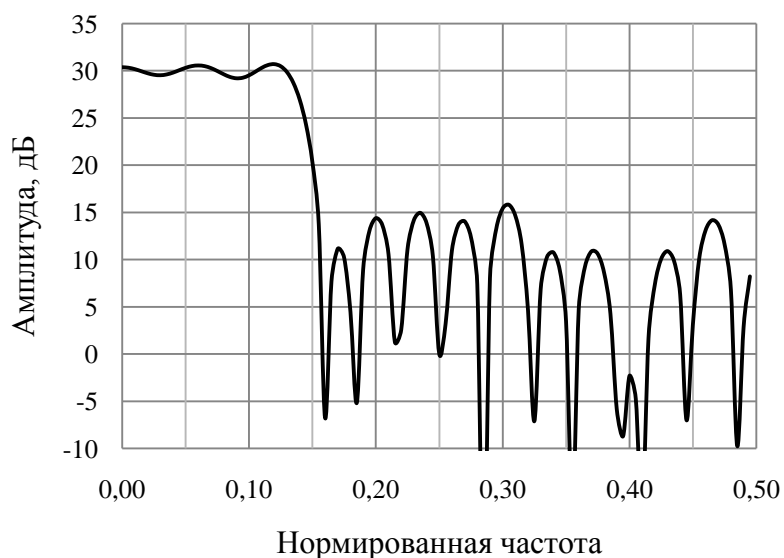


Рисунок 2.13 – Амплитудно-частотная характеристика ФНЧ для $f_s = 6,67$ МГц

Коэффициенты синтезированных фильтров равны $\{-1, 0, 4, 6, 4, 0, -1\}$ для ФНЧ 6-го порядка и $\{2, 0, -1, -1, 0, 0, 1, 1, 0, -1, -2, -1, 1, 5, 8, 9, 8, 5, 1, -1, -2, -1, 0, 1, 1, 0, 0, -1, -1, 0, 2\}$ для ФНЧ 30-го порядка. Результаты фильтрации подвергаются целочисленной децимации – с выхода ФНЧ в блок сравнения поступает каждый второй отсчет для $f_s = 5,71$ МГц и каждый третий отсчет для $f_s = 6,67$ МГц.

В блоках сравнения осуществляется кодирование квадратурных отсчетов в соответствии с Таблицей 2.6. При этом порог выбирается таким образом, что на выходе блока сравнения отсчеты принимают максимальное значение амплитуды 30% времени. Ниже приведена методика расчета порогов для рассматриваемых значений f_s .

Таблица 2.6 – Кодирование отсчетов на выходе блока сравнения

Знак	Амплитуда	Старший разряд	Младший разряд
+	\geq порог	0	1
+	$<$ порог	0	0
–	$<$ порог	1	0
–	\geq порог	1	1

Пусть $\{s_i\}$ и $\{r_j\}$ – последовательности отсчетов ПЧ на выходе РЧ блока и опорной частоты на выходе синтезатора частоты, имеющих плотности распределения вероятности $\{p_i\}$ и $\{q_j\}$ соответственно. Считаем, что в пределах периода отсчеты опорной частоты распределены равномерно, а отсчеты ПЧ имеют распределение, заданное Таблицей 2.2. Результат их произведения есть последовательность $\{u_{ij}\}$ с плотностью распределения вероятности $\{p_i q_j\}$. Произведение имеет нулевое математическое ожидание, так как $E\{s_i\} = 0$ и $E\{r_j\} = 0$. Следовательно, дисперсия отсчетов на выходе смесителя в каждом квадратурном канале определяется выражением: $\sigma^2 = \sum_{i,j} u_{ij}^2 p_i q_j = \sum_i s_i^2 p_i \sum_j r_j^2 q_j$. Так как отсчеты опорной частоты распределены равномерно, то в соответствии с Таблицей 2.3 получим $\sum_j r_j^2 q_j = \frac{1}{8}(1 + 4 + 4 + 1 + 1 + 4 + 4 + 1) = 2,5$. Откуда следует, что дисперсия отсчетов на входе ФНЧ равна: $\sigma^2 = ((-3)^2 \cdot 0,15 + (-1)^2 \cdot 0,35 + 1^2 \cdot 0,35 + 3^2 \cdot 0,15) \cdot 2,5 = 8,5$.

Дисперсия отсчетов на выходе ФНЧ с коэффициентами $\{a_i\}$ определяется соотношением:

$\sigma_{LPF}^2 = D\{\sum_{i=1}^N a_i s_i\} = \sum_{i=1}^N a_i^2 D\{s_i\} + 2 \sum_{i<j} a_i a_j \sqrt{D\{s_i\}D\{s_j\}} \rho_{ij}$, где $D\{s_i\}$ – дисперсия s_i , ρ_{ij} – коэффициент корреляции отсчетов s_i и s_j на входе ФНЧ. Последовательность $\{s_i\}$ представляет собой стационарный случайный процесс с дисперсией σ^2 . Следовательно, $\sigma_{LPF}^2 = \sigma^2 \{\sum_{i=1}^N a_i^2 + 2 \sum_{i<j} a_i a_j \rho_{ij}\}$. Автокорреляционная функция (АКФ) отсчетов $\{s_i\}$ определяется полосой фильтра ПАВ РЧ блока, которая по уровню –3 дБ равна $B = 2,5$ МГц [36]. АКФ отсчетов на выходе идеального ФНЧ с полосой B описывается функцией $\rho(n) = \text{sinc}(2BnT)$. При $n \geq \frac{1}{2BT}$ отсчеты s_i и s_{i+n} можно считать некоррелированными. Следовательно, $\sigma_{LPF}^2 = \sigma^2 \sum_{i=1}^N a_i^2$ для $f_s = 2B$. Учитывая, что $n \geq 1,14$ для $f_s = 5,71$ МГц и $n \geq 1,33$ для $f_s = 6,67$ МГц дисперсия отсчетов на выходе ФНЧ определяется соотношением: $\sigma_{LPF}^2 = \sigma^2 \{\sum_{i=1}^N a_i^2 + 2\rho \sum_{i=1}^{N-1} a_i a_{i+1}\}$, где $\rho = \begin{cases} 0,14, & f_s = 5,71 \text{ МГц} \\ 0,30, & f_s = 6,67 \text{ МГц} \end{cases}$ – коэффициент корреляции между соседними отсчетами. Подставив в выражение для дисперсии значения коэффициентов фильтра, получим $\sigma_{LPF}^2 = \begin{cases} 26,63^2, & f_s = 5,71 \text{ МГц} \\ 60,84^2, & f_s = 6,67 \text{ МГц} \end{cases}$. Считая, что отсчеты на выходе ФНЧ имеют

нормальное распределение, порог может быть определен следующим образом $R = [1,03\sigma_{LPF}]$, где $[x]$ – целая часть x . Таким образом, в диапазон $[-R \dots R]$ попадает 70% отсчетов с выхода блока сравнения, оптимальное для 2-х разрядного квантования.

2.4.3 Организация взаимодействия функциональных блоков в БАСН

Классическая архитектура приемника с программным МКК включает в себя антенну, радиоприемную часть и сигнальный процессор. Радиоприемная часть осуществляет усиление сигналов, поступающих с выхода антенны, предварительную частотную селекцию от помех и преобразование входной смеси сигналов и помех в цифровую форму. С выхода радиоприемной части цифровые коды поступают на вход сигнального процессора, где происходит корреляция входного и опорного сигналов, измерение РНП, декодирование навигационных данных и вычисление вектора состояния объекта. Традиционно в приемниках с программным МКК число каналов коррелятора фиксировано и ограничено производительностью сигнального процессора. Однако загрузка процессора в разных режимах функционирования приемника не одинаковая – в режиме поиска сигналов загрузка максимальная, тогда как в режиме слежения образуется некоторый запас вычислительных ресурсов, который может быть использован для обработки сигнала следующего НКА. Такая возможность существенна для вычислительных платформ с низкопроизводительным ЦП, не позволяющим организовать достаточное число каналов МКК. В этом разделе представлена архитектура приемника спутниковой навигации с динамически изменяемым числом каналов МКК [3, 8]. Количество каналов коррелятора в таком приемнике определяется текущей загрузкой сигнального процессора.

Архитектура приемника, реализующего двухэтапную обработку сигнала, изображена на Рисунке 2.14. В отличие от классического подхода в предлагаемой архитектуре добавлены два новых блока – измеритель загрузки процессора и блок управления коррелятором, позволяющие динамически изменять число каналов коррелятора в зависимости от режима функционирования приемника и условий приема сигналов НКА. В МКК осуществляется формирование отсчетов опорного сигнала, свертка этих отсчетов с отсчетами входного сигнала, а также интегрирование результата свертки для получения первичных квадратурных накоплений I и Q . В измерителе РНП эти накопления используются для оценки текущей фазы кода и фазы несущей частоты, а также измерения отношения C/N_0 в каждом канале. На основании этих оценок производятся измерения псевдодальности и псевдоскорости. Кроме того, в измерителе РНП осуществляется демодуляция информационных символов. В измерителе ВС на основании измерений псевдодальности и псевдоскорости, полученных в разных каналах, вычисляются пространственные координаты, составляющие вектора скорости и поправка к шкале времени потребителя. На основании альманаха системы, передаваемого в навигационном сообщении, и

ВС потребителя вычисляется набор НКА, находящихся в зоне радиовидимости АП. Решение об изменении числа каналов МКК и формировании списка назначенных НКА осуществляется в блоке назначения на каналы на основании данных о наборе «видимых» НКА, статусе канала (поиск/захват/слежение) и времени интегрирования для каждого из каналов. Измеритель загрузки вычисляет оценку среднего значения интервала времени, затрачиваемого сигнальным процессором на выполнение всех задач (включая фоновые), за фиксированный интервал времени, например, за одну секунду. Данный блок включает в себя следующие процедуры:

- 1) измерение максимального свободного ресурса сигнального процессора за фиксированный интервал времени;
- 2) измерение текущего значения свободного ресурса при выполнении процессором всех задач на фиксированном интервале времени;
- 3) вычисление усредненной оценки загрузки сигнального процессора.

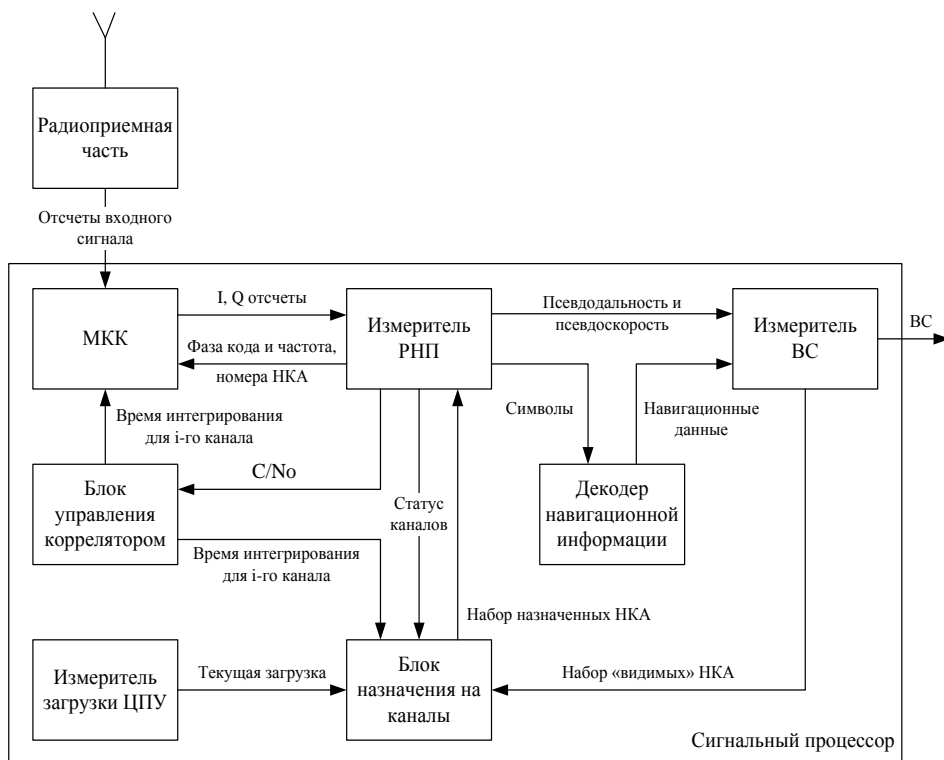


Рисунок 2.14 – Архитектура приемника спутниковой навигации с динамически изменяемым числом каналов МКК

Первая процедура выполняется однократно на этапе инициализации сигнального процессора. Измерение текущей загрузки процессора осуществляется на уровне фоновых задач. Полученная оценка загрузки используется в блоке назначения на каналы для вычисления числа резервных каналов коррелятора. В блоке управления коррелятором по измеренному отношению

сигнал/шум вычисляется время интегрирования для каждого из каналов коррелятора, которое используется в МКК для вычисления свертки.

2.5 Оценка производительности процессора, необходимой для реализации коррелятора

В данном разделе приведена методика оценки производительности ЦП, необходимой для реализации МКК, которая использовалась на этапе проектирования АП MosaicGNSS. В качестве ЦП космического базирования рассматривались два процессора, изготавливаемых компанией Atmel (Temic) – ERC32 [60] и TSC21020F [59]. Первый из них представляет собой радиационно-стойкую версию процессора LEON, а второй является процессором ADSP21020 компании Analog Devices в стойком к радиации исполнении. В 2006 году компания Atmel объявила о создании более производительного ЦП AT697F [25], к оценке производительности которого описанная ниже методика также применима.

На практике приходится принимать решение о целесообразности использования того или иного ЦП не имея доступа к образцам ЦП и не имея возможности провести натурные эксперименты. Такая ситуация может быть вызвана высокой стоимостью ЦП, большими сроками поставки, особенностями контракта и др. В этих условиях можно воспользоваться доступным эталонным ЦП, а затем пересчитать полученную оценку производительности для целевого ЦП. Для оценивания производительности ERC32 и TSC21020, образцы которых были недоступны на этапе проектирования, использовался процессор TMS320C31 компании Texas Instruments. Методика оценки включает четыре этапа:

- 1) оценка производительности TMS320C31 на тестовой программе;
- 2) оценка удельного веса операций, выполняемых тестовой программой, в общей загрузке процессора;
- 3) сравнительный анализ TMS320C31, ERC32 и TSC21020F;
- 4) пересчет оценок, полученных на TMS320C31 для ERC32 и TSC21020F.

На первом этапе была разработана тестовая программа для TMS320C31, выполняющая следующие операции:

- чтение циклического буфера квадратурных отсчетов;
- вычисление отсчетов опорной ПСП;
- перемножение квадратурных отсчетов с опорной ПСП и последующая фильтрация результатов ФНЧ с полосой пропускания 60 кГц;
- вычисление отсчетов опорного сигнала несущей частоты;
- перемножение отсчетов опорного сигнала несущей частоты с выходом предыдущей операции и последующая фильтрация результатов ФНЧ с полосой пропускания 1кГц.

В тестовой программе реализован только один канал корреляции, настроенный на сигнал одного НКА. Тестирование проводилось для одноразрядного и двухразрядного квантования входных отсчетов. Результаты тестирования для TMS320C31 приведены в Таблице 2.7, из которой видно, что один канал коррелятора может быть надежно реализован только для одноразрядного представления входных данных.

Таблица 2.7 – Вычислительный ресурс TMS320C31, потребляемый одним каналом программного МКК

Разрядность квантования входных отсчетов	Загрузка ЦП, %
1	65
2	95

В приемнике с программным МКК собственно программный коррелятор является самым большим, но не единственным потребителем производительности процессора. В классическом приемнике корреляция выполняется аппаратно, а программно реализуются алгоритмы первичной и вторичной обработки сигналов, операционной системы, функции обмена и т.п. Следовательно, для того, чтобы получить более точную оценку загрузки ЦП при программной реализации МКК, необходимо учесть загрузку ЦП, вызываемую остальной программно реализованной функциональностью. Для этого было использовано ПО приемника ASN-22 [34], использующего аппаратный МКК компании Zarlink Semiconductor (GEC Plessey) GP2021 и ЦП TMS320C31, и была произведена оценка того, какую загрузку процессора вызывает обработка данных одного канала корреляции. Как видно из Таблицы 2.8, один канал при аппаратной реализации коррелятора занимает 17% производительности TMS320C31.

Таблица 2.8 – Вычислительный ресурс TMS320C31, потребляемый задачами обработки канальных данных аппаратного МКК

Программный модуль	Загрузка, %	Комментарий
Операционная система	8	Включает в себя обмен данными
Первичная обработка сигналов	2	От выхода аппаратного коррелятора до производства «сырых» измерений и кадров навигационного сообщения
Вторичная обработка сигналов	7	12 каналов
Итого	17	

Суммируя данные Таблиц 2.7 и 2.8, получим оценку загрузки TMS320C31 при реализации одноканального приемника с программным коррелятором для разных разрядностей входных отсчетов, приведенную в Таблице 2.9.

Таблица 2.9 – Вычислительный ресурс TMS320C31, потребляемый одним каналом программного МКК с учетом задач обработки канальных данных

Разрядность квантования входных отсчетов	Загрузка ЦП, %
1	82
2	112

Результаты сравнительного анализа TMS320C31, ERC32 и TSC21020F приведены в Таблице 2.10. Коэффициент в последней строке таблицы соответствует производительности ЦП относительно TMS320C31. Очевидно, что этот коэффициент зависит от структуры программы, которая используется для оценки производительности. Если исходный код такой программы содержит только команды типа «регистр-регистр», то коэффициент будет определяться отношением тактовых частот. Увеличение быстродействия процессора дает использование параллельных команд, переключения контекста и встроенной поддержки циклических буферов. Однако доля этих команд в структуре ПО приемника невелика. Поэтому эти возможности процессора не учитывались при сравнении. Существенным фактором, влияющим на быстродействие, является наличие отдельных шин данных и команд, что позволяет за один цикл работы процессора осуществить выборку команды, а также операндов из памяти данных и памяти команд. В зависимости от доли команд типа «регистр-память» в структуре тестовой программы благодаря отдельным шинам можно достичь двукратного увеличения быстродействия по сравнению с архитектурой на основе объединенной шины. В качестве тестовой программы для оценки производительности использовалась процедура вычисления корреляции, в которой доля команд типа «регистр-память» составляет примерно 60%. Поэтому для TSC21020, кроме соотношения тактовых частот, учтен множитель 1,6, обусловленный наличием отдельных шин данных и команд в этом процессоре.

Таблица 2.10 – Сравнительные характеристики TMS320C31, ERC32 и TSC21020F

Параметр	Процессор		
	TMS320C31	ERC32	TSC21020F
Тактовая частота, МГц	16	10	20
Количество инструкций	113	64	22
Количество условных команд и кодов завершения	20	48	32

Продолжение таблицы 2.10

Параметр	Процессор		
	TMS320C31	ERC32	TSC21020F
Длина инструкций, бит	32	32	48
40 разрядная арифметика с плавающей точкой	Есть	Есть	Есть
Переключение контекста	Нет	Есть	Есть
Конвейер	Есть	Есть	Есть
Параллельные операции	Есть	Нет	Есть
Кэш инструкций	Есть	Нет	Есть
Поддержка циклических буферов	Есть	Нет	Есть
Перемножитель	Есть	Нет	Есть
Раздельные шины данных и команд	Нет	Нет	Есть
Коэффициент	1,0	0,6	2,0

Окончательные результаты, с учетом полученных коэффициентов, приведены в Таблице 2.11, из которой следует, что одноканальный приемник с программным коррелятором невозможно реализовать на ERC32, а на TSC21020F такая реализация возможна как для одноразрядного, так и для двухразрядного квантования входного сигнала. Более того, на TSC21020F возможна реализация двух параллельных каналов корреляции.

Таблица 2.11 – Вычислительный ресурс ERC32 и TSC21020F, потребляемый одним каналом программного МКК с учетом задач обработки канальных данных

Разрядность квантования входных отсчетов	Загрузка ЦП, %	
	ERC32	TSC21020F
1	136	41
2	186	56

В [54] приводится оценка производительности ЦП, необходимой для слежения за параметрами сигнала одного НКА при программной реализации коррелятора и получено соотношение, связывающее производительность ЦП, выраженную в MIPS, с частотой модулирующей ПСП: $MIPS = 3,5 + 2,2f_c$, где f_c – тактовая частота ПСП, МГц. Это соотношение получено эмпирически и подтверждено моделированием. Для $f_c = 1$ МГц производительность ЦП, необходимая для слежения за параметрами сигнала одного НКА, составляет 5,7 MIPS. Следовательно, TSC21020F с производительностью 20 MIPS позволяет обработать сигналы не более трех НКА. На практике требуется решать и другие задачи первичной и вторичной обработки сигналов, вычислительные ресурсы потребляются также

операционной системой, интерфейсами и другими задачами. Поэтому максимальное число каналов слежения не будет превышать двух. Таким образом, оценка с использованием эмпирического соотношения совпадает с полученной выше.

Для определения ВС потребителя по одномоментным измерениям необходимо наличие измерений минимум от четырех НКА, в то время как программный МКК, реализуемый с использованием известных методов на ЦП космического базирования, имеющих низкую производительность, не обеспечивает число каналов более двух.

2.6 Выводы по разделу 2

1. Проанализированы возможные подходы к проектированию навигационных приемников GPS/ГЛОНАСС. Отмечено, что жесткие требования к радиационной стойкости элементов аппаратуры космического базирования ограничивают выбор элементной базы при проектировании БАСН. Отсутствие на рынке радиационно-стойких МКК и низкая производительность ЦП, пригодных для космического использования, обуславливают выбор архитектуры БАСН с программным МКК. Часть функций ЦОС, такие как квадратурное преобразование ПЧ и децимация исходной частоты дискретизации, целесообразно реализовать на основе ПЛИС. При этом основные функции ЦОС, включая формирование отсчетов опорных сигналов и вычисление свертки, реализуются программно.
2. Рассмотрены основные методы реализации программного МКК, позволяющие в разы уменьшить число операций, необходимых для вычисления свертки и снизить, таким образом, требования к производительности ЦП. Показано, что использование SIMD команд, битовых логических операций, а также пакетной обработки отсчетов ПЧ позволяет осуществлять ЦОС под управлением ЦП с темпом поступления отсчетов.
3. Предложена архитектура БАСН с программным МКК, предназначенной для навигации КА с использованием сигналов GPS L1 диапазона. На примере АП MosaicGNSS рассмотрены детали реализации основных функциональных блоков БАСН. РЧ блок БАСН реализован на базе СБИС GP2015, выпускаемой компанией Zarlink Semiconductor (GEC Plessey). Основные функции ЦОС в БАСН, включая функции МКК, осуществляются под управлением ЦП TSC21020F с тактовой частотой 20 МГц, являющегося радиационно-стойкой версией ADSP21020. Блок ЦОС включает также ЦПЧ, выполненный на основе ПЛИС и реализующий квадратурное преобразование ПЧ, децимацию частоты дискретизации и упаковку квадратурных отсчетов. Приведены детали реализации ЦПЧ. Энергетические

потери на входе МКК, связанные с использованием GP2015 и квантованием квадратурных отсчетов составляют около 6 дБ.

4. Приведена эмпирическая оценка производительности ЦП, необходимой для программной реализации одного канала слежения за сигналами НКА. Оценка получена с использованием ЦП TMS320C31 и тестовой программы, реализующей функции МКК. Полученная оценка пересчитана для целевых ЦП ERC32 и TSC21020F, предполагаемых для использования в БАСН. Показано, что для известных методов программной реализации МКК при одноразрядном квантовании входного сигнала производительности ERC32 недостаточно для реализации даже одного канала слежения, а TSC21020F позволяет реализовать не более 2-х параллельных каналов.

3. Программный коррелятор с переменным временем интегрирования

3.1 Архитектура программного коррелятора

На Рисунке 3.1 представлена структурная схема программного МКК, который можно рассматривать как многоканальное устройство, на вход каждого из каналов которого поступают отсчеты сигнала после квадратурного преобразования, а на выходе получают синфазная (I) и квадратурная (Q) компоненты свертки опорного сигнала с входным. В программном МКК различают операции, исполняемые с высоким и низким темпом. С высоким темпом исполняются операции, необходимые для получения демодулированного сигнала, а именно, формирование отсчетов опорной ПСП и их свертка с входными отсчетами. К операциям, исполняемым с низким темпом, относится формирование отсчетов несущей частоты и их свертка с отсчетами демодулированного сигнала. Для формирования отсчетов опорных сигналов используются оценки фазы кода ПСП и несущей частоты, подаваемые на входы генераторов кода и несущей соответственно.

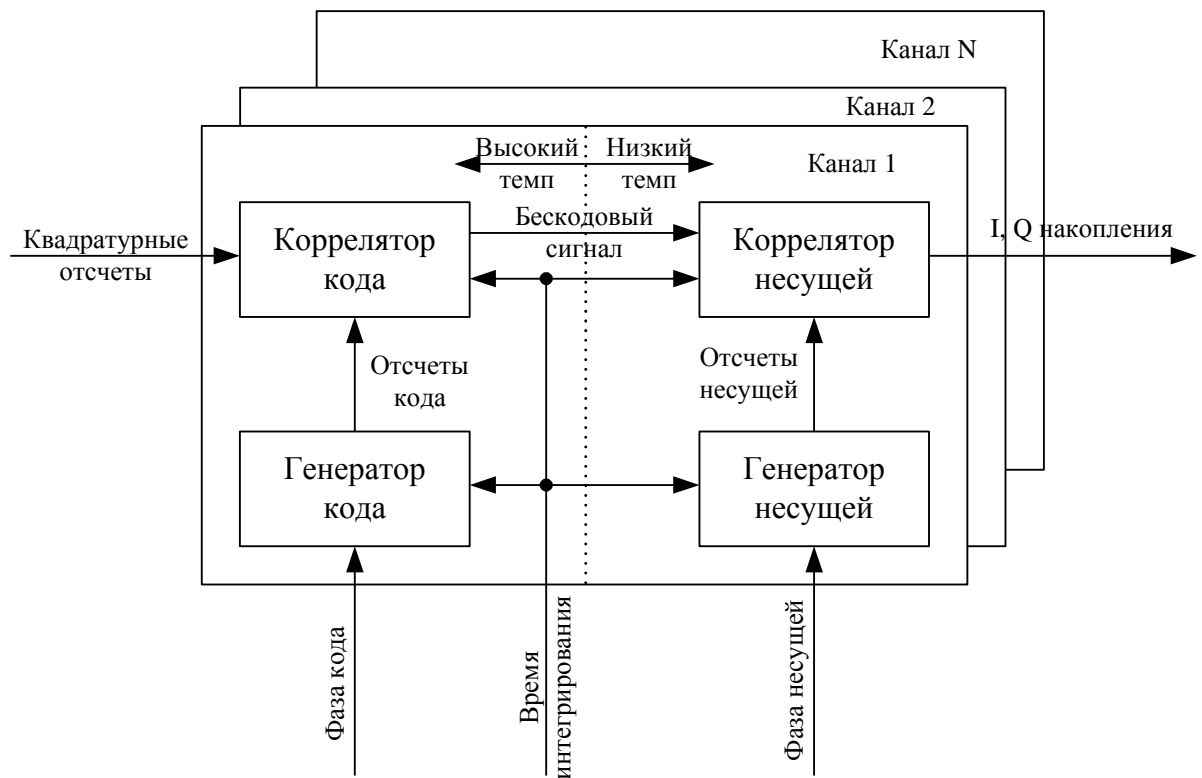


Рисунок 3.1 – Структурная схема программного МКК

Схема канала программного МКК изображена на Рисунке 3.2. Одноразрядные квадратурные отсчеты сигнала поступают на вход МКК с частотой $f_s/2$. Эти отсчеты в корреляторе кода перемножаются с опорной кодовой последовательностью (блок XOR), а

результат интегрируется. Благодаря упаковке входных отсчетов в 32-разрядные слова за один такт работы ЦП осуществляется перемножение 32-х последовательных отсчетов. Накопление результатов свертки входных отсчетов с опорной ПСП осуществляется в интеграторе, полоса пропускания которого согласована с частотным диапазоном, содержащим возможные значения смещения частоты, вызванного доплеровским эффектом и уходом частоты ОГ. Как было показано в разделе 1.4, для БАСН этот диапазон не превышает ± 50 кГц. Выходы интеграторов коррелятора кода представляют собой отсчеты демодулированного сигнала, которые поступают на вход коррелятора несущей с частотой $f_s/32$. Коррелятор несущей состоит из комплексного смесителя демодулированного и опорного сигналов с последующим за ним интегратором. Таким образом, в корреляторе несущей формируются синфазная (I) и квадратурная (Q) компоненты свертки входного сигнала с опорным, время накопления которых для режима поиска составляет 1 мс (эпоха кода), а для режима слежения зависит от уровня сигнала в канале МКК.

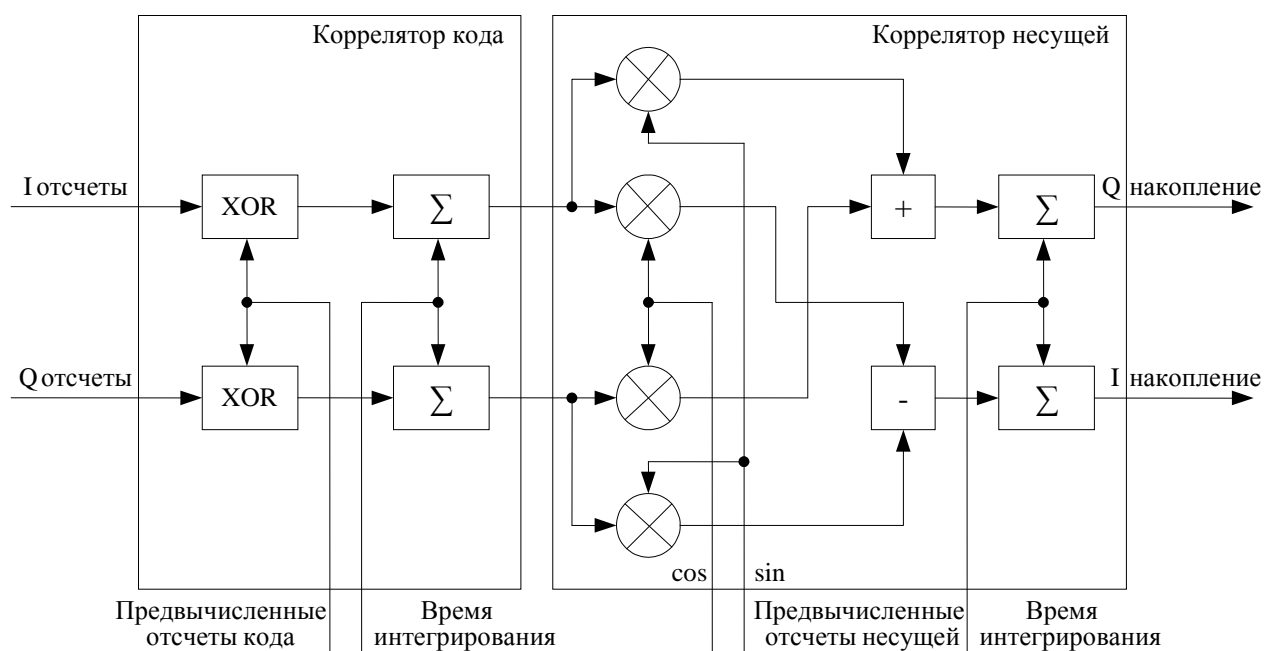


Рисунок 3.2 – Схема канала МКК

3.2 Принцип работы коррелятора с переменным временем интегрирования

При реализации МКК в БАСН использован простой и эффективный метод [29], позволяющий осуществлять одновременно обработку сигналов нескольких НКА за счет избыточной помехоустойчивости при приеме сигналов СРНС. Идея метода состоит в экономии ресурсов ЦП благодаря использованию неполного ансамбля входных отсчетов при обработке сигналов НКА в МКК. При этом освободившиеся ресурсы ЦП могут быть использованы для

обработки сигнала следующего НКА. Похожий метод использовался при проектировании мультиплексных приемников GPS/ГЛОНАСС [1]. Особенностью этих приемников является переключение одного канала коррелятора на прием сигнала каждого следующего НКА через интервалы времени в несколько миллисекунд. Целью мультиплексирования было улучшение эксплуатационных характеристик АП при сохранении возможности работы одновременно по нескольким НКА. Наименьшая допустимая частота переключения канала при мультиплексировании определяется скоростью передачи символов навигационного сообщения и составляет $50n$ Гц, где n – число НКА, сигналы которых обрабатываются одновременно. Следовательно, для обработки сигнала одного НКА в мультиплексном приемнике используется в n раз меньше отсчетов входного сигнала, что позволяет реализовать на основе одного канала коррелятора n «виртуальных» каналов без потери символов навигационного сообщения. При этом энергетические потери в каждом «виртуальном» канале составляют $10 \lg n$ дБ независимо от уровня принимаемого сигнала.

В приемниках с программным МКК этот метод может быть усовершенствован таким образом, чтобы перераспределить потери между каналами МКК в зависимости от уровня принимаемых сигналов. Это означает, что потери в каналах с низким уровнем сигнала могут быть уменьшены за счет тех каналов, в которых имеется некоторый запас помехоустойчивости. Благодаря программной реализации МКК использование входных отсчетов в каждом канале коррелятора может осуществляться порциями с разными длительностью и периодичностью. Допустимое количество пропущенных отсчетов в канале МКК определяется уровнем мощности принимаемого сигнала. Пусть q_i – отношение сигнал/шум (ОСШ) для i -го НКА, а q_0 – минимальное значение ОСШ, начиная с которого допускается использование неполного ансамбля входных отсчетов. Тогда коэффициент использования сигнала i -го НКА, который определяется как отношение количества входных отсчетов, использованных при вычислении свертки на некотором интервале времени T , к общему числу отсчетов на этом интервале, равен $k_i = \begin{cases} 1, & q_i \leq q_0 \\ q_0/q_i, & q_i > q_0 \end{cases}$. Таким образом, потери в i -ом канале МКК при прореживании составят $10 \lg (q_i/q_0)$ дБ, что соответствует превышению ОСШ в этом канале относительно выбранного порогового значения. Следовательно, чем меньше ОСШ в канале МКК, тем меньше величина потерь в этом канале. Для тех каналов, в которых ОСШ меньше чем q_0 , при вычислении свертки используются все входные отсчеты. В отличие от мультиплексного, в приемнике с программным МКК число «виртуальных» каналов является переменным и зависит от условий приема сигналов. На Рисунке 3.3 представлен пример изменения числа «виртуальных» каналов во времени в течение суток для МКС при $q_0 = 39$ дБГц и числе «базовых» каналов корреляции

$N = 2$. Под «базовым» понимается канал корреляции, в котором для вычисления свертки используется полный ансамбль входных отсчетов. Число «виртуальных» каналов в каждый момент времени определяется как наибольшее целое M , для которого выполняется неравенство: $\sum_{i=1}^M k_i \leq N$.

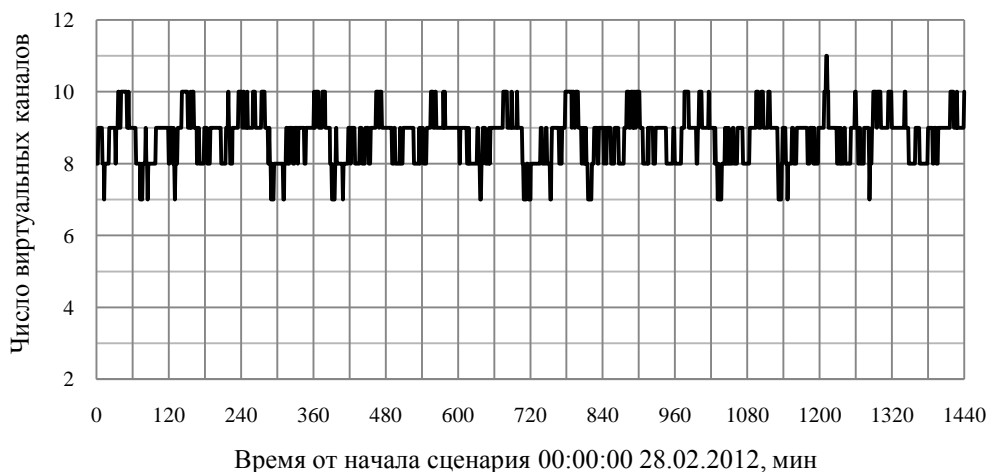


Рисунок 3.3 – Число «виртуальных» каналов для низкоорбитального потребителя (МКС)

Эффективность предложенного метода иллюстрируется Рисунком 3.4, на котором представлена зависимость среднего числа «виртуальных» каналов для низкоорбитального потребителя (МКС) от значения порога q_0 для разного числа «базовых» каналов корреляции N .

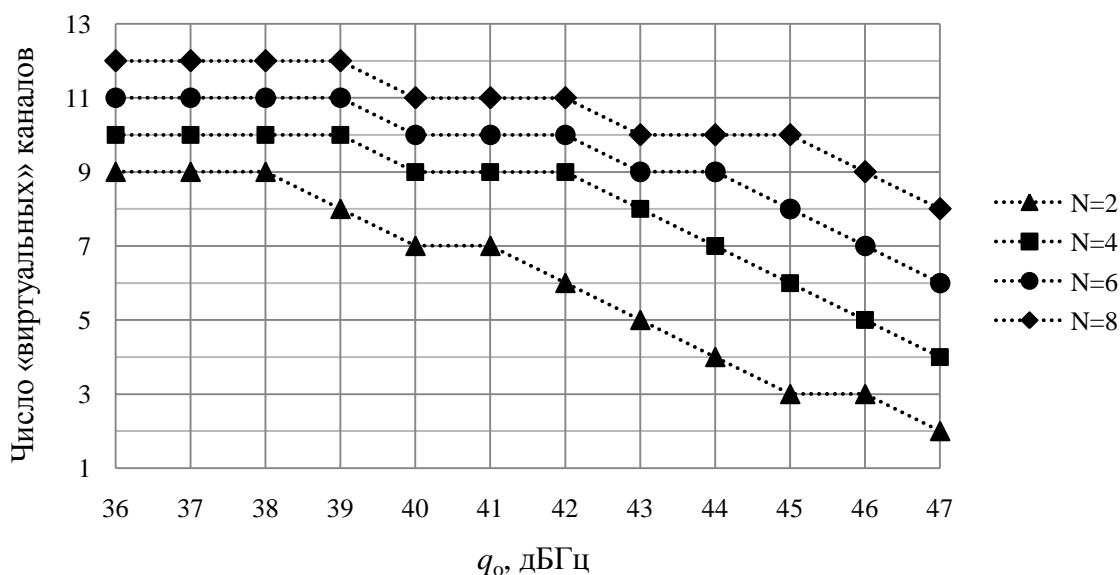


Рисунок 3.4 – Среднее число «виртуальных» каналов для низкоорбитального потребителя

Как видно на графике, максимальная эффективность метода достигается при минимальном значении q_0 . С увеличением порога эффективность метода снижается и при $q_0 \geq 47$ дБГц число

«виртуальных» каналов совпадает с числом «базовых» каналов. Выбор значения q_0 определяется допустимой погрешностью определения вектора состояния потребителя.

Пусть $T_i = k_i T$ – интервал времени, на котором осуществляется вычисление свертки входного сигнала с опорным сигналом i -го НКА. На Рисунке 3.5 представлен пример временной диаграммы работы канала МКК при обработке сигналов n НКА. Заштрихованные области на диаграмме соответствуют порциям входных отсчетов, которые используются для вычисления свертки в i -м «виртуальном» канале. При таком способе использования отсчетов входного сигнала в МКК средняя и максимальная загрузка ЦП, обусловленная вычислением свертки, совпадают и не зависят от длительности интервала времени T . Кроме того, период вычисления свертки для всех НКА одинаков и равен T . Для приема сигналов НКА без потери символов навигационного сообщения период вычисления свертки должен быть меньше длительности информационного символа, т.е. $T < 20$ мс. Более жесткое ограничение на T накладывает темп замыкания петли слежения за фазой несущей частоты, определяемый полосой фильтра петли ФАПЧ. Для динамичных объектов период замыкания ФАПЧ обычно не превосходит 5 мс.

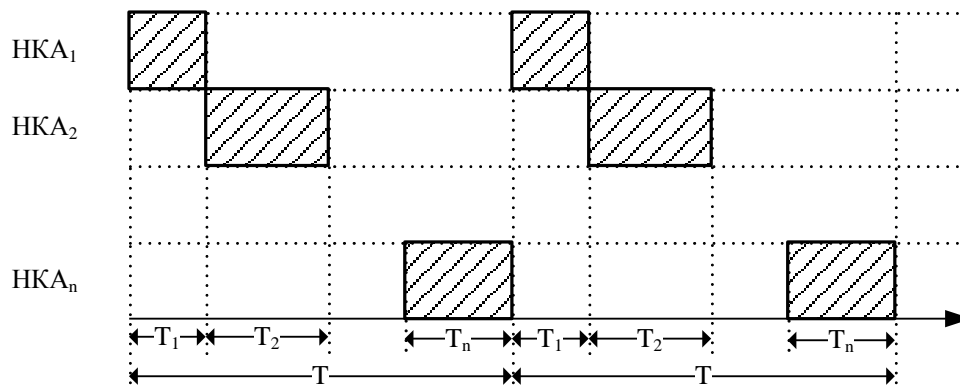


Рисунок 3.5 – Временная диаграмма работы канала МКК при обработке сигналов n НКА

Требование к кратности T_i эпохам кода существенно сужает множество возможных значений коэффициентов k_i из-за ограничений на T . При $T = NT_c$, где T_c – период эпохи кода, коэффициенты k_i могут принимать только N возможных значений, что при небольших значениях N снижает эффективность использования ресурсов ЦП. С другой стороны, при T_i меньших эпохи кода увеличивается влияние внутрисистемных помех на результат корреляции, так как в этом случае для вычисления свертки используется укороченная ПСП. Однако, как показано далее, автокорреляционные свойства квадратурных накоплений на выходе МКК могут быть восстановлены в режиме когерентного слежения за фазой несущей частоты. Поэтому,

целесообразным представляется выбор периода вычисления свертки равного 1 мс, а прореживание отсчетов входного сигнала осуществлять внутри эпохи кода.

3.3 Генератор кода и демодуляция входного сигнала

С целью минимизации загрузки ЦП при формировании отсчетов опорной ПСП используется табличный метод, который заключается в предвычислении значений кода с шагом, заданным частотой $f_s/2$ и последующем использовании этих значений для вычисления корреляции с отсчетами входного сигнала. Отсчеты опорной ПСП вычисляются при нулевом доплеровском смещении частоты для $N = 2^n$ значений начальной фазы кода. Квантование фазы необходимо для того, чтобы обеспечить совпадение фаз входной и опорной ПСП с точностью до единиц метров. Квантование фазы приводит к энергетическим потерям, которые определяются уменьшением величины корреляции опорной и входной ПСП. Если $\delta = T_s/N$ шаг квантования фазы, где $T_s = 2/f_s$ – интервал дискретизации, то максимальная погрешность представления фазы кода равна $\delta/2$, а величина энергетических потерь, вызванных квантованием, определяется соотношением:

$$\eta = -20 \lg R\left(\frac{\delta}{2}\right), \quad (3.1)$$

где $R(\tau)$ – нормированная АКФ ПСП. Максимальные потери наблюдаются для ПСП, имеющих наиболее узкий корреляционный пик. В этом случае корреляционный пик на интервале ± 1 символа ПСП описывается соотношением:

$$R(\tau) = 1 - \left(1 + \frac{65}{1023}\right) \left|\frac{\tau}{\tau_c}\right|, \quad -\tau_c \leq \tau \leq \tau_c \quad (3.2)$$

где τ_c – длительность символа ПСП. Из соотношений (3.1) и (3.2) следует, что:

$$\eta = -20 \lg \left(1 - \left(1 + \frac{65}{1023}\right) \frac{f_c}{N f_s}\right),$$

где $f_c = \frac{1}{\tau_c} = 1,023$ МГц. В Таблице 3.1 приведены результаты расчета энергетических потерь, вызванных квантованием фазы опорной ПСП, для $f_s = 5,71$ МГц.

Таблица 3.1 – Энергетические потери, обусловленные квантованием фазы опорной ПСП

N , разряды	1	2	4	8	16	32
η , дБ	1,84	0,87	0,42	0,21	0,1	0,05

Выбор числа уровней квантования фазы кода опорной ПСП определяется разумным компромиссом между объемом памяти, требуемым для хранения отсчетов ПСП и величиной энергетических потерь, вызванных квантованием фазы.

Дополнительные потери обусловлены использованием нулевого доплеровского смещения частоты при формировании опорной ПСП. Величина этих потерь определяется доплеровским смещением частоты входного сигнала f_d и длительностью интервала корреляции T . Если фазы опорной и входной ПСП в начале интервала корреляции совпадают, то в конце интервала фазы отличаются на величину $\Delta\varphi = \frac{f_c}{f_{L1}} f_d T$, где $f_{L1} = 1575,42$ МГц – номинальное значение несущей частоты L1. Так как $R(\tau) \approx 0$ при $|\tau| > \tau_c$ модуль разности фаз не должен превышать одного символа ПСП. Следовательно, максимальная длительность интервала корреляции при использовании опорной ПСП с нулевым смещением частоты определяется соотношением: $T < \frac{1}{f_c/f_{L1} \times |f_d|}$. При этом условии корреляция опорной и входной ПСП на интервале T определяется соотношением:

$$R(f_d, T) = 1 - \frac{\Delta\tau}{T} \sum_{k=1}^n k \xi_k, \quad (3.3)$$

где $\Delta\tau = \frac{1}{f_c} \left(1 - \frac{1}{1+f_d/f_{L1}}\right)$ – разность длительностей символов входной и опорной ПСП, n – число эпох опорной ПСП на интервале T , $\xi_k = 1$ если на k -ой эпохе произошла перемена знака символа и $\xi_k = 0$ – в противном случае. Соотношение (3.3) поясняется Рисунком 3.6, на котором приведен пример корреляции входной и опорной ПСП при ненулевом доплеровском смещении частоты входного сигнала.

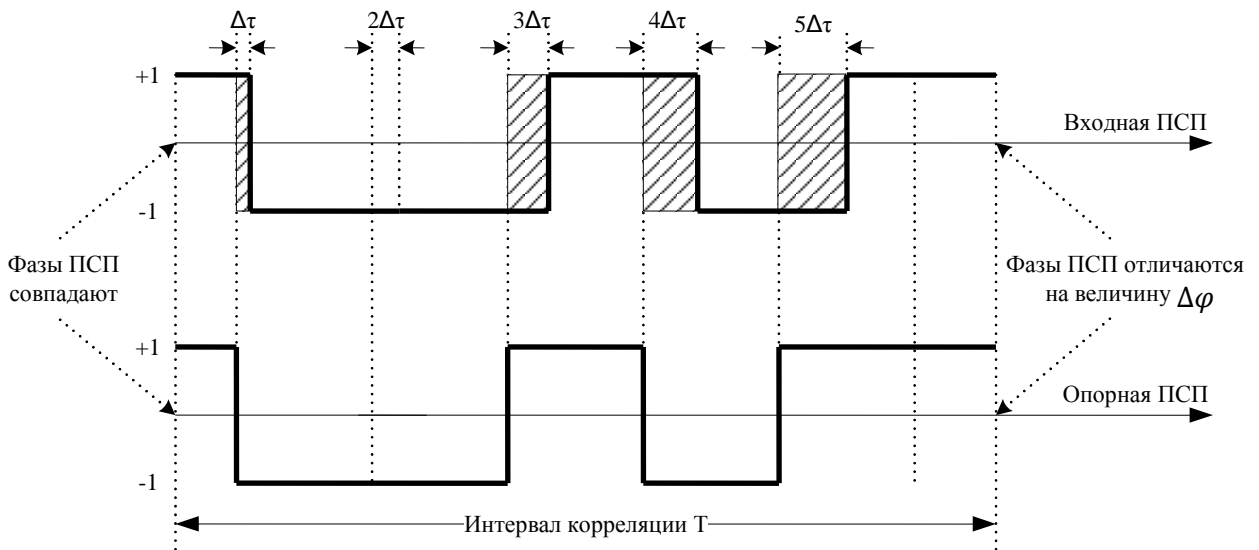


Рисунок 3.6 – Корреляция входной и опорной ПСП при ненулевом доплеровском сдвиге частоты

Оценка сверху энергетических потерь на интервале $T = n\tau_c$ может быть получена следующим образом. Максимальное количество эпох кода на интервале n символов равно $n + 1$. Наибольшие потери получаются, если перемена знака происходит на каждой эпохе. При этом величина потерь определяется соотношением:

$$\eta = -20 \lg \left(1 - \frac{(n+1)}{2} \left(1 - \frac{1}{1+f_d/f_{L1}} \right) \right), \quad (3.4)$$

На Рисунке 3.7 представлены результаты расчета энергетических потерь, полученных в соответствии с (3.4), в зависимости от величины доплеровского смещения частоты и длительности интервала корреляции. Для сравнения на графиках маркерами отмечены результаты, полученные путем моделирования, из которых следует, что соотношение (3.4) достаточно точно описывает функцию потерь. Разница между результатами моделирования и расчетными не превосходит 0,01 дБ.

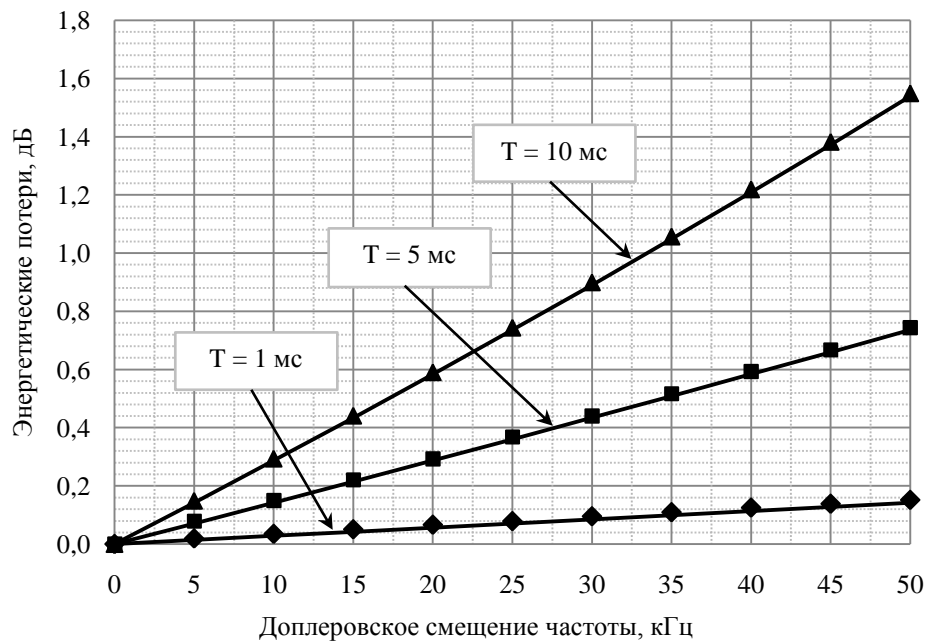


Рисунок 3.7 – Энергетические потери при вычислении свертки в зависимости от доплеровского смещения частоты входного сигнала

Так как к формированию таблицы отсчетов опорной ПСП не предъявляется жестких требований по времени выполнения, то с целью экономии памяти таблица может формироваться для каждого канала МКК отдельно при очередном назначении спутника на канал. Таким образом, размер таблицы будет прямо пропорционален числу каналов МКК. На Рисунке 3.8 приведен пример организации такой таблицы для одного канала МКК при $f_s = 5,71$

МГц. Таблица состоит из N блоков по M 32-х разрядных слов, содержащих одноразрядные отсчеты опорной ПСП для двух последовательных эпох С/А кода. Такая организация таблицы позволяет для заданной фазы кода сформировать 32 отсчета опорной ПСП, используя два обращения к памяти, две операции арифметического сдвига и одну операцию логического сложения. В приведенном примере $N = 180$, $M = 16$. Следовательно, размер таблицы для одного канала МКК составляет 11,25 Кбайт.

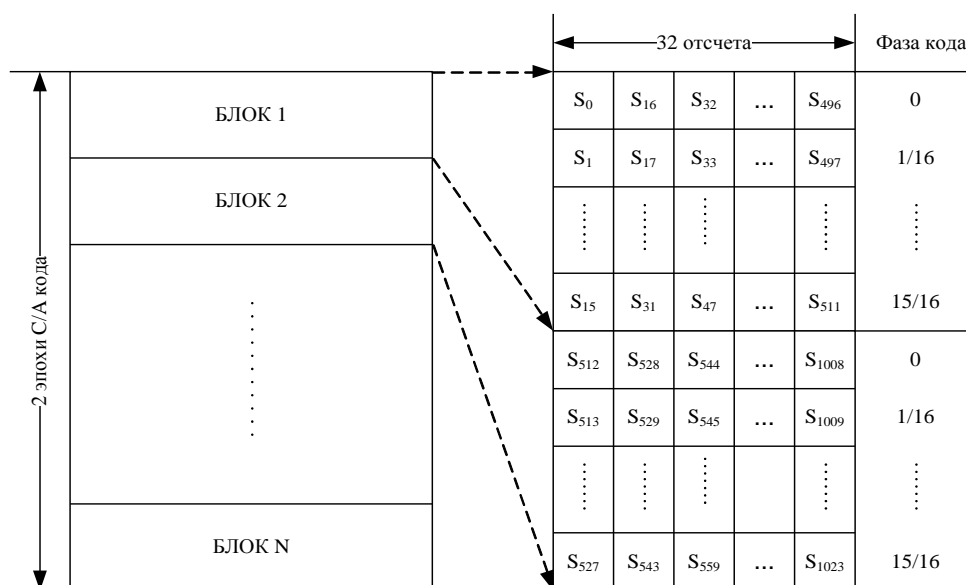


Рисунок 3.8 – Организация таблицы отсчетов опорной ПСП для одного канала МКК

3.4 Генератор несущей и компенсация доплеровского смещения частоты

Табличная реализация генератора несущей, имея очевидные преимущества перед традиционным способом формирования опорной частоты с помощью ГУК, предъявляет жесткие требования к объему памяти, необходимому для хранения отсчетов. Действительно, в этом случае требуется предвычисление комплексных отсчетов для множества частот $\{f_k\}_{k=1}^M$ с нулевой начальной фазой, включающего диапазон изменения доплеровского смещения частоты входного сигнала, на всем интервале корреляции T . При этом шаг по частоте δf определяется длительностью интервала корреляции – чем больше интервал, тем меньше должен быть шаг. Максимальная погрешность представления несущей частоты входного сигнала для такой таблицы равна $\delta f/2$. Ниже приведена оценка минимально допустимого шага δf в зависимости от интервала корреляции.

Пусть $S(k) = e^{i(2\pi f k T_s + \varphi)}$ и $S_r(k) = e^{i2\pi f_r k T_s}$, $k = 0 \dots N-1$ – комплексные отсчеты несущей частоты входного и опорного сигналов соответственно, где φ – фаза несущей частоты входного сигнала на начало интервала корреляции $T = (N-1)T_s$, f – доплеровское смещение частоты. Тогда комплексная свертка входного сигнала с опорным определяется соотношением:

$$R(\Delta f, T) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S(k) S_r^*(k) = \frac{1}{N} e^{i\varphi} \frac{1 - e^{2\pi i \Delta f N T_s}}{1 - e^{2\pi i \Delta f T_s}}, \quad (3.5)$$

где $\Delta f = f - f_r$ – погрешность представления входной частоты. Следовательно, величина потерь, определяемая уменьшением модуля свертки из-за неточности представления входной частоты, может быть найдена следующим образом:

$$\eta(\Delta f, T) = -20 \lg \left(\frac{1}{N} \left| \frac{\sin(\pi \Delta f N T_s)}{\sin(\pi \Delta f T_s)} \right| \right).$$

На Рисунке 3.9 представлены результаты расчета энергетических потерь в зависимости от погрешности представления входной частоты для интервала корреляции, равного эпохе кода и $f_s = 5,71$ МГц.

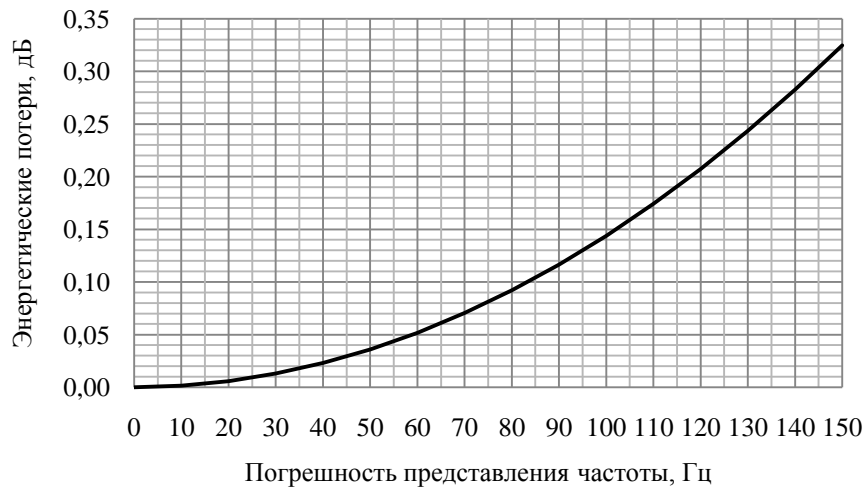


Рисунок 3.9 – Энергетические потери при вычислении свертки на интервале эпохи кода

Из приведенного графика видно, что для максимально допустимой величины потерь, равной 0,1 дБ, погрешность представления входной частоты не должна превышать 85 Гц, т.е. $\delta f = 170$ Гц. Таким образом, для диапазона частот ± 50 кГц размер таблицы M равен 589, что при 8-разрядном квантовании амплитуды опорной частоты составляет примерно 3,2 Мбайт.

С другой стороны, для вычисления свертки на интервале корреляции T в одном канале МКК в соответствии с (3.5) требуется $4N$ операций умножения и $2N + 2(N - 1)$ операций сложения. Если выполнение операции сложения/умножения осуществляется за один такт работы ЦП, то для реализации одного канала МКК производительность ЦП должна быть не ниже чем $4f_s$. Снизить требования к ЦП позволяет использование пакетной обработки входных

отсчетов при вычислении свертки, идея которой описана в разделе 2.3 и состоит в использовании одного отсчета опорной несущей частоты для нескольких последовательных отсчетов несущей частоты входного сигнала. Это возможно если изменение фазы опорной несущей частоты за время пакета незначительно. В этом случае соотношение (3.5) примет вид:

$$R(\Delta f, T) \approx \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N_1-1} \left\{ \sum_{n=0}^{N_2-1} S(N_2 m + n) \right\} S_r^*(N_2 m), \quad (3.6)$$

где $N = N_1 N_2$. Тогда для вычисления свертки в одном канале МКК необходимо $4N_1$ операций умножения и $2N_1 + 2(N - 1)$ операций сложения, т.е. требования к производительности ЦП можно снизить в $4N_2/(N_2 + 3)$ раз. Например, при $N_2 = 16$ производительность ЦП должна быть не ниже $1,1875f_s$.

Длина пакета зависит от величины доплеровского смещения несущей частоты входного сигнала – чем больше смещение, тем короче должен быть пакет. Ниже приведена оценка энергетических потерь, вызванных уменьшением модуля свертки, в зависимости от доплеровского смещения входного сигнала и длины пакета. Для внутренней суммы в (3.6) справедливо соотношение:

$$\sum_{n=0}^{N_2-1} S(N_2 m + n) = e^{i(2\pi f N_2 m T_s + \varphi)} \frac{1 - e^{i2\pi f N_2 T_s}}{1 - e^{i2\pi f T_s}}. \quad (3.7)$$

В предположении, что погрешность представления несущей частоты входного сигнала равна нулю и с учетом (3.7), соотношение (3.6) может быть записано в виде:

$$R(\Delta f, T) = \frac{1}{N_2} e^{i\varphi} \frac{1 - e^{i2\pi f N_2 T_s}}{1 - e^{i2\pi f T_s}}.$$

Следовательно, величина энергетических потерь определяется соотношением:

$$\eta(f, N_2) = -20 \lg \left(\frac{1}{N_2} \left| \frac{\sin(\pi f N_2 T_s)}{\sin(\pi f T_s)} \right| \right).$$

На Рисунке 3.10 представлены результаты расчета энергетических потерь при пакетной обработке в зависимости от доплеровского смещения частоты входного сигнала для $f_s = 5,71$ МГц.

Принимая во внимание бинарное квантование входного сигнала, вычисление внутренней суммы в соотношении (3.6) может быть осуществлено с использованием таблицы размера 2^{N_2} байт, содержащей предвычисленные значения частичных сумм. Таким образом, для вычисления

свертки в одном канале МКК потребуется $4N_1$ операций умножения, $2N_1 + 2(N_1 - 1)$ операций сложения и $2N_1$ обращений к таблице.

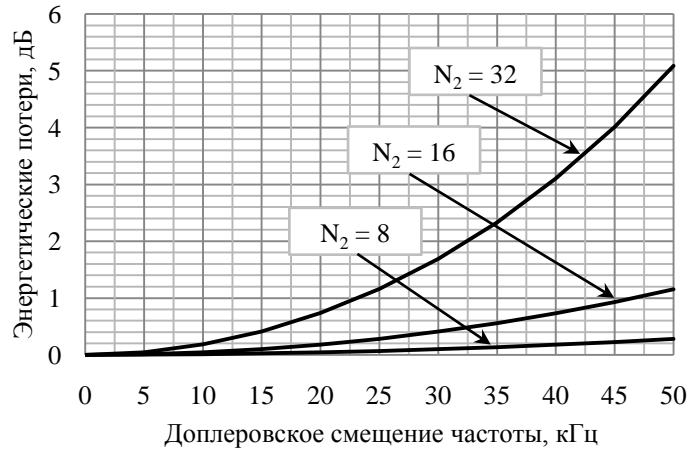


Рисунок 3.10 – Энергетические потери при пакетной обработке отсчетов демодулированного сигнала

3.5 Анализ характеристик квадратурных отсчетов на выходе коррелятора

Пусть $T = NT_s$ – длительность интервала корреляции. Обозначим через τ, f_d, φ – соответственно задержку фазы ПСП, доплеровское смещение и фазу несущей частоты на начало интервала корреляции t_0 . Для определенности будем считать, что $t_0 = 0$. Комплексные отсчеты сигнала на входе МКК и опорного сигнала в момент времени $t_n = nT_s$ запишем в виде:

$$S(n) = c(nT_s - \tau)e^{i(2\pi f_d nT_s + \varphi)} \text{ и } S_r(n) = c(nT_s - \tilde{\tau})e^{i(2\pi \tilde{f}_d nT_s + \tilde{\varphi})}, \quad n = 0 \dots N - 1,$$

где $c(nT_s - \tau)$ и $c(nT_s - \tilde{\tau})$ – отсчеты ПСП входного и опорного сигналов; $\tilde{\tau}, \tilde{f}_d, \tilde{\varphi}$ – оценки τ, f_d, φ на начало интервала корреляции, полученные в результате работы ССЗ и ФАПЧ. Тогда комплексный выход МКК определяется соотношением:

$$R = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} S(n) S_r^*(n) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c(nT_s - \tau) c(nT_s - \tilde{\tau}) e^{i(2\pi \Delta f nT_s + \Delta \varphi)}, \quad (3.8)$$

где $\Delta f = f_d - \tilde{f}_d$ и $\Delta \varphi = \varphi - \tilde{\varphi}$ – погрешности оценок доплеровского смещения и фазы несущей частоты. При условии $\Delta f T \ll 1$, которое выполняется в установившемся режиме работы системы слежения за несущей частотой, третий множитель в сумме (3.8) является медленно меняющейся функцией времени. Поэтому его можно заменить средним значением этой функции на интервале корреляции. В результате (3.8) преобразуется к виду:

$$R \approx \rho_\tau(\Delta \tau) e^{i(\pi \Delta f T + \Delta \varphi)} \text{sinc}(\Delta f T), \quad (3.9)$$

где $\rho_\tau(\Delta \tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c(nT_s - \tau) c(nT_s - \tilde{\tau})$ – АКФ ПСП, $\Delta \tau = \tau - \tilde{\tau}$ – погрешность оценки фазы ПСП. Квадратурные накопления на выходе МКК определяются как вещественная и мнимая части результата свертки: $I = \text{Re}\{R\}, Q = \text{Im}\{R\}$.

Если длительность интервала корреляции кратна периоду ПСП, то функция $\rho_\tau(\Delta\tau)$ не зависит от τ . Действительно, пусть для простоты $\tau = mT_s$. Тогда выражение для АКФ с учетом периодичности ПСП может быть записано в виде $\rho_\tau(\Delta\tau) = S_1 + S_2$, где:

$$\begin{cases} S_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{m-1} c((n-m+N)T_s) c((n-m+N)T_s + \Delta\tau) \\ S_2 = \frac{1}{N} \sum_{n=m}^{N-1} c((n-m)T_s) c((n-m)T_s + \Delta\tau) \end{cases}.$$

Сделав замену индексов суммирования, получим:

$$\begin{cases} S_1 = \frac{1}{N} \sum_{n=N-m}^{N-1} c(nT_s) c(nT_s + \Delta\tau) \\ S_2 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-m-1} c(nT_s) c(nT_s + \Delta\tau) \end{cases}.$$

Следовательно, $\rho_\tau(\Delta\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c(nT_s) c(nT_s + \Delta\tau)$ зависит только от погрешности оценки фазы ПСП. Если длительность интервала корреляции меньше периода ПСП, то при анализе характеристик квадратурных отсчетов на выходе МКК необходимо учитывать фазу ПСП на начало интервала корреляции. Следует отметить, что при уменьшении длительности интервала корреляции увеличивается уровень боковых лепестков АКФ, что является следствием ухудшения ортогональных свойств укороченных дальномерных кодов. На Рисунке 3.11 приведены примеры нормированной мощности сигнала GPS на выходе МКК, полученной при нулевом доплеровском смещении частоты для интервалов корреляции, равных 1 мс и 0,5 мс.

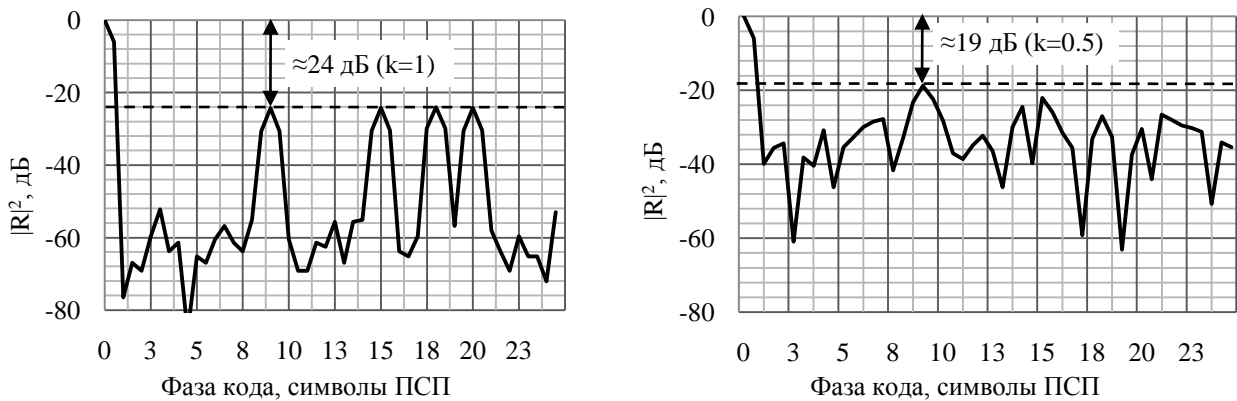


Рисунок 3.11 – Нормированная мощность на выходе МКК

Из представленных графиков видно, что при уменьшении интервала корреляции в 2 раза уровень боковых лепестков АКФ увеличился примерно на 5 дБ. В Таблице 3.2 приведена зависимость уровня боковых лепестков АКФ от длительности интервала корреляции для кодов Голда используемых в GPS, полученная путем численного расчета при нулевом доплеровском смещении частоты. Результаты, приведенные в таблице, соответствуют наибольшему значению локального максимума АКФ по всем начальным фазам и номерам ПСП.

Таблица 3.2 – Уровень боковых лепестков АКФ в зависимости от времени корреляции

Время корреляции, мс	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
Локальный максимум АКФ, дБ	-6,9	-9,2	-11,5	-13,1	-13,6	-15,7	-16,5	-18,2	-19,4	-23,3

Для сигналов с кодовым разделением уменьшение соотношения между глобальным и локальными максимумами АКФ ведет к увеличению погрешности оценок РНП полезного сигнала в условиях широкого динамического диапазона уровня входного сигнала, характерного, например, для ЭОС. В следующем подразделе предложен метод, позволяющий восстановить свойства квадратурных накоплений в режиме когерентного слежения за несущей частотой.

3.6 Временная диаграмма работы коррелятора в режиме когерентного слежения

С целью повышения помехоустойчивости алгоритмов слежения за параметрами входного сигнала в установившемся режиме работы ФАПЧ и при известном положении границы символа навигационных данных относительно внутренней шкалы времени БАСН результат свертки (3.9) усредняют на интервале, равном нескольким эпохам кода. Погрешности оценок задержки фазы ПСП, частоты и фазы несущей частоты в этом режиме меняются медленно, поэтому их можно считать постоянными на этом интервале. Пусть R_m – свертка входного сигнала с опорным, вычисленная на m -ой эпохе кода в соответствии с (3.9). Тогда выражение для среднего значения свертки на интервале M эпох кода может быть записано в виде:

$$\bar{R} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} R_m = \frac{1}{M} \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \rho_{\tau_m}(\Delta\tau) \right\} e^{i(\pi\Delta f T + \Delta\varphi)} \text{sinc}(\Delta f T),$$

где $\rho_{\tau_m}(\Delta\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c(nT_s - \tau_m) c(nT_s - \tilde{\tau}_m)$, τ_m и $\tilde{\tau}_m$ – фаза ПСП и ее оценка на начало m -го интервала корреляции. Предположим, что начало m -го интервала корреляции выбирается таким образом, что выполняется соотношение $\tau_m = \tau_{m-1} - T$. Тогда $\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \rho_{\tau_m}(\Delta\tau) = \frac{1}{MN} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} c((n+mN)T_s - \tau_0) c((n+mN)T_s - \tilde{\tau}_0)$. Заменяв индексы суммирования m и n на $k = n + mN$, получим:

$\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \rho_{\tau_m}(\Delta\tau) = \frac{1}{MN} \sum_{k=0}^{MN-1} c(kT_s - \tau_0) c(kT_s - \tilde{\tau}_0)$, т.е. среднее значение суммы M корреляций на интервале T равно значению корреляции входной и опорной ПСП на интервале MT . Следовательно, соотношение глобального и локального максимумов среднего значения суммы АКФ для укороченной ПСП такое же, как у АКФ для ПСП в M раз длиннее. Например, если M

кратно T_c / T , где T_c – длительность эпохи кода, то усредненная АКФ будет иметь такие же характеристики, как и АКФ исходной ПСП. Описанный алгоритм интегрирования свертки схематично изображен на Рисунке 3.12.

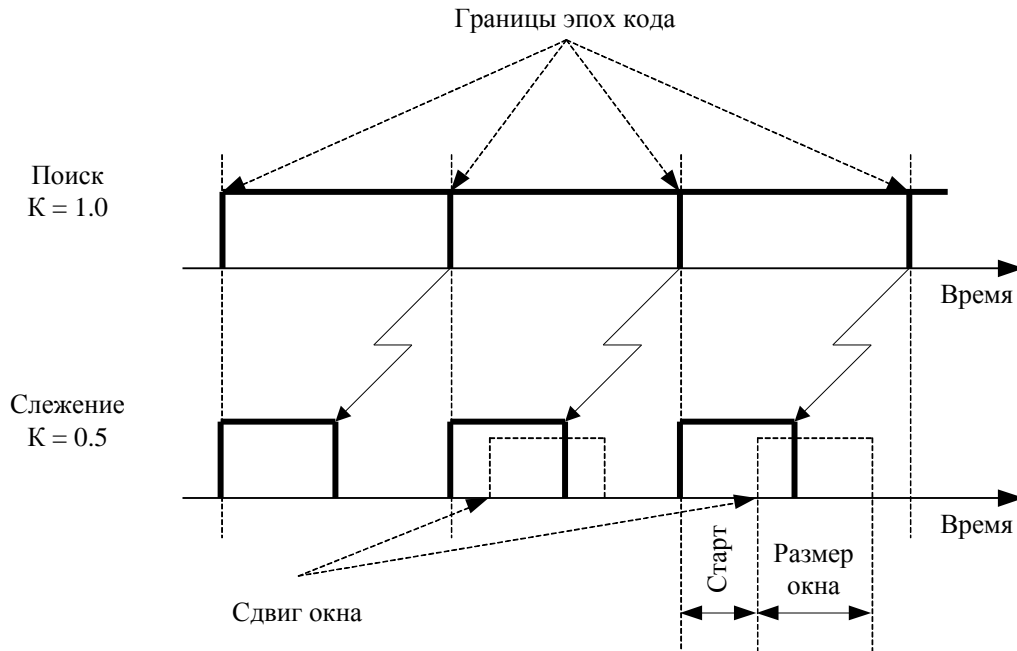


Рисунок 3.12 – Временная диаграмма работы канала МКК

3.7 Выводы по разделу 3

1. Приведена схема программного МКК с переменным временем интегрирования, состоящая из генераторов кода и несущей частоты, блока демодуляции входного сигнала и коррелятора несущей. На примере одного канала рассмотрен принцип работы МКК, который заключается в использовании неполного ансамбля входных отсчетов для вычисления корреляции входного сигнала с опорным. При этом число отсчетов, используемых при обработке, зависит от уровня принимаемого сигнала и выбранного порога, начиная с которого допускается прореживание входных отсчетов. Таким образом, один канал МКК может быть использован для обработки сигналов нескольких НКА без увеличения загрузки ЦП.
2. Получены оценки размера памяти, необходимой для хранения отсчетов ПСП и энергетических потерь, связанных с табличной реализацией генератора кода МКК. Показано, что в условиях максимальной динамики потребителя суммарные потери, обусловленные квантованием фазы ПСП и использованием нулевого доплеровского смещения частоты при формировании таблицы, не превышают 0,3 дБ. С целью снижения требований к производительности ЦП при компенсации доплеровского смещения частоты

предлагается использовать пакетную обработку отсчетов демодулированного сигнала. Получена зависимость энергетических потерь при пакетной обработке от доплеровского смещения частоты и длительности пакета. Показано, что при максимальном доплеровском смещении частоты потери, связанные с пакетной обработкой, не превосходят 1,2 дБ. Таким образом, суммарные потери описанной реализации МКК в наихудшем случае составят 1,5 дБ.

3. Проведен анализ характеристик квадратурных отсчетов на выходе МКК и получена зависимость отношения локального максимума АКФ к глобальному от длительности интервала корреляции. Показано, что для сигналов с кодовым разделением уменьшение длительности интервала корреляции ведет к ухудшению помехоустойчивости приемника в условиях широкого динамического диапазона уровня входных сигналов от разных НКА. Предложен метод, позволяющий в режиме когерентного слежения за фазой несущей частоты восстановить автокорреляционные свойства квадратурных накоплений.

4. Реализация основных алгоритмов первичной обработки сигналов спутниковых навигационных систем

4.1 Особенности реализации алгоритма поиска в приемнике космического базирования

Целью алгоритма поиска сигналов СРНС является обнаружение сигнала заданного НКА в принимаемой смеси, а также оценка фазы ПСП и доплеровского смещения несущей частоты с точностью, достаточной для инициализации петель слежения за параметрами сигнала этого НКА. Поиск сигнала осуществляется в двумерной области, определяемой погрешностями априорных оценок фазы ПСП и доплеровского смещения несущей частоты. Задача поиска решается на ограниченном интервале времени, длительность которого выбирают исходя из двух противоречащих друг другу критериев. С одной стороны, для увеличения точности оценок фазы ПСП и частоты несущей необходимо увеличивать интервал времени поиска. С другой стороны, при увеличении времени поиска может перестать выполняться условие постоянства (или малости изменения) оцениваемых параметров на интервале поиска. Для стандартных значений мощности сигнала СРНС и внутреннего шума приемника удовлетворительные характеристики точности предварительных оценок параметров сигнала достигаются при времени обработки сигнала одного НКА равном 5...10 мс [6]. Для таких интервалов времени задержка и доплеровское смещение частоты сигнала меняются незначительно, т.е. их можно считать постоянными величинами.

Измерение задержки сигнала СРНС стандартной точности основано на обработке ПСП, которая является периодической функцией с периодом равным 1 мс. Следовательно, временная задержка сигнала однозначно может быть определена лишь при ее изменении в пределах периода ПСП. Поэтому статистические характеристики задержки задают в виде равномерного распределения значений на интервале 0...1 мс. Диапазон возможных значений доплеровских частот зависит от взаимного движения НКА и потребителя, а также характеристик ОГ. Как показано в разделе 1.4, для космического потребителя диапазон возможных значений доплеровского смещения частоты равен ± 50 кГц, и в пределах этого диапазона задают равномерное распределение смещения частоты. Так как априорные плотности вероятности распределения искомых параметров сигнала приняты равномерными в заданных диапазонах значений, их роль сводится к фиксации двумерной области, в которой задаются возможные изменения задержки и частоты несущей.

4.1.1 Обзор схем поиска сигналов СРНС

В данном разделе приведен краткий обзор основных схем поиска, используемых в навигационных приемниках сигналов СРНС [20, 26, 28, 32, 47, 61, 63].

Последовательный поиск

Данная схема поиска предполагает последовательный анализ ячеек двумерной области в соответствии с принятой стратегией перебора кодовых и частотных позиций. Под ячейкой понимается часть области поиска, заключенная между двумя соседними кодовыми и частотными позициями. Схема вычисления решающей статистики для одной ячейки изображена на Рисунке 4.1.

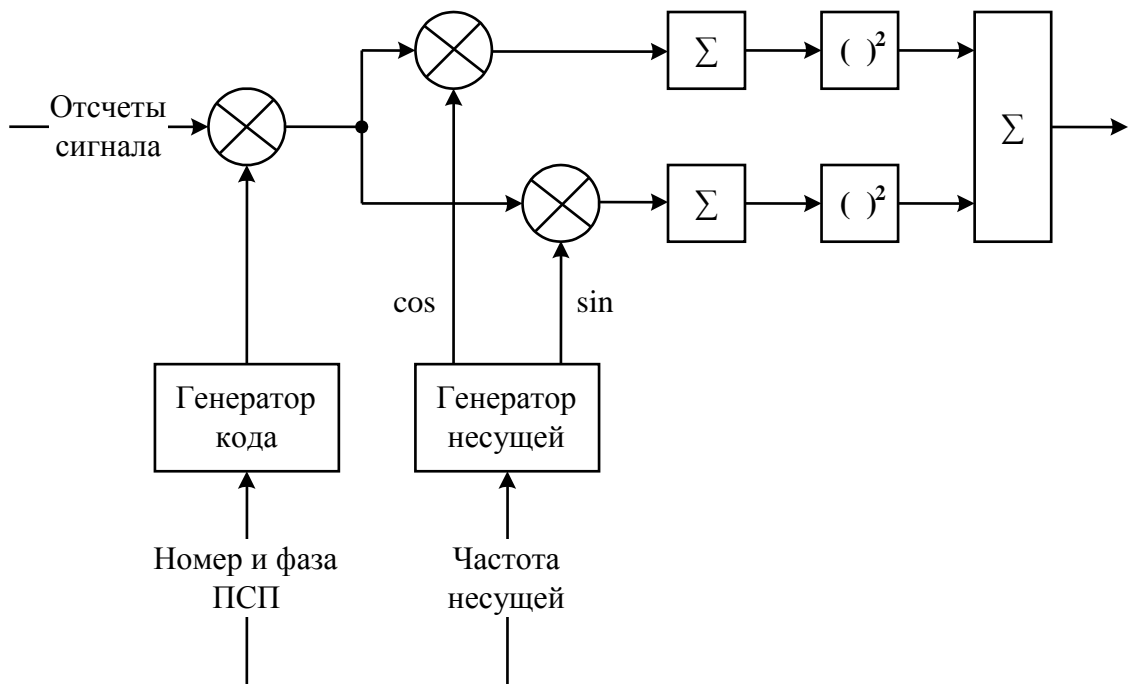


Рисунок 4.1 – Схема вычисления решающей статистики для одной ячейки

В соответствии с этой схемой для заданной фазы ПСП генератор кода формирует отсчеты опорной ПСП, которые перемножаются с отсчетами входного сигнала. Если фазы входной и опорной ПСП совпадают, то в результате произведения получается гармонический сигнал, частота которого смещена относительно ПЧ на величину доплеровского смещения. В противном случае, результатом произведения является шумоподобный сигнал. Для определения положения сигнала НКА в частотной области используется классическая схема приемника с двумя квадратурными каналами. Для заданной частотной позиции генератор несущей формирует квадратурные отсчеты опорного сигнала, которые перемножаются с отсчетами демодулированного сигнала и интегрируются в течение времени T . Решающая статистика, определяемая как сумма квадратов накоплений в квадратурных каналах, сравнивается с порогом обнаружения. Если сигнал не обнаружен, то процедура повторяется для следующей частотной позиции. Максимальный шаг поиска по частоте Δf_{max} зависит от времени когерентного накопления отсчетов в квадратурных каналах. Допуская двукратное

уменьшение мощности на выходе коррелятора, получим: $\Delta f_{max} = \frac{2}{3T}$ [6]. Например, при $T = 1$ мс шаг поиска должен быть не более 667 Гц. На практике при $T = 1$ мс шаг выбирают равным 500 Гц. Наибольшая величина энергетических потерь, вызванных дискретизацией области поиска по частоте, при шаге равном Δf_{max} составляет 1,65 дБ и достигается в случае, когда доплеровское смещение частоты находится посередине между соседними позициями. Очевидно, что значение T ограничено сверху длительностью информационного символа. На Рисунке 4.2 представлен пример стратегии перебора кодовых и частотных позиций.

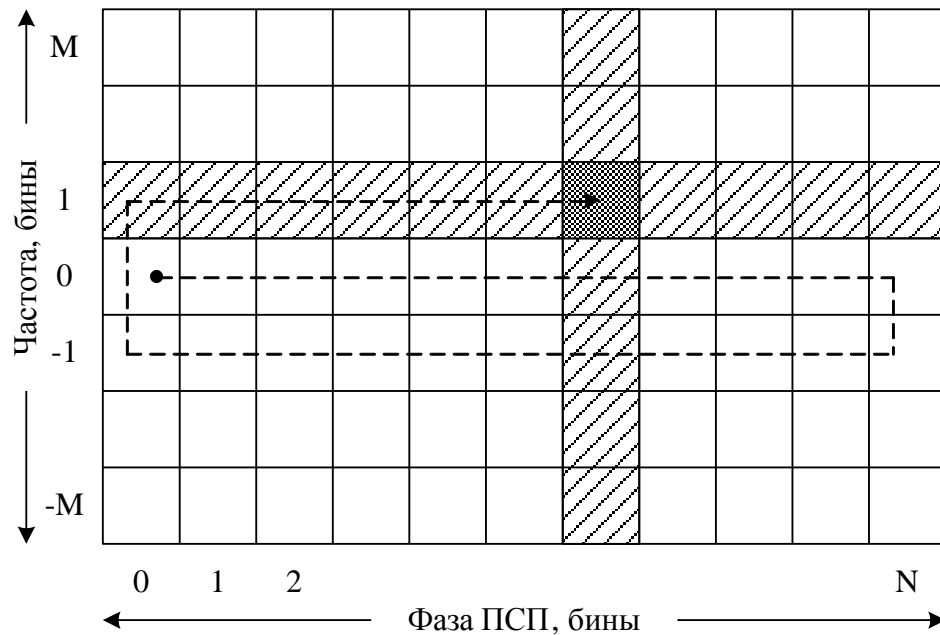


Рисунок 4.2 – Стратегия последовательного анализа ячеек двумерной области поиска

В случае априорной неопределенности положения сигнала в кодовой области число анализируемых позиций по фазе кода определяется размером бина (расстоянием между соседними позициями) и длиной ПСП. Чем меньше размер бина, тем выше чувствительность поиска. Однако при уменьшении размера бина увеличивается число анализируемых позиций. Например, для бина, равного половине символа ПСП, число анализируемых позиций в кодовой области составляет 2046, при этом энергетические потери из-за дискретизации области поиска по фазе ПСП не превышают 2,5 дБ. Диапазон изменения доплеровского смещения частоты зависит от динамики потребителя и характеристик ОГ, и, например, для БАСН составляет ± 50 кГц. Следовательно, для поиска сигнала во всем диапазоне частот при шаге 500 Гц требуется проверить 201 частотную позицию. Таким образом, общее число комбинаций код/частота составляет более 400 тысяч. Для вычисления статистики в соответствии со схемой, изображенной на Рисунке 4.1, необходимо выполнить $(3f_s T + 2)N$ операций умножения и $(2f_s T + 1)N$ операций сложения без учета затрат на формирование отсчетов опорных сигналов,

где f_s – частота дискретизации входного сигнала, N – число циклов поиска. Например, при $f_s = 5,71$ МГц, $T = 1$ мс и $N = 32$ (общее время поиска 32 мс) для проверки всей двумерной области поиска потребуется выполнить $\approx 3,7 \times 10^{11}$ операций сложения/умножения. В связи со значительными затратами ресурсов ЦП реализация последовательной схемы поиска в условиях полной априорной неопределенности («холодный старт») в приемнике сигналов СРНС с программным МКК для космического потребителя представляется нецелесообразной.

Параллельный поиск в частотной области

В этой схеме поиск корреляционного пика в двумерной области осуществляется одновременно по всем частотным бинам для фиксированной фазы ПСП. Схема вычисления вектора решающих статистик представлена на Рисунке 4.3. Как и в предыдущей схеме, отсчеты входного сигнала перемножаются с отсчетами опорной ПСП, сформированными генератором

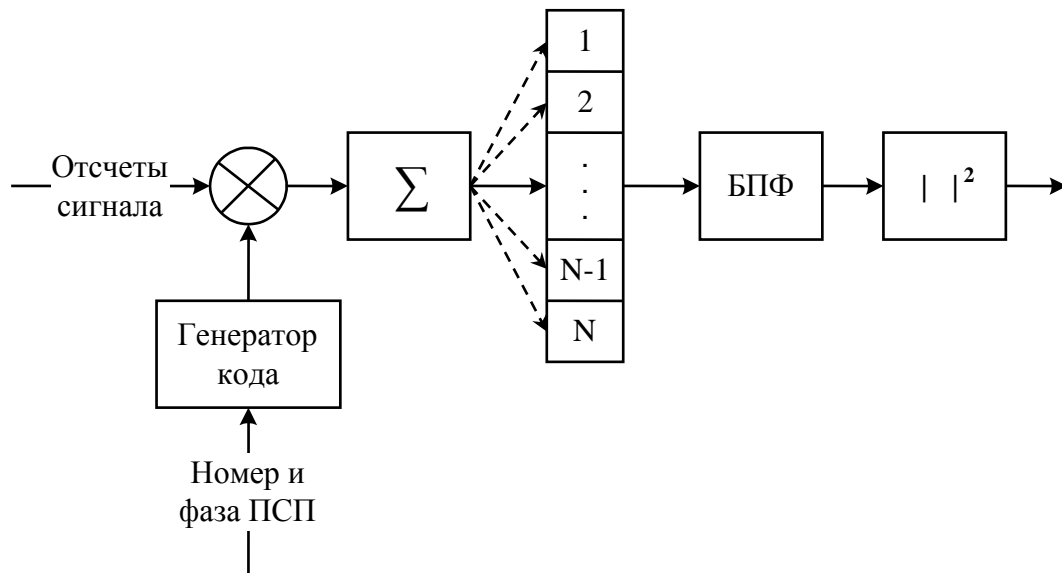


Рисунок 4.3 – Схема вычисления вектора решающих статистик для заданной фазы ПСП

кода для заданной фазы ПСП. Результаты произведения суммируются на интервале времени T , согласованном с диапазоном изменения доплеровского смещения частоты. Частичные суммы запоминаются в массиве длиной N . После заполнения массива вычисляется M – точечное быстрое преобразование Фурье (БПФ), где $M \geq N$ – ближайшая к N степень двойки. При необходимости ($N < M$) массив дополняется нулями. В результате БПФ для фиксированной фазы ПСП получаются M корреляций входного и опорного сигналов с шагом по частоте, равным $\frac{1}{MT}$. Если фазы входной и опорной ПСП совпадают, то на выходе БПФ будет наблюдаться максимум, пропорциональный мощности входного сигнала, на частотной позиции,

соответствующей ПЧ плюс доплеровское смещение несущей. Если корреляционный пик не обнаружен, то процедура повторяется для следующей фазы ПСП.

Формирование частичных сумм вызвано необходимостью уменьшения объема входных данных для БПФ. Если применить БПФ к отсчетам, взятым с исходной частотой дискретизации, то для получения достаточного разрешения по частоте число точек БПФ должно быть очень большим. Например, для $f_s = 5,71 \text{ МГц}$ и шага по частоте 500 Гц (время когерентного накопления 1 мс) $M = 16384$. Учитывая, что для вычисления M – точечного комплексного БПФ требуется $\frac{M}{2} \log_2 M - \frac{3}{2}M + 2$ операций комплексного умножения и $M \log_2 M$ операций комплексного сложения [26], для проверки одной позиции по фазе ПСП необходимо выполнить порядка одного миллиона обычных операций сложения/умножения. Следовательно, для перебора всех позиций по фазе ПСП потребуется около двух миллиардов операций сложения/умножения, т.е. реализация этой схемы поиска без децимации частоты дискретизации предъявляет чрезмерные требования к производительности ЦП. Еще одним аргументом в пользу уменьшения числа точек БПФ является увеличение относительной погрешности БПФ с ростом M в случае представления данных в формате с фиксированной точкой [32].

Чувствительность такой схемы поиска по частоте определяется двумя факторами: параметрами БПФ и временем когерентного накопления T . БПФ можно рассматривать как набор цифровых фильтров с центральными частотами $f_k = \frac{k}{MT}$, $k = 0, \pm 1, \dots, \pm \frac{M}{2}$ и имеющих АЧХ, описываемые соотношением $\text{sinc}^2(\pi(f - f_k)NT)$. Тогда АЧХ БПФ представляет собой огибающую АЧХ отдельных фильтров. Наибольшие энергетические потери при использовании БПФ, получаются, когда доплеровское смещение частоты находится посередине между соседними бинами и составляют $20 \lg \left(\text{sinc} \left(\frac{\pi N}{2M} \right) \right)$ дБ. Например, при $f_s = 5,71 \text{ МГц}$, $T = 32/f_s$ и $M = 256$ шаг поиска по частоте составляет $667,5 \text{ Гц}$, а максимальные энергетические потери равны $1,8 \text{ дБ}$. Дополнительные потери связаны с децимацией частоты дискретизации f_s и составляют $20 \lg(\text{sinc}(\pi \Delta f T))$ дБ, где $-\frac{1}{2T} \leq \Delta f \leq \frac{1}{2T}$ – рассогласование частот входного и опорного сигналов. Наибольшие потери наблюдаются на границе интервала изменения Δf (при больших значениях доплеровского смещения частоты) и составляют $3,9 \text{ дБ}$. Таким образом, максимальные суммарные энергетические потери для данной схемы поиска составляют примерно 6 дБ .

Параллельный поиск в кодовой области

Наиболее привлекательной с точки зрения минимизации вычислительных затрат является схема параллельного поиска по фазе кода. Действительно, если в предыдущей схеме для поиска корреляционного пика требуется проверить $1023/\Delta\tau$ позиции в кодовой области, где $\Delta\tau$ – шаг по фазе ПСП, то в этой схеме достаточно проверить $\Delta F/\Delta f$ позиций в частотной области, где ΔF и Δf – диапазоны поиска и шаг по частоте. Например, при $\Delta F = 100$ кГц, $\Delta\tau = 0,5$ символа ПСП и $\Delta f = 500$ Гц число проверяемых позиций в этой схеме на порядок меньше, чем в предыдущей. Схема вычисления вектора решающих статистик для параллельного поиска в кодовой области представлена на Рисунке 4.4.

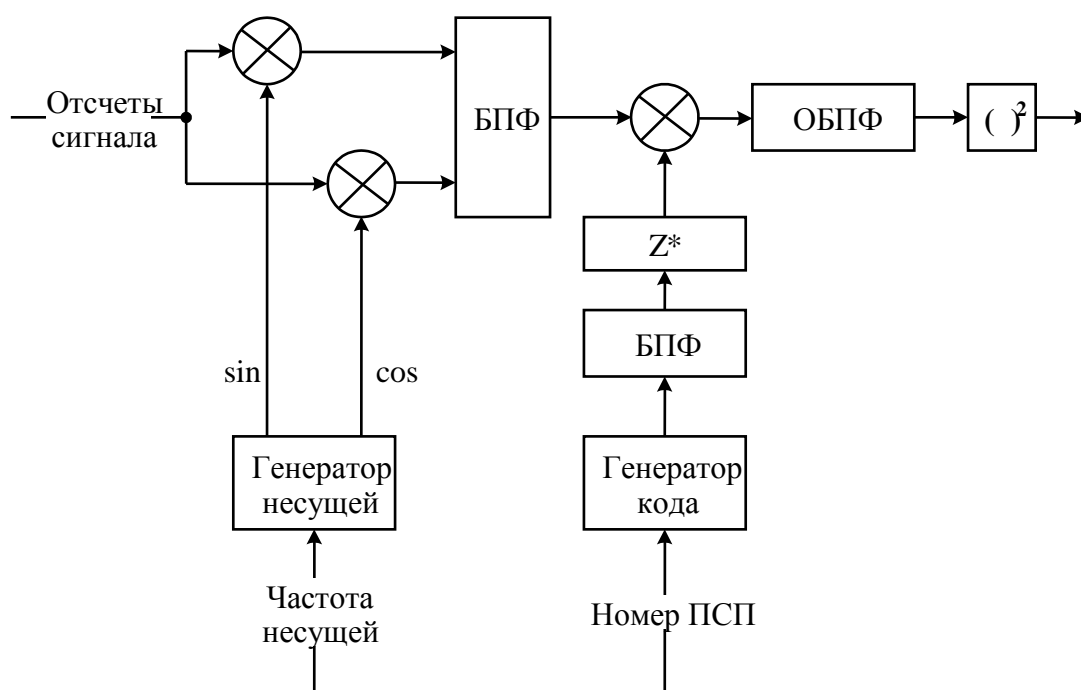


Рисунок 4.4 – Схема вычисления вектора решающих статистик для заданной частоты

Идея поиска основана на теореме о свертке, связывающей дискретное преобразование Фурье (ДПФ) циклической свертки двух последовательностей с ДПФ самих последовательностей. Пусть $z_n = \sum_{m=0}^{N-1} x_m y_{m+n}$ – циклическая свертка последовательностей $\{x_n\}$ и $\{y_n\}$ длины N , а $X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-2\pi i k n / N}$, $Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-2\pi i k n / N}$, $Z_k = \sum_{n=0}^{N-1} z_n e^{-2\pi i k n / N}$ – ДПФ $\{x_n\}$, $\{y_n\}$ и $\{z_n\}$ соответственно. Тогда $Z_k = X_k^* Y_k$, где X_k^* – комплексное сопряжение X_k . Откуда следует, что обратное ДПФ $\{Z_k\}$ представляет собой свертку $\{x_n\}$ и $\{y_n\}$.

Если пренебречь влиянием доплеровского смещения частоты на фазу ПСП, то вычисление БПФ опорной ПСП достаточно выполнить однократно при назначении НКА на канал, а результат хранить в ОЗУ. Тогда для каждой частотной позиции необходимо выполнить по одной операции комплексного БПФ и обратное БПФ (ОБПФ). Как показано в [63], оптимальное

число точек БПФ для данной схемы поиска определяется соотношением: $N = 2^{\lceil \log_2(f_s(T+T_c)) \rceil}$, где T_c – длительность эпохи кода, $[x]$ – целая часть x . Например, при $f_s = 5,71$ МГц и $T = 1$ мс размер БПФ составляет $N = 8192$. Если для представления комплексного отсчета сигнала используются два 32-разрядных слова, то для хранения массива входных отсчетов и результата БПФ опорного сигнала необходимо 128 Кб ОЗУ. Таким образом, ценой за уменьшение вычислительных затрат в этой схеме поиска являются повышенные требования к объему используемого ОЗУ. Реализация параллельного поиска по фазе ПСП в БАСН затруднена из-за ограниченных ресурсов памяти.

4.1.2 Комбинированный поиск

Анализ приведенных выше методов поиска сигнала показывает, что в условиях полной априорной неопределенности параметров сигнала методы последовательного поиска вряд ли применимы в БАСН из-за большого диапазона изменения доплеровского смещения частоты. С другой стороны, поиск, основанный на использовании БПФ, выглядит предпочтительным с точки зрения минимизации вычислительных затрат. В [20] отмечается популярность схем поиска, основанных на БПФ, в приемниках СРНС с программным МКК. Тем не менее, там же приводятся основные аргументы против такого подхода:

- 1) достоинства схем поиска с использованием БПФ проявляются только в случае многобитного представления отсчетов входного и опорного сигналов. При однобитном квантовании возможна параллельная обработка потоков данных, которая по эффективности вычислений не уступает БПФ;
- 2) невозможность организации одновременной работы каналов, находящихся в режимах поиска на базе БПФ и слежения.

Первое утверждение справедливо, когда речь идет о диапазоне поиска по частоте, не превышающем ± 5 кГц. Однако, в случае БАСН, диапазон поиска по частоте увеличивается на порядок и последовательная схема поиска, даже при однобитном представлении отсчетов, становится неэффективной с вычислительной точки зрения. В этом случае, очевидно, необходимо использовать другую схему поиска.

Невозможность организации параллельной работы каналов слежения и поиска действительно представляет собой практически важную проблему. Если использовать ресурсы ЦП исключительно для поиска сигналов, то по оценке [20] потребуется несколько секунд для обработки входного массива данных. В течение этого времени на вход процессора поступит несколько мегабайт новых входных отсчетов. Выделение буфера данных подобного объема в БАСН практически невозможно. В этом случае часть входных отсчетов придется не брать в

обработку, что приведет к необходимости поддержания шкалы времени приемника – потеря входных отсчетов в приемнике с программным МКК означает потерю тактовых импульсов задающего генератора [20] и сбой шкалы времени. Сбой шкалы времени – практически недопустимая ситуация, поскольку она требует пересчета оцененных в ходе поиска параметров сигнала к новой шкале времени. Такой пересчет не только требует дополнительных вычислительных затрат, но и является нетривиальной алгоритмической задачей. Таким образом, пропуск входных отсчетов нецелесообразен, вместо этого требуется организовать одновременную работу поисковой машины, основанной на БПФ, и МКК, реализующего вычисление свертки, для следящих каналов. Задача организации параллельной работы каналов поиска и слежения встает тогда, когда часть каналов уже находится в слежении и требуется повторить процедуру поиска. В этой ситуации потеря входных отсчетов, накапливающихся во время работы схемы поиска, недопустима, поскольку приведет к срыву слежения.

Задача организации одновременной работы БПФ-поисковой машины и каналов слежения сводится к следующему. Так как параллельный поиск осуществляется в нереальном времени, то за время поиска его результаты могут устареть. Поэтому слежение за параметрами сигнала после обнаружения невозможно и требуется уточнение оценок параметров найденного сигнала. Предлагается для уточнения оценок параметров, полученных в параллельном поиске, а также для перехода к реальному времени использовать последовательную схему поиска в узком диапазоне изменения доплеровского смещения частоты. Оценки параметров сигнала, полученные таким образом, могут использоваться в следящих системах, поскольку они, во-первых, были получены в реальном масштабе времени и могут быть отнесены к определенному времени измерения в шкале времени приемника и, во-вторых, являются более точными по сравнению с оценками, полученными в параллельном поиске.

Таким образом, в БАСН целесообразно использовать комбинированный поиск, который заключается в том, что вместо одного типа поиска используется несколько, при этом наиболее эффективная схема поиска выбирается автоматически на основании априорной информации о доплеровском смещении частоты [11, 48]. Типы поиска, реализованные в БАСН, представлены в Таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Типы поиска в БАСН

Тип поиска	Особенности применения
Параллельный поиск по	Используется в случае отсутствия априорной информации о

Продолжение Таблицы 4.1

Тип поиска	Особенности применения
частоте	доплеровском смещении частоты. Максимальный диапазон изменения частоты составляет 100 кГц. Этот тип поиска позволяет анализировать весь частотный диапазон одновременно для фиксированной фазы ПСП и приводит к результату существенно быстрее, чем последовательная схема поиска.
Последовательный поиск в стандартном диапазоне изменения частоты	Используется если априорная неопределенность по частоте такова, что просмотр двумерной области поиска код/частота осуществляется быстрее, чем параллельный поиск по частоте. Для этого типа поиска диапазон изменения частоты не превышает ± 5 кГц. Поиск сигнала осуществляется в двух направлениях с шагом 0,75 кГц, начиная с предвычисленного значения доплеровского смещения частоты.
Последовательный поиск после БПФ	Используется непосредственно после параллельного поиска по частоте для уточнения положения сигнала в двумерной области. Так как параллельный поиск осуществляется в нереальном времени, то результаты поиска устаревают. Поэтому слежение за параметрами сигнала сразу после обнаружения невозможно и требуется уточнение оценок параметров найденного сигнала, которое осуществляется с помощью последовательной схемы. Отличие этой схемы от предыдущей заключается в том, что диапазон изменения частоты в данном случае вычисляется как произведение максимального значения модуля первой производной доплеровского смещения частоты на максимальное время выполнения процедуры параллельного поиска, что приводит к неопределенности по частоте 8 кГц. Другое отличие этого типа поиска состоит в том, что анализ области поиска по частоте осуществляется в сторону уменьшения доплеровского смещения. Шаг поиска по частоте равен 0,75 кГц.

Продолжение Таблицы 4.1

Тип поиска	Особенности применения
Последовательный поиск в узком диапазоне изменения частоты	Используется в случае, когда априорная неопределенность по частоте не превосходит 2,5 кГц. Этот тип поиска реализован на двухпороговой схеме последовательного поиска. Первый порог рассчитан для поиска сигналов на уровне 37 дБГц. Если сигнал не найден, то процедура поиска повторяется для порога, оптимизированного для сигналов с уровнем 30 дБГц. Благодаря узкому диапазону неопределенности по частоте время когерентного накопления квадратурных компонентов может быть удвоено. Шаг по частоте для этого типа поиска равен 0,25 кГц. Ценой возможности приема слабых сигналов является увеличение времени поиска в 5 раз для одного частотного бина.

4.1.3 Метод расчета параметров комбинированного поиска

Обнаружение сигнала во всех схемах поиска в БАСН основано на процедуре усеченного последовательного анализа Вальда, гарантирующем минимальное среднее число наблюдений до принятия окончательного решения для заданного уровня вероятности ошибок 1-го и 2-го рода [4, 19]. В соответствии с этой процедурой решающая статистика, вычисленная на интервале корреляции T (эпохе) и представляющая собой мощность принятой смеси сигнала и БГШ, итерационно суммируется в течение N последовательных эпох. На каждой итерации статистика сравнивается с порогом, который является линейной функцией номера итерации. При этом производная этой функции выбирается таким образом, чтобы в случае отсутствия сигнала в принимаемой смеси порог увеличивался быстрее статистики, а при наличии сигнала – медленнее. Решение об отсутствии сигнала принимается, если на очередной итерации статистика оказывается меньше порога. В случае если гипотеза об отсутствии сигнала не отвергнута на интервале N эпох, принимается решение об обнаружении сигнала. Параметрами алгоритма последовательного анализа, которые следует оптимизировать, являются начальный порог обнаружения P_0 и скорость его изменения ΔP . Очевидно, что P_0 и ΔP являются функциями мощности шума на выходе коррелятора, которая зависит от конфигурации приемника (разные МШУ, симулятор сигналов СРНС или антенна). Для того чтобы устранить эту зависимость мощность шума должна оцениваться самим алгоритмом поиска. В

предлагаемом алгоритме оценка мощности шума обновляется на каждой итерации, когда принимается решение об отсутствии сигнала.

В общем виде аналитических зависимостей вероятности ошибок 1-го и 2-го рода от Π_0 и $\Delta\Pi$ для усеченной процедуры Вальда не получено. Известны лишь верхние границы для этих вероятностей, которые при небольших значениях N являются достаточно грубыми [4]. Однако для рассматриваемого случая, когда обработка сигнала ведется в квадратурных каналах и можно полагать, что квадратурные компоненты свертки входного сигнала с опорным являются независимыми нормально распределенными случайными величинами с единичной дисперсией, такие зависимости можно получить [12, 49]. Ниже приведен математический вывод этих зависимостей.

Пусть $Z_k = I_k^2 + Q_k^2$, где I_k, Q_k – квадратурные компоненты свертки входного сигнала с опорным на k – ом интервале корреляции, нормированные к среднеквадратическому значению шума. Так как компоненты I_k и Q_k являются независимыми нормально распределенными с.в. с единичной дисперсией, то величина Z_k имеет χ^2 – распределение с 2-мя степенями свободы и параметром нецентральности λ_k , плотность вероятности которого описывается выражением [7]:

$$p(Z_k) = \frac{1}{2} e^{-(Z_k + \lambda_k)/2} I_0(\sqrt{\lambda_k Z_k}), \quad (4.1)$$

где $\lambda_k = E^2\{I_k\} + E^2\{Q_k\}$, $E\{x\}$ – математическое ожидание величины x ; $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

В случае справедливости гипотезы H_0 об отсутствии сигнала параметр λ_k равен 0, а распределение с.в. Z_k преобразуется в экспоненциальное с плотностью вероятности:

$$p(Z_k|H_0) = \frac{1}{2} e^{-Z_k/2}, \quad Z_k \geq 0. \quad (4.2)$$

Так как Z_1, Z_2, \dots, Z_N являются независимыми, то их совместная плотность распределения вероятности равна произведению плотностей каждой из них:

$$p(Z_1, Z_2, \dots, Z_N|H_0) = \frac{1}{2^N} e^{-1/2 \sum_{k=1}^N Z_k}. \quad (4.3)$$

Рассмотрим линейное преобразование Z_1, Z_2, \dots, Z_N , описываемое системой уравнений:

$$\Lambda_i = \sum_{j=1}^i Z_j, \quad i = \overline{1, N}. \quad (4.4)$$

Очевидно, что для $\Lambda_1, \Lambda_2, \dots, \Lambda_N$ выполняются неравенства:

$$0 \leq \Lambda_1 \leq \Lambda_2 \leq \dots \leq \Lambda_N < \infty. \quad (4.5)$$

Так как якобиан преобразования (4.4) равен 1, то совместная плотность распределения вероятности величин $\Lambda_1, \Lambda_2, \dots, \Lambda_N$ имеет вид:

$$p(\Lambda_1, \Lambda_2, \dots, \Lambda_N | H_0) = \frac{1}{2^N} e^{-\Lambda_N/2}. \quad (4.6)$$

Вероятность ложной тревоги для усеченной процедуры Вальда с порогами $\Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_N$ определяется выражением:

$$P_{FA}(\Pi_1, \dots, \Pi_N) = P\{\Lambda_1 > \Pi_1 \cap \Lambda_2 > \Pi_2 \cap \dots \cap \Lambda_N > \Pi_N | H_0\}. \quad (4.7)$$

Учитывая неравенства (4.5), выражение (4.7) может быть записано в виде:

$$P_{FA}(\Pi_1, \dots, \Pi_N) = \int_{\Pi_N}^{\infty} \int_{\Pi_{N-1}}^{\Lambda_N} \dots \int_{\Pi_1}^{\Lambda_2} p(\Lambda_1, \Lambda_2, \dots, \Lambda_N | H_0) d\Lambda_1 d\Lambda_2 \dots d\Lambda_N. \quad (4.8)$$

Подставляя (4.6) в (4.8), получим:

$$P_{FA}(\Pi_1, \dots, \Pi_N) = \frac{1}{2^N} \int_{\Pi_N}^{\infty} e^{-\Lambda_N/2} \int_{\Pi_{N-1}}^{\Lambda_N} \dots \int_{\Pi_1}^{\Lambda_2} d\Lambda_1 d\Lambda_2 \dots d\Lambda_N. \quad (4.9)$$

Пусть $Q(\Lambda_N) = \int_{\Pi_{N-1}}^{\Lambda_N} \dots \int_{\Pi_1}^{\Lambda_2} d\Lambda_1 d\Lambda_2 \dots d\Lambda_{N-1} = \sum_{k=1}^N q_k \Lambda_N^{k-1}$. Тогда выражение (4.9) примет вид:

$$P_{FA}(\Pi_1, \dots, \Pi_N) = \frac{1}{2^N} \int_{\Pi_N}^{\infty} e^{-\Lambda_N/2} Q(\Lambda_N) d\Lambda_N. \quad (4.10)$$

Используя свойство линейности интеграла, преобразуем (4.10) следующим образом:

$$P_{FA}(\Pi_1, \dots, \Pi_N) = \frac{1}{2^N} \sum_{k=1}^N q_k F_k(\Pi_N), \text{ где } F_k(\Pi_N) = \int_{\Pi_N}^{\infty} x^{k-1} e^{-x/2} dx. \quad (4.11)$$

Значения $F_k(\Pi_N)$ могут быть вычислены при помощи рекуррентного соотношения:

$$F_k(\Pi_N) = 2\Pi_N^{k-1} e^{-\Pi_N/2} + 2(k-1)F_{k-1}(\Pi_N), \text{ где } F_1(\Pi_N) = 2e^{-\Pi_N/2}. \quad (4.12)$$

Коэффициенты полинома $Q(\Lambda_N)$ вычисляются итерационно:

$$\begin{cases} q_j^{(i)} = \frac{q_{j-1}^{(i-1)}}{j-1}, j = N \dots 2 \\ q_1^{(i)} = -\frac{q_{N-1}^{(i-1)}}{N-1} \Pi_{i-1}^{N-1} - \frac{q_{N-2}^{(i-1)}}{N-2} \Pi_{i-1}^{N-2} - \dots - q_1^{(i-1)} \Pi_{i-1} \end{cases}, \text{ при } 1 < i \leq N. \quad (4.13)$$

Значения коэффициентов полинома на 1-ой итерации определяются следующим образом:

$$q_N^{(1)} = 0, q_{N-1}^{(1)} = 0, \dots, q_1^{(1)} = 1.$$

Учитывая, что $\Pi_k = \Pi_1 + (k-1)\Delta\Pi$, вероятность ложной тревоги усеченной процедуры Вальда является функцией только 3-х параметров, т.е. $P_{FA}(\Pi_1, \dots, \Pi_N) = P_{FA}(N, \Pi_1, \Delta\Pi)$.

Вероятность пропуска сигнала для усеченной процедуры Вальда задается выражением:

$$P_{MS}(\Pi_1, \dots, \Pi_N) = P\{\Lambda_1 < \Pi_1 \cup \Lambda_2 < \Pi_2 \cup \dots \cup \Lambda_N < \Pi_N | H_1\}. \quad (4.14)$$

При высоком отношении сигнал/шум аддитивная граница является достаточно точной аппроксимацией для вероятности ошибки 2-го рода. Аддитивная граница имеет вид:

$$P_{MS}(\Pi_1, \dots, \Pi_N) \leq \sum_{k=1}^N P\{\Lambda_k < \Pi_k | H_1\}, \text{ где}$$

$\Lambda_k = \sum_{m=1}^k (I_m^2 + Q_m^2)$ – случайная величина, имеющая нецентральное χ^2 -квадрат распределение с $2k$ степенями свободы и параметром нецентральности $\mu_k = \sum_{m=1}^k \lambda_m$, где $\lambda_m = E^2\{I_m\} + E^2\{Q_m\}$ – мощность сигнала на m -ом интервале равном 1 мс. Будем считать, что мощность сигнала не меняется на интервале N мс. Тогда $\lambda_1 = \dots = \lambda_N = \lambda$, т.е. $\mu_k = k\lambda$, где λ – мощность сигнала на интервале 1 мс. Так как I_m и Q_m – случайные величины, имеющие дисперсию равную 1, то мощность шума равна 2. Если q – отношение сигнал/шум в полосе 1 кГц, то $\mu_k = 2kq$. Вероятность $P\{\Lambda_k < \Pi_k | H_1\}$ может быть вычислена средствами MATLAB с помощью встроенной функции *ncx2cdf* ($\Pi_k, 2k, 2kq$).

При низком отношении сигнал/шум и небольших значениях N можно использовать следующую аппроксимацию. Так как вероятность того, что произойдет хотя бы одно из N событий равна единице минус вероятность того, что не произойдет ни одно из этих событий, то выражение (4.14) может быть записано в виде:

$$P_{MS}(\Pi_1, \dots, \Pi_N) = 1 - P\{\Lambda_1 > \Pi_1 \cap \Lambda_2 > \Pi_2 \cap \dots \cap \Lambda_N > \Pi_N | H_1\}. \quad (4.15)$$

Учитывая неравенства (4.5), вероятность пропуска сигнала находится следующим образом:

$$P_{MS}(\Pi_1, \dots, \Pi_N) = 1 - \int_{\Pi_N}^{\infty} \int_{\Pi_{N-1}}^{\Lambda_N} \dots \int_{\Pi_1}^{\Lambda_2} p(\Lambda_1, \Lambda_2, \dots, \Lambda_N | H_1) d\Lambda_1 d\Lambda_2 \dots d\Lambda_N, \quad (4.16)$$

где $p(\Lambda_1, \Lambda_2, \dots, \Lambda_N | H_1)$ – совместная плотность распределения вероятности $\Lambda_1, \Lambda_2, \dots, \Lambda_N$ при условии справедливости гипотезы H_1 о наличии сигнала. В этом случае плотность распределения вероятности Z_k имеет нецентральное χ^2 – распределение с параметром нецентральности λ_k . Будем считать, что на интервале N эпох средняя мощность принятой смеси сигнала и шума не меняется, т.е. $\lambda_1 = \lambda_2 = \dots = \lambda_N = \lambda$. Используя представление $I_0(x)$ в виде ряда, выражение для плотности распределения вероятности Z_k может быть преобразовано к виду:

$$p(Z_k | H_1) = \frac{1}{2} e^{-(Z_k + \lambda)/2} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(\lambda Z_k / 4)^i}{(i!)^2}, \quad Z_k \geq 0. \quad (4.17)$$

В силу независимости Z_1, Z_2, \dots, Z_N их совместная плотность распределения вероятности определяется следующим образом:

$$p(Z_1, Z_2, \dots, Z_N | H_1) = \frac{1}{2^N} e^{-1/2 \{\sum_{k=1}^N Z_k + N\lambda\}} \sum_{i_1 \dots i_N} \frac{(\lambda Z_1/4)^{i_1} \dots (\lambda Z_N/4)^{i_N}}{(i_1!)^2 \dots (i_N!)^2}. \quad (4.18)$$

Так как $I_0(x) \approx 1 + \frac{x^2}{4}$ при $x \ll 1$, то индексы суммирования в (4.18) принимают значения 0 и 1.

Следовательно, при условии справедливости гипотезы H_1 выражение для совместной плотности распределения вероятности с.в. $\Lambda_1, \Lambda_2, \dots, \Lambda_N$, с учетом соотношений (4.4), имеет вид:

$$p(\Lambda_1, \Lambda_2, \dots, \Lambda_N | H_1) = \frac{1}{2^N} e^{-1/2 \{\Lambda_N + N\lambda\}} \sum_{i_1 \dots i_N} \left(\frac{\lambda}{4}\right)^{i_1 + \dots + i_N} \frac{\Lambda_1^{i_1} (\Lambda_2 - \Lambda_1)^{i_2} \dots (\Lambda_N - \Lambda_{N-1})^{i_N}}{(i_1!)^2 \dots (i_N!)^2}. \quad (4.19)$$

Введем обозначения:

$$a_N = \frac{1}{2^N} e^{-N\lambda/2}, \quad b_{i_1 \dots i_N} = \frac{(\lambda/4)^{i_1 + \dots + i_N}}{(i_1!)^2 \dots (i_N!)^2}, \quad c_{j_2 \dots j_N} = (-1)^{j_2 + \dots + j_N} C_{i_2}^{j_2} \dots C_{i_N}^{j_N}, \text{ где } C_i^j - \text{число сочетаний}$$

из i по j . Тогда выражение (4.19) может быть преобразовано к виду:

$$p(\Lambda_1, \Lambda_2, \dots, \Lambda_N | H_1) = a_N \sum b_{i_1 \dots i_N} \left\{ \sum c_{j_2 \dots j_N} e^{-\Lambda_N/2} \Lambda_1^{i_1 + j_2} \Lambda_2^{i_2 - j_2 + j_3} \dots \Lambda_N^{i_N - j_N} \right\}. \quad (4.20)$$

Индексы суммирования j_2, \dots, j_N изменяются в диапазонах: $0 \leq j_2 \leq i_2, \dots, 0 \leq j_N \leq i_N$.

Подставив (4.20) в (4.16), получим следующее выражение для вероятности пропуска сигнала:

$$P_{MS}(\Pi_1, \dots, \Pi_N) = 1 - a_N \sum b_{i_1 \dots i_N} \left\{ \sum c_{j_2 \dots j_N} P_{i_1 \dots i_N j_2 \dots j_N}(\Pi_1, \dots, \Pi_N) \right\}, \quad (4.21)$$

$$\text{где } P_{i_1 \dots i_N j_2 \dots j_N}(\Pi_1, \dots, \Pi_N) = \int_{\Pi_N}^{\infty} \int_{\Pi_{N-1}}^{\Lambda_N} \dots \int_{\Pi_1}^{\Lambda_2} e^{-\Lambda_N/2} \Lambda_1^{i_1 + j_2} \Lambda_2^{i_2 - j_2 + j_3} \dots \Lambda_N^{i_N - j_N} d\Lambda_1 \dots d\Lambda_N.$$

Пусть $Q_{k_1 \dots k_N}(\Lambda_N) = \int_{\Pi_{N-1}}^{\Lambda_N} \dots \int_{\Pi_1}^{\Lambda_2} \Lambda_1^{k_1} \Lambda_2^{k_2} \dots \Lambda_N^{k_N} d\Lambda_1 d\Lambda_2 \dots d\Lambda_{N-1} = \sum_{k=1}^M q_k \Lambda_N^{k-1}$, где $M = k_1 + k_2 + \dots + k_N + N$. Тогда выражение для $P_{i_1 \dots i_N j_2 \dots j_N}(\Pi_1, \dots, \Pi_N)$, с учетом (4.11), может быть записано в виде: $P_{i_1 \dots i_N j_2 \dots j_N}(\Pi_1, \dots, \Pi_N) = \sum_{k=1}^M q_k F_k(\Pi_N)$. Коэффициенты полинома $Q_{k_1 \dots k_N}(x)$ могут быть найдены итерационно:

$$\left\{ \begin{array}{l} q_{k_1 + \dots + k_i + i}^{(i)} = \frac{q_{k_1 + \dots + k_{i-1} + i-1}^{(i-1)}}{k_1 + \dots + k_{i-1} + i-1} \\ q_{k_2 + \dots + k_i + i-1}^{(i)} = \frac{q_{k_2 + \dots + k_{i-1} + i-2}^{(i-1)}}{k_2 + \dots + k_{i-1} + i-2} \\ \vdots \\ q_{k_{i-1} + k_i + 2}^{(i)} = \frac{q_{k_{i-1} + 1}^{(i-1)}}{k_{i-1} + 1} \\ q_{k_i + 1}^{(i)} = -\frac{q_{k_1 + \dots + k_{i-1} + i-1}^{(i-1)}}{k_1 + \dots + k_{i-1} + i-1} \Pi_{i-1}^{k_1 + \dots + k_{i-1} + i-1} - \dots - \frac{q_{k_{i-1} + 1}^{(i-1)}}{k_{i-1} + 1} \Pi_{i-1}^{k_{i-1} + 1} \end{array} \right. , \text{ при } 1 < i \leq N. \quad (4.22)$$

Для первой итерации значения коэффициентов определяются следующим образом:

$$q_n^{(1)} = \begin{cases} 1, & n = k_1 + 1 \\ 0, & n \neq k_1 + 1 \end{cases}.$$

При больших значениях N наиболее эффективным методом получения оценки вероятности ошибки 2-го рода является статистическое моделирование.

В случае справедливости гипотезы H_0 среднее число наблюдений, необходимое для принятия этой гипотезы, определяется выражением:

$$N_A(N, \Pi_1, \Delta\Pi) = \sum_{k=1}^N k P_k + (N+1) P_{FA}(N, \Pi_1, \Delta\Pi), \quad (4.23)$$

где P_k – вероятность того, что гипотеза H_0 принята на k – ом шаге. Введем обозначения:

$$A_k = \Lambda_1 > \Pi_1 \cap \Lambda_2 > \Pi_2 \cap \dots \cap \Lambda_{k-1} > \Pi_{k-1} \cap \Lambda_k < \Pi_k,$$

$$B_k = \Lambda_1 > \Pi_1 \cap \Lambda_2 > \Pi_2 \cap \dots \cap \Lambda_{k-1} > \Pi_{k-1} \cap \Lambda_k > \Pi_k,$$

$$C_k = \Lambda_k < \Pi_k.$$

Тогда $P_k = P\{A_k\}$. События $B_{k-1} \cap C_k$ и $B_{k-1} \cap \overline{C_k}$ являются взаимно исключающими. Следовательно, вероятность того, что произойдет одно из этих двух событий, равна сумме вероятностей появления отдельных событий:

$$P\{(B_{k-1} \cap C_k) \cup (B_{k-1} \cap \overline{C_k})\} = P\{B_{k-1} \cap C_k\} + P\{B_{k-1} \cap \overline{C_k}\}.$$

С другой стороны, $(B_{k-1} \cap C_k) \cup (B_{k-1} \cap \overline{C_k}) = B_{k-1} \cap (C_k \cup \overline{C_k}) = B_{k-1}$. Таким образом, справедливо соотношение: $P\{B_{k-1} \cap C_k\} = P\{B_{k-1}\} - P\{B_{k-1} \cap \overline{C_k}\}$. Осталось заметить, что $B_{k-1} \cap C_k = A_k$, $B_{k-1} \cap \overline{C_k} = B_k$, т.е. $P\{A_k\} = P\{B_{k-1}\} - P\{B_k\}$. Учитывая, что $P\{B_k\} = P_{FA}(k, \Pi_1, \Delta\Pi)$, выражение для P_k может быть записано следующим образом:

$$P_k = \begin{cases} P_{FA}(k-1, \Pi_1, \Delta\Pi) - P_{FA}(k, \Pi_1, \Delta\Pi), & k > 1 \\ 1 - P_{FA}(1, \Pi_1, \Delta\Pi), & k = 1 \end{cases} \quad (4.24)$$

Таким образом,

$$\sum_{k=1}^N k P_k = 1 - P_{FA}(1, \Pi_1, \Delta\Pi) + \sum_{k=2}^N k \{P_{FA}(k-1, \Pi_1, \Delta\Pi) - P_{FA}(k, \Pi_1, \Delta\Pi)\}. \quad (4.25)$$

После упрощения (4.25) выражение для среднего числа наблюдений преобразуется к виду:

$$N_A(N, \Pi_1, \Delta\Pi) = 1 + \sum_{k=1}^N P_{FA}(k, \Pi_1, \Delta\Pi). \quad (4.26)$$

Далее рассмотрены примеры выбора значений Π_0 и $\Delta\Pi$, нормированных к мощности шума, с использованием полученных зависимостей для схем поиска из Таблицы 4.1.

Параллельный поиск по частоте

В этом режиме поиска корреляция входного сигнала с опорным вычисляется на интервале $T \approx 1$ мс. Как показано в разделе 3.3, влиянием доплеровского смещения частоты на фазу опорной ПСП при этом можно пренебречь. Однако с увеличением длительности интервала корреляции возрастают энергетические потери, связанные с использованием отсчетов опорной ПСП с нулевым смещением. Число последовательных эпох N , на которых осуществляется накопление решающей статистики, определяется диапазоном изменения доплеровского смещения частоты. Ограничив допустимые энергетические потери 2 дБ, получим, что в случае БАСН $N \leq 10$. Для минимизации общего времени поиска сигнала НКА с использованием БПФ процедура усеченного последовательного анализа может быть применена отдельно к каждому

частотному бину. На Рисунках 4.5, 4.6 и 4.7 представлены зависимости вероятности ошибок 1-го и 2-го рода, а также среднего времени принятия гипотезы H_0 при отсутствии сигнала от приращения порога, полученные для некоторых значений нормированного начального порога при $N = 10$ и $C/N_0 = 36$ дБГц. Значения Π_0 и $\Delta\Pi$ для данного типа поиска могут быть получены следующим образом. Предположим, что вероятность ошибки 1-го рода не должна превосходить одной ложной тревоги при анализе двумерной области поиска. Если $M = 256$ и размер кодового бина равен $f_s T/2$, где $f_s = 5,71$ МГц, то общее число проверяемых позиций код/частота составляет $256 \times 2857 = 7,3e5$. Следовательно, вероятность ошибки 1-го рода для одной позиции код/частота не должна превышать $1,3e-6$. Пусть вероятность ошибки 2-го рода не превосходит 0,1. В силу выбора размера кодовых и частотных бинов такая вероятность является допустимой. Значения порога Π_0 и его приращения $\Delta\Pi$ для этих вероятностей равны 1 и 4 соответственно. Среднее время принятия гипотезы H_0 при отсутствии сигнала в этом случае составляет 1,5 мс, т.е. анализ пустой позиции в большинстве случаев занимает 1 или 2 эпохи.

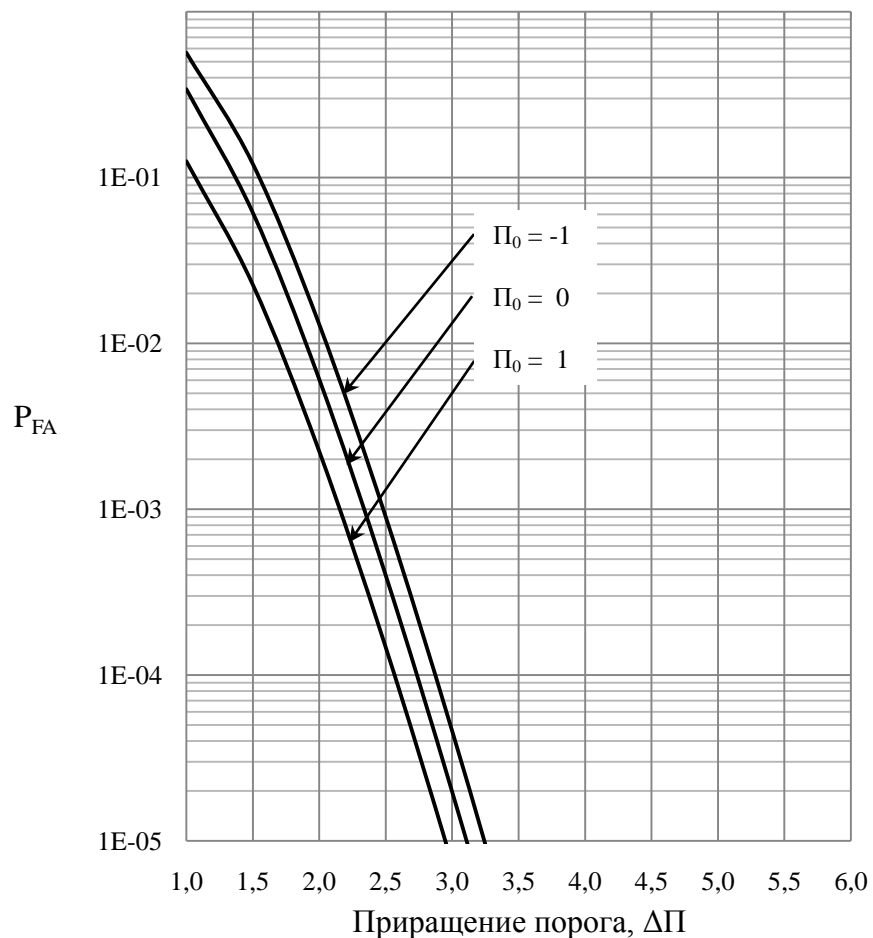


Рисунок 4.5 – Вероятность ошибки 1-го рода для $N = 10$

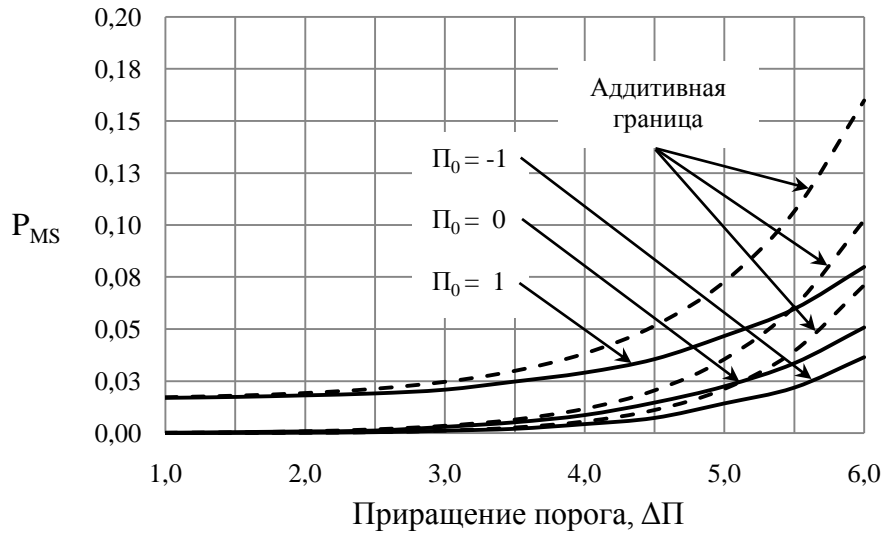


Рисунок 4.6 – Вероятность ошибки 2-го рода для $N = 10$ и $C/N_0 = 36$ дБГц

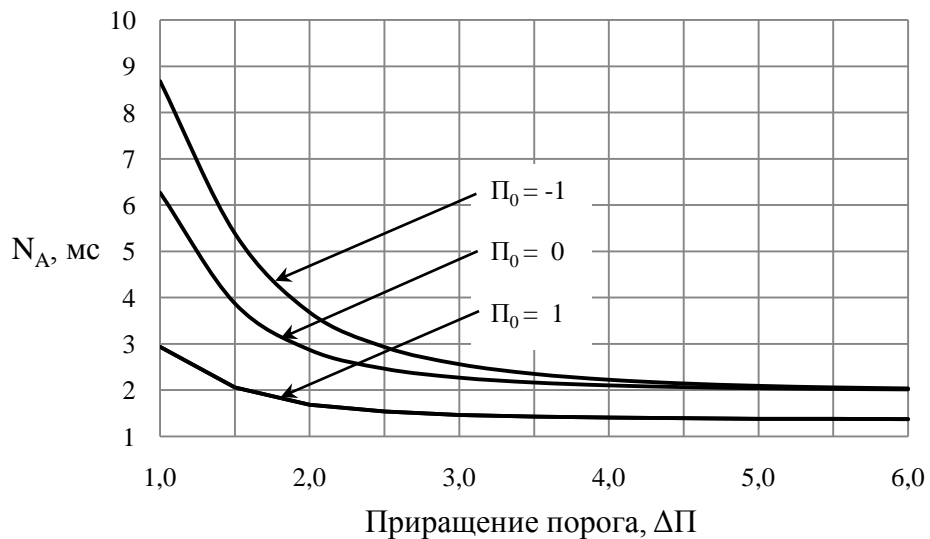


Рисунок 4.7 – Среднее время принятия гипотезы H_0 при отсутствии сигнала для $N = 10$

Последовательный поиск в стандартном диапазоне изменения частоты

Этот тип поиска рассматривается совместно с поиском, используемым после БПФ для уточнения полученных оценок фазы ПСП и доплеровского смещения частоты, так как оба алгоритма используют однопороговую схему с одинаковым временем когерентного накопления, равным 1 мс. Благодаря небольшому диапазону изменения доплеровского смещения частоты длительность интервала наблюдений (число эпох N) для этого типа поиска может быть увеличено. На Рисунках 4.8 и 4.9 представлены зависимости вероятности ошибок 1-го и 2-го рода от приращения порога, рассчитанные для $N = 32$ и $C/N_0 = 33$ дБГц. Предположим, что для этого типа поиска вероятность ошибки 1-го рода не должна быть выше,

чем $1,0\text{e-}4$, что соответствует одной ложной тревоге при анализе всей эпохи кода, а вероятность ошибки 2-го рода такая же, как и в предыдущем режиме. Значения Π_0 и $\Delta\Pi$, соответствующие этим вероятностям, равны 0 и 2. На Рисунке 4.10 представлена зависимость среднего времени принятия гипотезы H_0 при отсутствии сигнала от приращения порога для $N = 32$, из которой следует, что среднее время анализа пустой позиции для выбранных значений Π_0 и $\Delta\Pi$ равно 3 мс.

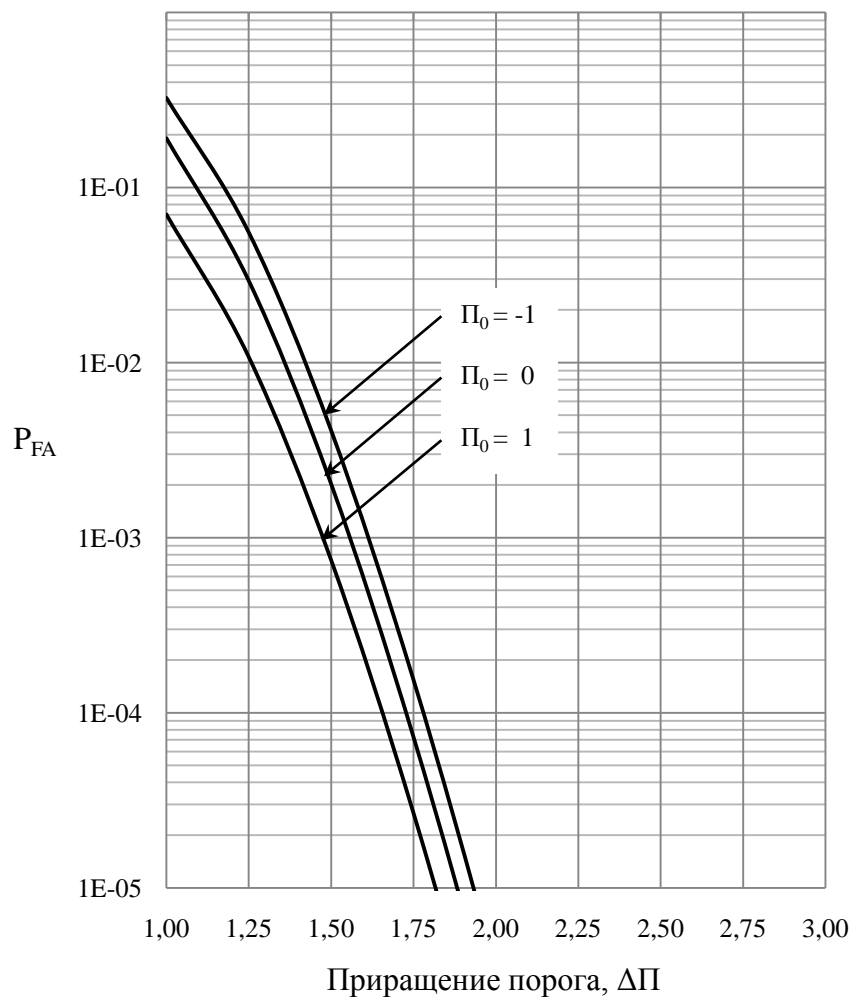


Рисунок 4.8 – Вероятность ошибки 1-го рода для $N = 32$

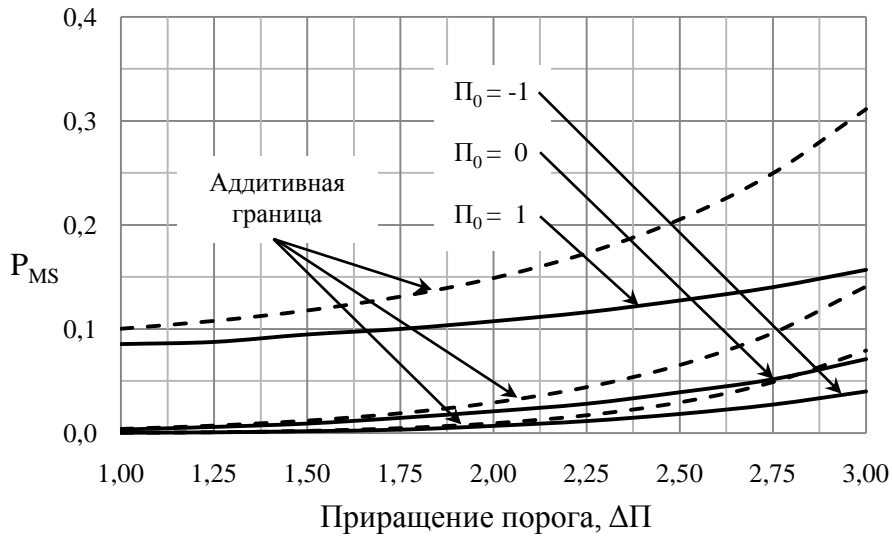


Рисунок 4.9 – Вероятность ошибки 2-го рода для $N = 32$ и $C/N_0 = 33$ дБГц

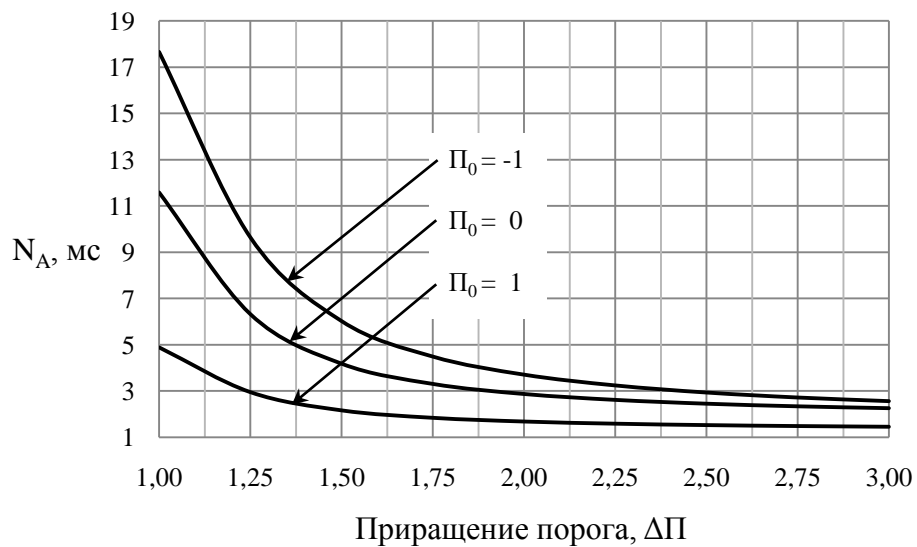


Рисунок 4.10 – Среднее время принятия гипотезы H_0 при отсутствии сигнала для $N = 32$

Последовательный поиск в узком диапазоне частот

Благодаря узкому диапазону изменения доплеровского смещения частоты время когерентного накопления в этом режиме может быть удвоено ($T = 2$ мс) при сохранении общего времени поиска, как и в предыдущем режиме. При этом чувствительность поиска улучшается на 3 дБ. Для поиска сигналов в широком диапазоне изменения отношения сигнал/шум в данном режиме реализована двухпороговая схема, так как при использовании только одного порога обнаружения невозможно обеспечить приемлемые вероятности ошибок 1-го и 2-го рода. На

первом цикле поиска значения P_0 и ΔP оптимизированы для обнаружения сигналов с уровнем 33 дБГц. При этом основным критерием выбора P_0 и ΔP на этом шаге является оптимизация вероятности ошибки 1-го рода и среднего времени принятия гипотезы H_0 , так как ошибка, связанная с пропуском сигнала, может быть исправлена на втором цикле поиска. На Рисунках 4.11, 4.12 и 4.13 представлены зависимости вероятности ошибок 1-го и 2-го рода, а также среднее время принятия гипотезы H_0 от приращения порога для первого цикла поиска. Для таких же характеристик поиска как и в предыдущем режиме значения P_0 и ΔP должны быть равны 2 и 4.5 соответственно.

На втором цикле общее время поиска увеличено в 4 раза ($N = 64$), а значения P_0 и ΔP оптимизированы для обнаружения сигналов с уровнем 26 дБГц. Выбор P_0 и ΔP осуществляется таким образом, чтобы оптимизировать вероятность ошибки 2-го рода и среднее время принятия гипотезы H_0 . На Рисунках 4.14, 4.15 и 4.16 представлены зависимости вероятности ошибок 1-го и 2-го рода, а также среднее время принятия гипотезы H_0 при отсутствии сигнала от приращения порога для $N = 64$ и $C/N_0 = 26$ дБГц. Значения P_0 и ΔP , при которых обеспечиваются такие же вероятности ошибок 1-го и 2-го рода как и в предыдущих режимах, равны -10,0 и 3,25. При этом среднее время анализа пустой ячейки равно 20 мс. Характеристики используемых схем поиска обобщены в Таблице 4.2. Отношение C/N_0 , приведенное в таблице, учитывает потери (4 дБ), обусловленные квантованием области поиска.

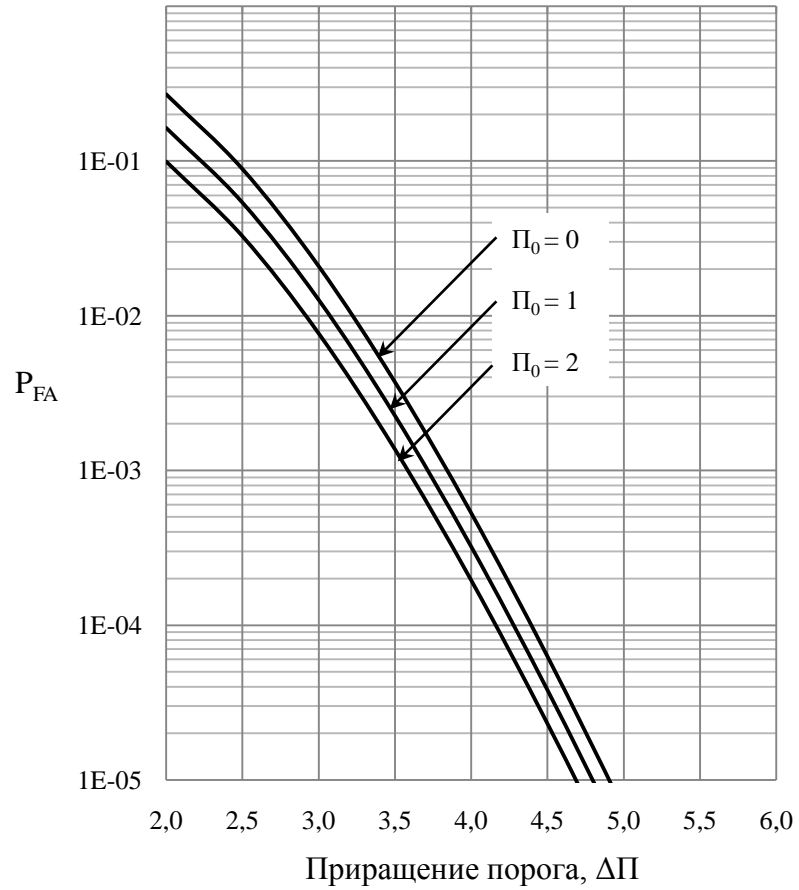


Рисунок 4.11 – Вероятность ошибки 1-го рода для $N = 16$

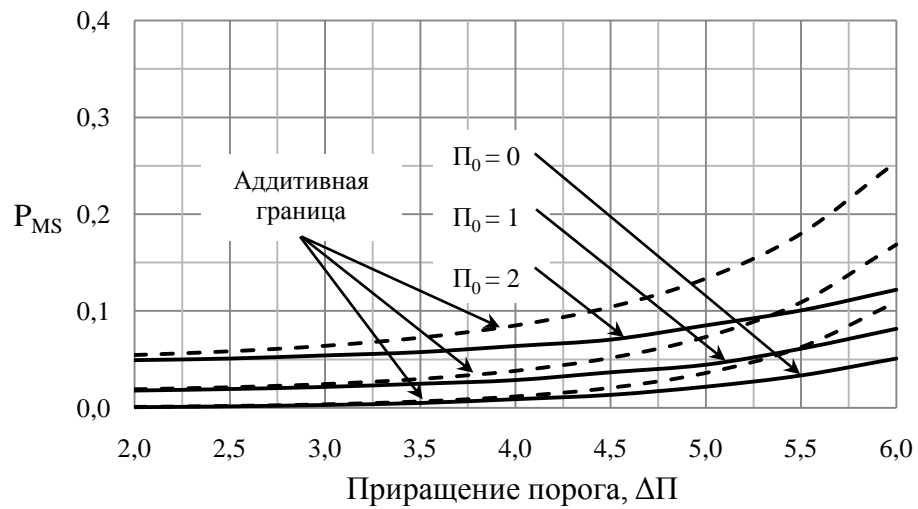


Рисунок 4.12 – Вероятность ошибки 2-го рода для $N = 16$ и $C/N_0 = 33$ дБГц

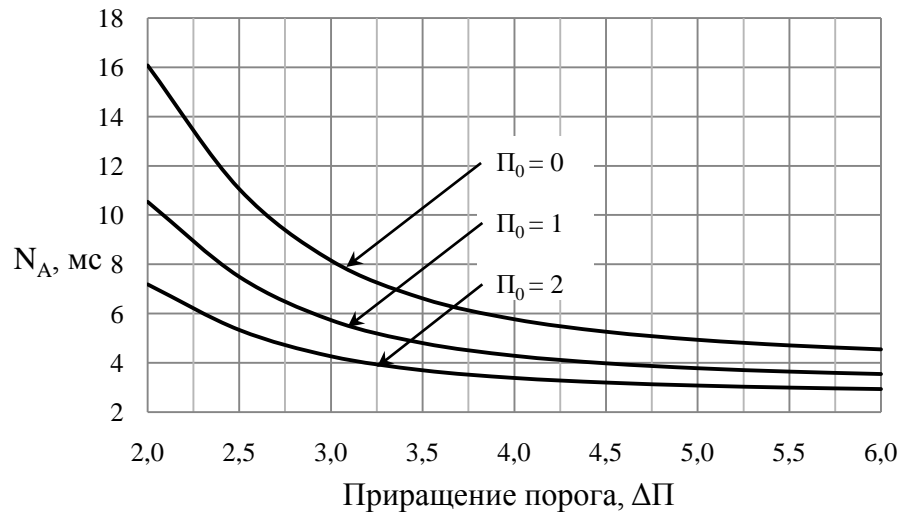


Рисунок 4.13 – Среднее время принятия гипотезы H_0 при отсутствии сигнала для $N = 16$

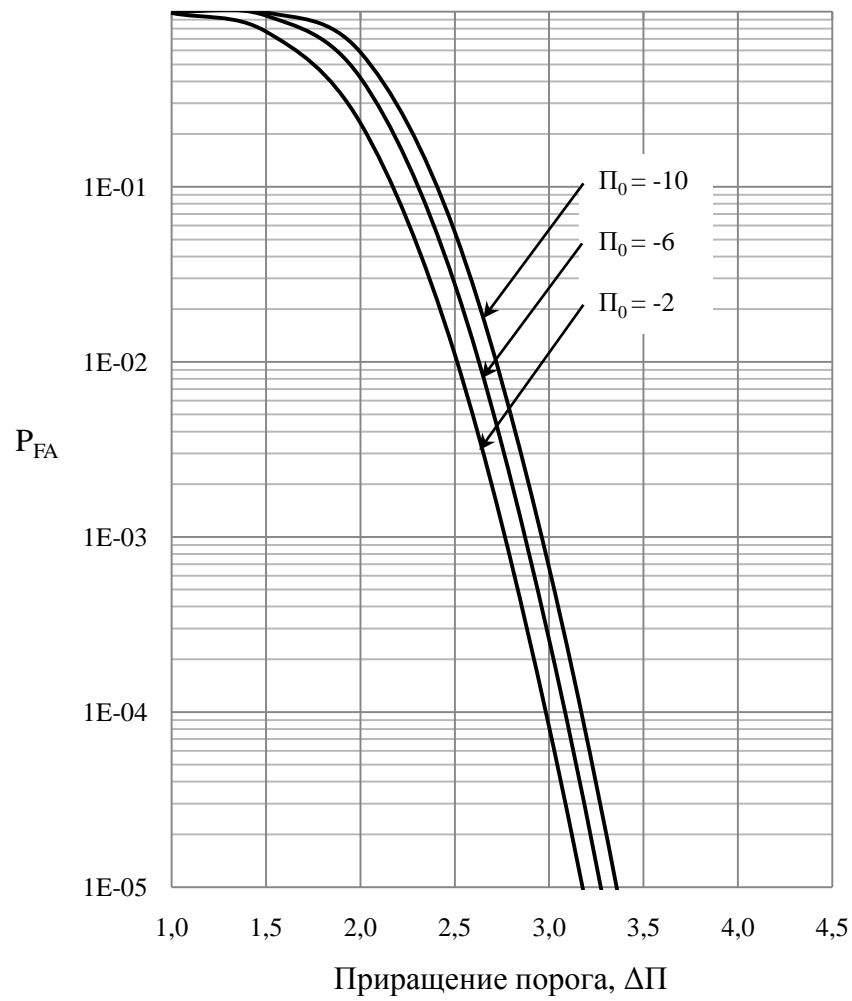


Рисунок 4.14 – Вероятность ошибки 1-го рода для $N = 64$

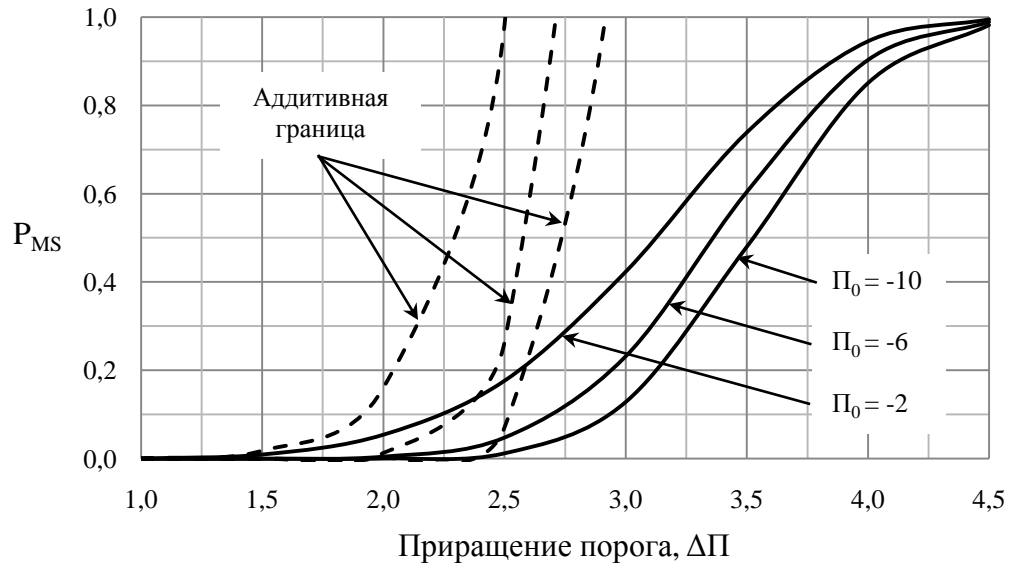


Рисунок 4.15 – Вероятность ошибки 2-го рода для $N = 64$ и $C/N_0 = 26$ дБГц

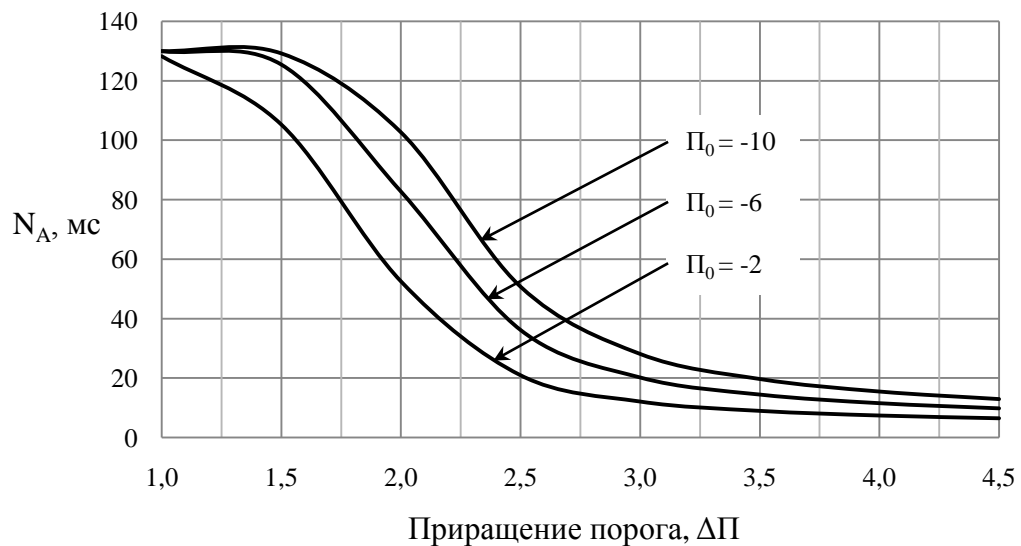


Рисунок 4.16 – Среднее время принятия гипотезы H_0 при отсутствии сигнала для $N = 64$

Таблица 4.2 – Характеристики комбинированного поиска

Схема поиска	C/N_0 , дБГц	T , мс	N	Π_0	$\Delta\P$	P_{FA}	P_{MS}	N_A , мс
Параллельный поиск по частоте	40	1	10	1,0	4,0	$1,3e-6$	0,03	1,5
Последовательный поиск в стандартном диапазоне изменения	37	1	32	0,0	2,0	$1,0e-4$	0,02	3,0

Продолжение Таблицы 4.2

Схема поиска	C/N_0 , дБГц	T , мс	N	P_0	ΔP	P_{FA}	P_{MS}	N_A , мс
Последовательный поиск в узком диапазоне изменения частоты (первый цикл)	37	2	16	2,0	4,5	1,0e-4	0,07	3,2
Последовательный поиск в узком диапазоне изменения частоты (второй цикл)	30	2	64	-10,0	3,25	1,0e-4	0,13	20

4.2 Алгоритм слежения за задержкой сигнала и анализ его характеристик

Слежение за задержкой сигнала используется в навигационных приемниках СРНС для уточнения оценок фазы ПСП входного сигнала и скорости ее изменения, полученных в результате процедуры поиска. В БАСН с программным МКК, для уменьшения загрузки ЦП, предлагается использовать одноканальную некогерентную схему ССЗ с качанием задержки [23], в которой на каждом цикле работы алгоритма, равном половине периода качания, осуществляется вычисление свертки входного сигнала только с одной копией опорной ПСП. Ценой за использование такой схемы является увеличение случайной погрешности оценки фазы ПСП по сравнению с двухканальной схемой. Объясняется это тем, что в двухканальной схеме при вычитании опорных сигналов происходит компенсация шумов вследствие коррелированности отсчетов входного сигнала. Благодаря использованию в алгоритме слежения за задержкой некогерентного дискриминатора втягивание ССЗ в синхронизм происходит независимо от работы системы ФАПЧ. Кроме того, с целью минимизации числа операций при вычислении сигнала ошибки ССЗ в приемнике с программным МКК целесообразно использовать дискриминатор на основе разности мощностей сигнала, полученных для опережающей и задержанной копий ПСП.

Структурная схема ССЗ представлена на Рисунке 4.17. МКК формирует квадратурные составляющие свертки входного сигнала с опорным, а дискриминатор ССЗ вычисляет сигнал ошибки τ_e , обусловленной несовпадением фаз ПСП, в соответствии с выражением:

$$\tau_e = \frac{1}{P} (|R_E|^2 - |R_L|^2), \text{ где}$$

$R_{E,L}$ — свертка входного сигнала с опорным для опережающей/задержанной копии ПСП;

P — мощность входного сигнала на интервале корреляции.

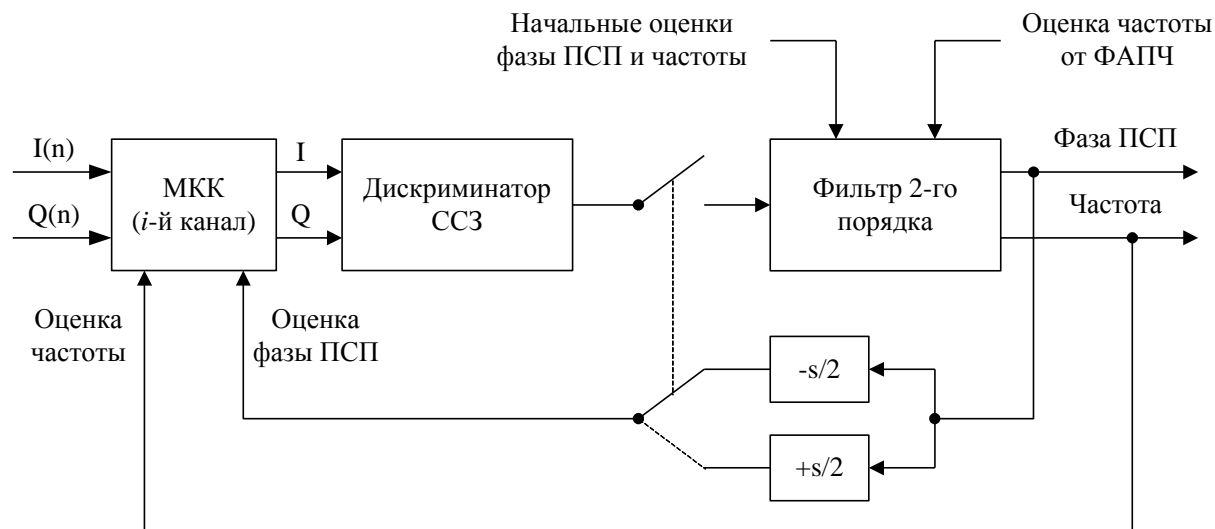


Рисунок 4.17 – Структурная схема ССЗ

Сигнал ошибки вычисляется за два цикла работы ССЗ – на первом цикле вычисляется квадрат модуля свертки входного сигнала с опорным для опережающей копии ПСП, а на втором – для задержанной копии ПСП и их нормированная разность. Период качания задержки равен длительности информационного символа. В установившемся режиме работы системы слежения за несущей частотой погрешность оценки частоты близка к нулю, поэтому выражение для свертки на интервале корреляции T имеет вид:

$$R_{E,L} = Ua\rho\left(\Delta\tau \mp \frac{s}{2}\right)e^{i\Delta\varphi} + n, \text{ где}$$

$\rho(\tau)$ — АКФ ПСП;

$\Delta\tau$ — погрешность оценки фазы ПСП в символах кода;

s — удвоенное значение опережения/задержки опорной ПСП в символах кода;

$\Delta\varphi$ — погрешность оценки фазы несущей частоты;

U — амплитуда входного сигнала;

$a = \pm 1$ — значение информационного символа данных на интервале корреляции T ;

n — БГШ с нулевым средним и дисперсией σ^2 .

Следовательно, для математического ожидания сигнала ошибки τ_e справедливо соотношение:

$$E\{\tau_e\} = \rho^2\left(\Delta\tau - \frac{s}{2}\right) - \rho^2\left(\Delta\tau + \frac{s}{2}\right),$$

которое при $|\Delta\tau| < \frac{s}{2}$ аппроксимируется линейной функцией $2\Delta\tau(2 - s)$. Откуда следует, что коэффициент передачи дискриминатора ССЗ, определяемый как производная $E\{\tau_e\}$ в точке $\Delta\tau = 0$, равен $S_\tau = 2(2 - s)$.

На каждом четном цикле работы ССЗ величина τ_e используется для вычисления рекуррентных оценок фазы ПСП входного сигнала и скорости ее изменения с помощью фильтра 2-го порядка. Структурная схема фильтра изображена на Рисунке 4.18. Параметры фильтра, в том числе и порядок, выбираются с учетом взаимной динамики потребителя и НКА. В разделе 1.4 показано, что для БАСН максимальные значения производных доплеровского смещения частоты, при которых должно осуществляться слежение за задержкой, не превышают значений, приведенных в Таблице 4.3. Поскольку время замыкания петли ССЗ, равное периоду качания задержки, существенно меньше постоянной времени фильтра (обычно секунды), то параметры цифрового и соответствующего аналогового фильтров совпадают. Поэтому для

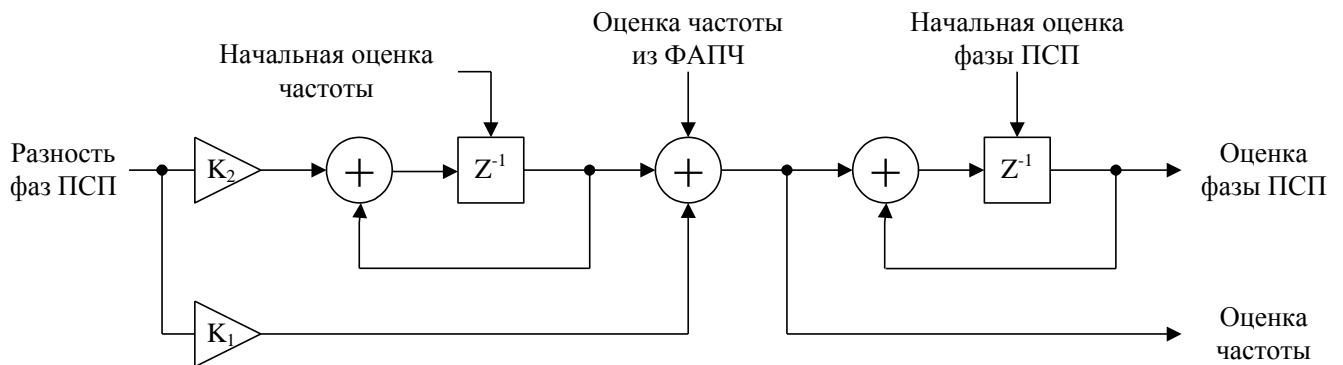


Рисунок 4.18 – Структурная схема фильтра петли ССЗ

определения коэффициентов цифрового фильтра, изображенного на Рисунке 4.18, могут быть использованы известные соотношения, полученные для аналоговых фильтров [41]. Типичные значения коэффициентов фильтра 2-го порядка определяются следующим образом:

$K_1 = \frac{\sqrt{2}(1,89 B)}{S_\tau}$, $K_2 = \frac{(1,89 B)^2}{S_\tau}$, где B – шумовая полоса фильтра петли ССЗ; S_τ – коэффициент передачи дискриминатора ССЗ.

Таблица 4.3 – Параметры взаимной динамики потребителя и НКА

Параметр	Максимальное значение	
f_d'	110 Гц/с	22 м/с ²
f_d''	0,5 Гц/с ²	0,1 м/с ³

Среднеквадратическая погрешность (СКП) оценки фазы ПСП не зависит от порядка фильтра петли ССЗ и для дискриминатора с качанием задержки определяется соотношением [41]:

$$\sigma_\tau = \lambda \sqrt{\frac{s^2 B}{q} \left(2 - s + \frac{2s}{Tq} \right)}, \text{ где}$$

- q – отношение сигнал/шум в полосе 1 Гц на входе коррелятора;
 T – время когерентного накопления квадратурных составляющих свертки;
 λ – длительность символа ПСП в метрах.

Динамическая погрешность, напротив, зависит от порядка фильтра петли ССЗ и для фильтра 2-го порядка при ненулевой первой производной доплеровского смещения частоты f_d' определяется следующим образом [41]:

$$\Delta_\tau = \frac{f_d'}{(1,89 B)^2} \times \frac{c}{f_{L1}}, \text{ где}$$

- f_{L1} – номинальное значение несущей частоты L1, Гц;
 c – скорость света, м/с.

Повышение точности оценки фазы ПСП достигается путем использования оценки несущей частоты, полученной системой ФАПЧ, для слежения за задержкой сигнала [23]. Комплексирование ССЗ и ФАПЧ осуществляется на протяжении всего времени слежения за параметрами сигнала НКА за исключением интервала, необходимого для захвата несущей частоты системой ФАПЧ. Поэтому выделяют два режима функционирования ССЗ – захват и слежение. Шумовая полоса фильтра петли выбирается в зависимости от режима работы алгоритма ССЗ. В режиме захвата для обеспечения приемлемой динамической погрешности полоса выбрана равной 1 Гц. Тогда в условиях наихудшей взаимной динамики потребителя и НКА величина динамической погрешности Δ_τ не будет превосходить 6 м. При этом СКП оценки фазы ПСП для сигналов с уровнем 34 дБГц на входе коррелятора составит 4 м. В режиме слежения, с целью повышения точности оценки фазы ПСП полоса фильтра петли ССЗ может быть выбрана на порядок меньше. Благодаря комплексированию с ФАПЧ такое сужение полосы не приводит к ухудшению динамических характеристик ССЗ. С другой стороны, сужение полосы на порядок уменьшает СКП оценки фазы ПСП в 3 раза.

Для обеспечения параллельной работы систем ССЗ и ФАПЧ в навигационных приемниках традиционно используются результаты одновременной свертки входного сигнала с задержанной, синхронной и опережающей копиями ПСП. С целью уменьшения загрузки ЦП в приемнике с программным МКК предлагается использовать временно́е разделение вычислений свертки с разными копиями ПСП [10]. Диаграмма работы канала МКК при таком подходе в двух разных режимах функционирования ССЗ приведена на Рисунке 4.19. В первом режиме для оценки фазы ПСП и ее производной используется полный набор квадратурных накоплений на периоде качания. Во втором – только 10% квадратурных накоплений. Следствием уменьшения числа накоплений, используемых для вычисления сигнала ошибки ССЗ в режиме слежения,

является увеличение дисперсии τ_e , которое компенсируется сужением полосы фильтра петли ССЗ в этом режиме.

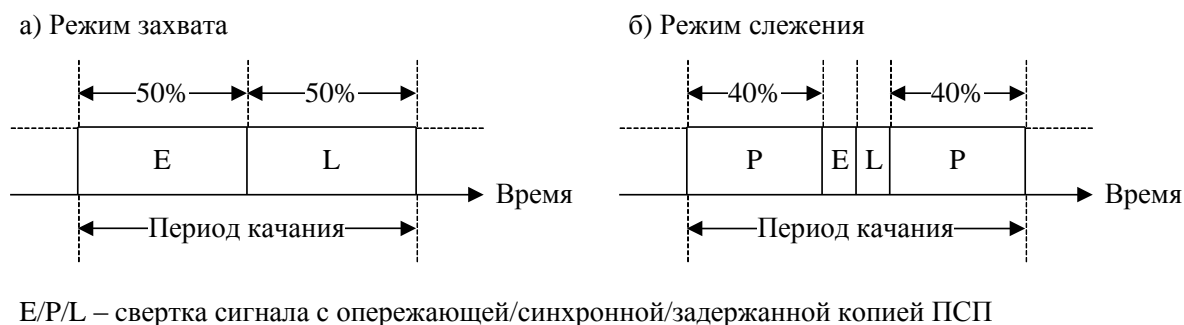


Рисунок 4.19 – Временная диаграмма работы канала МКК

Основным фактором, влияющим на характеристики ССЗ в приемнике с программным МКК, имеющем переменное время интегрирования, является использование неполного ансамбля входных отсчетов при вычислении свертки на эпохе ПСП. Если в режиме захвата ССЗ для вычисления квадратурных составляющих свертки используется полный набор входных отсчетов на интервале корреляции (совпадающем, как правило, с эпохой ПСП), то в режиме слежения, в зависимости от уровня сигнала НКА, число используемых отсчетов может быть уменьшено, вследствие чего ухудшаются ортогональные свойства ПСП. В разделе 3.6 предложен метод восстановления ортогональных свойств ПСП при помощи когерентного накопления квадратурных составляющих свертки на нескольких последовательных эпохах. Однако для ССЗ этот метод не применим, так как в соответствии с диаграммой работы канала МКК в режиме слежения вычисление свертки входного сигнала с опорным для опережающей/задержанной копии ПСП осуществляется ровно на одной эпохе за период качания. Поэтому для сигналов с кодовым разделением при наличии во входной смеси сигналов нескольких НКА результаты вычисления свертки входного сигнала с опорным искажаются, что приводит к:

- 1) изменению коэффициента передачи дискриминатора S_τ ;
- 2) смещению дискриминационной характеристики (ДХ) ССЗ.

Первый эффект приводит к изменению случайной погрешности, а второй – к появлению систематической погрешности оценки фазы ПСП. На Рисунке 4.20 приведены примеры ДХ ССЗ, полученных для $s = 0,5$ при использовании только 10% входных отсчетов и наличии во входной смеси сигнала одного НКА (кривая 1) и двух НКА с одинаковыми уровнями сигнала и разностями фаз ПСП, равными 0,1 (кривая 2), 0,3 (кривая 3) и 0,5 символа ПСП (кривая 4).

Ниже приводится оценка влияния уменьшения числа используемых отсчетов на величину каждого из двух эффектов.

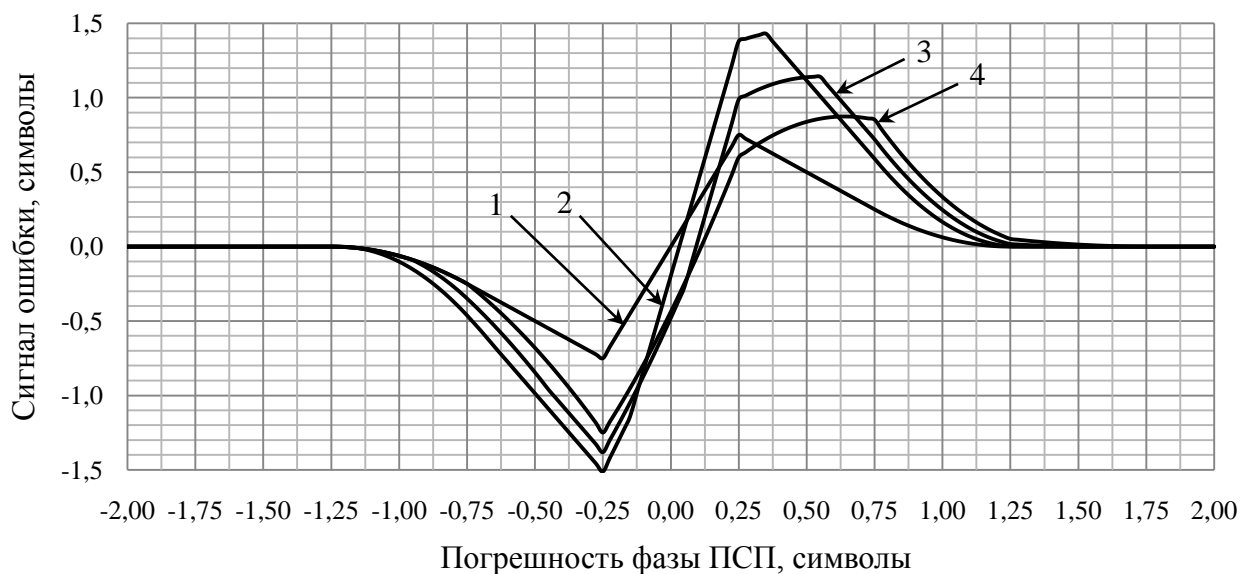


Рисунок 4.20 – Влияние помехи на ДХ ССЗ

Пусть входной сигнал представляет собой аддитивную смесь сигналов нескольких НКА и БГШ. Сигнал k -го НКА можно рассматривать как внутрисистемную помеху при приеме сигнала j -го НКА. Если свертка входного сигнала с опорным осуществляется на целой эпохе ПСП, то влиянием этой помехи можно пренебречь в силу ортогональности ПСП для разных НКА. Однако при уменьшении интервала корреляции ортогональные свойства ПСП нарушаются, вследствие чего необходимо учитывать влияние внутрисистемной помехи на оценку параметров принимаемого сигнала. Квадратурные отсчеты ПЧ на входе МКК определяются соотношением:

$$S(k) = \sum_{j=1}^L U_j a_j(kT_s + \delta_j) c_j(kT_s + \tau_j) e^{i(2\pi f_j kT_s + \varphi_j)} + n(k), \text{ где}$$

- U_j — амплитуда сигнала;
- δ_j — временная задержка информационного символа;
- τ_j — временная задержка символа ПСП;
- f_j — доплеровское смещение частоты;
- φ_j — фаза несущей частоты;
- $n(k)$ — отсчеты БГШ;
- T_s — интервал дискретизации входного сигнала;
- L — число спутников.

Предположим, что оценки τ_j , f_j и φ_j для j -го НКА известны абсолютно точно. Тогда отсчеты опорного сигнала j -го НКА для опережающей/задержанной копии ПСП имеют вид: $S_r(k) = c_j(kT_s + \tau_j \pm \frac{s}{2})e^{i(2\pi f_j kT_s + \varphi_j)}$. Для простоты рассмотрим случай $L = 2$. Кроме того, будем считать, что на интервале корреляции амплитуда сигнала и знак информационного символа НКА не меняются. В этом случае выражение для свертки входного и опорного сигналов может быть записано в виде:

$$R_{E,L} = U_j a_j \rho_{jj} \left(\tau_j, \tau_j \pm \frac{s}{2} \right) + U_k a_k \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} c_k(lT_s + \tau_k) c_j(lT_s + \tau_j \pm \frac{s}{2}) e^{i(2\pi \Delta f_{kj} lT_s + \Delta \varphi_{kj})} + n_r, \text{ где}$$

$$\rho_{jj} \left(\tau_j, \tau_j \pm \frac{s}{2} \right) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} c_j(lT_s + \tau_j) c_j \left(lT_s + \tau_j \pm \frac{s}{2} \right), \quad n_r = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} n(l) S_r(l).$$

В наихудшей ситуации, когда доплеровские смещения и фазы несущих частот j -го и k -го НКА совпадают, выражение для свертки преобразуется следующим образом:

$$R_{E,L} = U_j a_j \rho_{jj} \left(\tau_j \pm \frac{s}{2} \right) + U_k a_k \rho_{kj} \left(\tau_k, \tau_j \pm \frac{s}{2} \right) + n_r, \text{ где}$$

$$\rho_{kj} \left(\tau_k, \tau_j \pm \frac{s}{2} \right) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} c_k(lT_s + \tau_k) c_j(lT_s + \tau_j \pm \frac{s}{2}).$$

Следовательно, для математического ожидания сигнала ошибки τ_e в этом случае справедливо соотношение:

$$E\{\tau_e\} = \left(\rho_{jj} \left(\tau_j, \tau_j - \frac{s}{2} \right) + \frac{U_k}{U_j} \xi_{kj} \rho_{kj} \left(\tau_k, \tau_j - \frac{s}{2} \right) \right)^2 - \left(\rho_{jj} \left(\tau_j, \tau_j + \frac{s}{2} \right) + \frac{U_k}{U_j} \xi_{kj} \rho_{kj} \left(\tau_k, \tau_j + \frac{s}{2} \right) \right)^2,$$

где $\xi_{kj} = \begin{cases} +1, & a_j = a_k \\ -1, & a_j \neq a_k \end{cases}$.

В окрестности глобального максимума $|\tau| < 1$ для АКФ справедлива аппроксимация: $\rho_{jj}(\tau) \approx 1 - |\tau|$. Аналогично при $|\tau - \tau_0| < 1$ для ВКФ имеем: $\rho_{kj}(\tau) \approx A(1 - |\tau - \tau_0|)$, где τ_0 – положение локального максимума/минимума ВКФ на временной оси, A – значение ВКФ при $\tau = \tau_0$, которое зависит от длительности интервала корреляции. Если, например, свертка вычисляется на интервале T_c , равном эпохе ПСП, то A принимает только два значения [51]: $63/1023 \approx 0,062$ и $-65/1023 \approx -0,064$. Влияние внутрисистемной помехи на вычисление модуля свертки для возможных значений ξ_{kj} поясняется на Рисунке 4.21. В случае синфазного ($\xi_{kj} = 1$) сложения полезного сигнала и помехи, имеющих АКФ и ВКФ, обозначенные на рисунке, как $\rho_{jj}(\tau)$ и $\rho_{kj}(\tau)$ соответственно, модуль свертки суммы возрастает, что приводит к увеличению коэффициента передачи дискриминатора S_τ . При противофазном ($\xi_{kj} = -1$) сложении сигнала и помехи значение S_τ уменьшается, что эквивалентно сужению шумовой полосы фильтра петли ССЗ. Как отмечалось выше, благодаря комплексированию ССЗ и ФАПЧ, это не приводит к ухудшению динамических характеристик ССЗ.

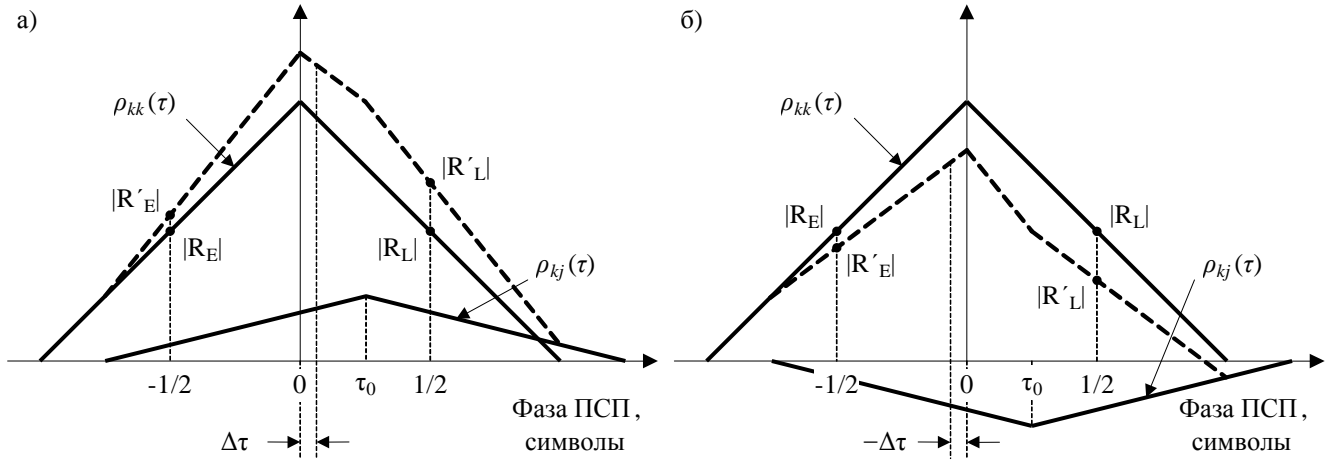


Рисунок 4.21 – Влияние внутрисистемной помехи на вычисление модуля свертки

Подставив аппроксимации АКФ и ВКФ в выражение для $E\{\tau_e\}$, получим:

$$E\{\tau_e\} \approx \left(1 - \left|\tau - \frac{s}{2}\right| + \frac{U_k}{U_j} \xi_{kj} A \left(1 - \left|\tau - \tau_0 - \frac{s}{2}\right|\right)\right)^2 - \left(1 - \left|\tau + \frac{s}{2}\right| + \frac{U_k}{U_j} \xi_{kj} A \left(1 - \left|\tau - \tau_0 + \frac{s}{2}\right|\right)\right)^2.$$

Линейный участок функции $E\{\tau_e\}$ в окрестности точки устойчивого слежения при $|\tau_0| \leq s$ определяется следующим образом:

$$E\{\tau_e\} = 2(2 - s) \left(1 + \frac{U_k}{U_j} \xi_{kj} A\right) \left(\tau \left(1 + \frac{U_k}{U_j} \xi_{kj} A\right) - \tau_0 \frac{U_k}{U_j} \xi_{kj} A\right).$$

В режиме слежения сигнал ошибки τ_e имеет нулевое среднее. Значение τ , при котором $E\{\tau_e\} = 0$, определяет смещение оценки фазы ПСП, вызванное влиянием внутрисистемной помехи:

$$\tau = \tau_0 \frac{U_k}{U_j} \xi_{kj} A \left(1 + \frac{U_k}{U_j} \xi_{kj} A\right)^{-1}.$$

Кроме того, производная ДХ в точке τ , определяемой этим соотношением, равна:

$$S'_\tau = 2(2 - s) \left(1 + \frac{U_k}{U_j} \xi_{kj} A\right)^2.$$

На Рисунке 4.22 приведена зависимость коэффициента передачи дискриминатора ССЗ, нормированного к S_τ , от длительности интервала корреляции T для отношения амплитуд помехи и полезного сигнала, равного 3 дБ (кривые 1 и 4), 0 дБ (кривые 2 и 5) и -3 дБ (кривые 3 и 6), при $\xi_{kj} = 1$ (кривые 1, 2 и 3) и $\xi_{kj} = -1$ (кривые 4, 5 и 6). Значения максимума модуля ВКФ для T кратных 0,1 мс получены путем численного расчета в разделе 3.5. Как следует из приведенных графиков, в худшем случае СКП оценки фазы ПСП может увеличиться не более чем в 4 раза. Например, при выбранном в [29] пороговом отношении сигнал/шум, начиная с которого допускается использовать неполный ансамбль отсчетов входного сигнала, шумовой полосе фильтра петли ССЗ равной 0,1 Гц и $s = 0,5$ СКП оценки фазы, в соответствии с соотношением для σ_τ , составит 0,85 м. Таким образом, в худшем случае СКП оценки фазы огибающей не превосходит 3,4 м, что допустимо для приемников подобного класса. Поэтому

влиянием внутрисистемной помехи на случайную погрешность оценки фазы ПСП можно пренебречь независимо от длительности интервала корреляции.

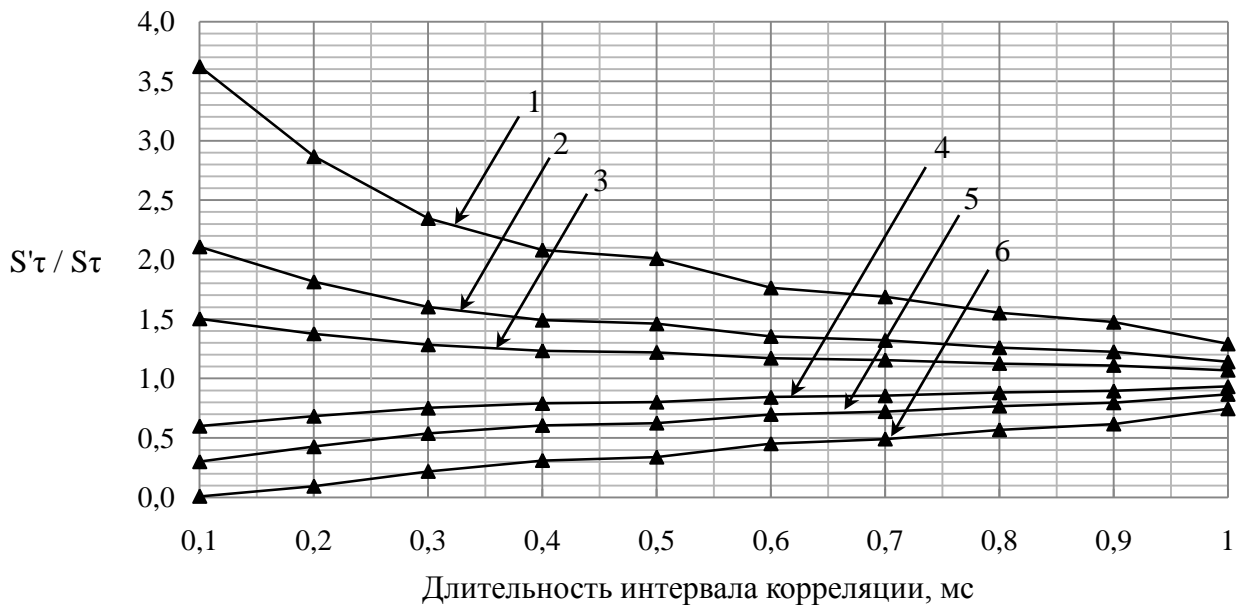


Рисунок 4.22 – Зависимость коэффициента передачи дискриминатора ССЗ от времени корреляции

На Рисунке 4.23 приведена зависимость смещения оценки фазы ПСП от длительности интервала корреляции. Нумерация кривых здесь имеет тот же смысл, что и на Рисунке 4.22. Из



Рисунок 4.23 – Зависимость смещения оценки фазы ПСП от времени корреляции

этих графиков видно, что для минимальной длительности интервала корреляции смещение оценки фазы ПСП составляет не менее 20 м во всех рассматриваемых случаях. Если же помеха складывается с полезным сигналом в противофазе, то величина смещения существенно увеличивается. Так как такое смещение оценки является неприемлемым, то при выборе длительности интервала корреляции, кроме уровня полезного сигнала, необходимо учитывать также доплеровское смещение частоты и уровень сигнала остальных НКА. В качестве альтернативного решения задачи выбора длительности интервала корреляции при наличии в зоне радиовидимости приемника, по крайней мере, еще одного НКА с близким доплеровским смещением частоты можно предложить экстраполяцию оценки фазы ПСП с использованием оценки частоты, полученной системой ФАПЧ, в течение интервала времени T_{max} , на котором доплеровские смещения сигналов этих НКА совпадают. При этом СКП оценки фазы ПСП ухудшается в соответствии с выражением: $\sigma_{\tau\phi} = \sqrt{\sigma_\tau^2 + \gamma^2 T_{max}^2 \sigma_{\Delta\phi}^2}$, где σ_τ – СКП оценки фазы ПСП на начало интервала экстраполяции; $\sigma_{\Delta\phi}$ – СКП оценки приращения фазы несущей частоты системой ФАПЧ; γ – коэффициент пересчета приращения фазы несущей частоты в приращение фазы ПСП. В разделе 1.4 показано, что для космического потребителя $T_{max} \leq 10$ с, т.е. при типичных значениях СКП оценки приращения фазы несущей частоты ухудшение σ_τ составит не более метра.

4.3 Алгоритм слежения за параметрами несущей частоты

В этом разделе рассмотрены особенности реализации алгоритма слежения за несущей частотой в приемнике с программным МКК, имеющем переменное время интегрирования. Обоснован выбор параметров алгоритма и приведен анализ его характеристик в случае использования неполного ансамбля отсчетов при вычислении квадратурных составляющих свертки входного и опорного сигналов. Под термином «несущая частота» подразумевается сумма номинального значения ПЧ на выходе ЦПЧ и доплеровского смещения частоты. Без ограничения общности можно считать, что номинальное значение ПЧ равно нулю. Целью алгоритма слежения за параметрами несущей частоты является оценка фазы несущей и ее производных. Так как слежение за фазой непосредственно после процедуры поиска невозможно из-за большой погрешности начальной оценки частоты, то алгоритм разбит на три этапа:

- 1) уточнение оценки частоты, полученной после завершения процедуры поиска;
- 2) захват фазы несущей частоты;
- 3) слежение за фазой.

Погрешность начальной оценки частоты равна половине шага поиска, т.е. составляет сотни герц. Для уменьшения этой погрешности на первом этапе алгоритма слежения за параметрами несущей частоты предлагается использовать систему частотной автоподстройки (ЧАП) на основе дискриминатора с временным сдвигом квадратурных составляющих свертки [6]. Выбор дискриминатора этого типа, обусловлен тем, что он имеет оптимальные характеристики при малых отношениях сигнал/шум и не требует существенных затрат ресурсов ЦП для его вычисления [41]. Особенностью данной реализации системы ЧАП является использование квадратурных составляющих свертки, полученных для опережающей и задержанной копий ПСП, при вычислении дискриминатора, что при $s = 0,5$ приводит к энергетическим потерям 2,5 дБ. Такая реализация системы ЧАП определяется временной диаграммой работы канала МКК, изображенной на Рисунке 4.19.

Параметры используемого дискриминатора приведены в Таблице 4.4. Апертура ДХ составляет $\pm \frac{1}{2T}$ Гц. Это означает, что для захвата частоты непосредственно после поиска сигнала (при шаге поиска по частоте равном 500 Гц) интервал когерентного накопления квадратурных составляющих свертки не должен превышать 2 мс.

Таблица 4.4 – Параметры частотного дискриминатора *

Тип дискриминатора	Крутизна ДХ	Флюктуационная характеристика
$I_E(k)Q_L(k+1) - I_L(k+1)Q_E(k)$	$4q^2T^3$	$16q^3T^3 \left(1 + \frac{1}{2qT}\right)$

* В таблице использованы следующие обозначения:

q – отношение сигнал/шум в полосе 1 Гц с учетом потерь, связанных с использованием I_E, Q_E, I_L, Q_L для вычисления дискриминатора;

T – интервал вычисления свертки.

Выражение для СКП оценки частоты системой ЧАП, полученное с использованием характеристик дискриминатора приведенных в Таблице 4.4, имеет вид:

$$\sigma_f = \frac{1}{2\pi T} \sqrt{\frac{2B}{q} \left(1 + \frac{1}{2qT}\right)},$$

где B – шумовая полоса фильтра петли ЧАП. На Рисунке 4.24 представлена зависимость СКП оценки частоты системой ЧАП от отношения сигнал/шум для $T = 1$ мс и шумовой полосы B , равной 0,5, 1 и 2 Гц.

Поскольку слежение за несущей частотой должно осуществляться при динамических условиях, указанных в Таблице 4.3, порядок сглаживающего фильтра петли ЧАП должен быть

не ниже 2-го. Для фильтра 2-го порядка оценка частоты имеет нулевую систематическую погрешность при движении потребителя с постоянным ускорением. При наличии ненулевой производной ускорения (рывка) величина систематической погрешности для оптимального фильтра 2-го порядка определяется выражением [41]:

$$\Delta_f = \frac{1}{(1,89B)^2} f_d'',$$

где f_d'' – вторая производная доплеровского смещения частоты. При максимальном значении f_d'' , приведенном в Таблице 4.3, и $B \geq 0,5$ Гц величина Δ_f не превышает 1 Гц. Для устойчивой

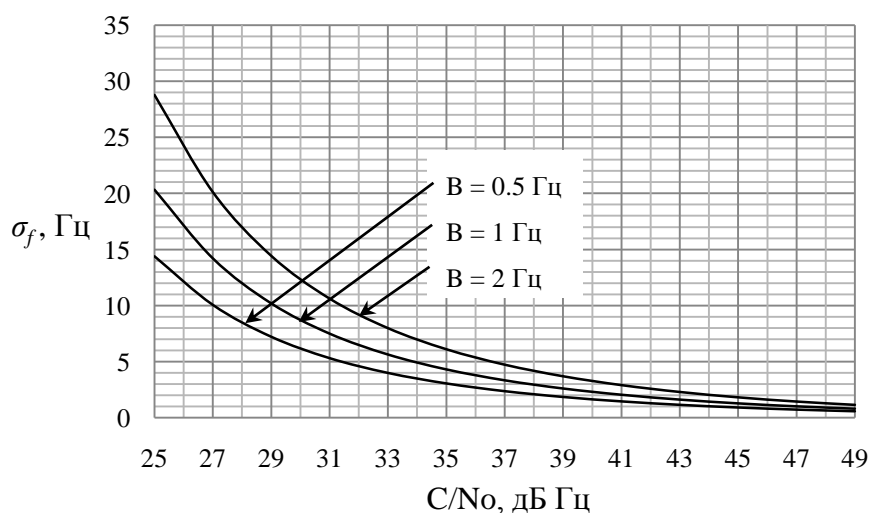


Рисунок 4.24 – СКП оценки частоты системой ЧАП

работы системы ЧАП предельная погрешность оценки частоты (по уровню вероятности 0,997) должна удовлетворять неравенству: $3\sigma_f + \Delta_f \leq \frac{1}{4T}$ [41]. Как видно на Рисунке 4.24, при $T = 1$ мс и выбранных значениях шумовой полосы B устойчивое слежение за частотой осуществляется во всем диапазоне изменения отношения сигнал/шум, характерного для космического потребителя. Так как роль ЧАП сводится лишь к уточнению оценки частоты, достаточной для захвата ее системой ФАПЧ, то основным критерием выбора шумовой полосы является время вхождения ЧАП в синхронизм, которое обратно пропорционально B . Как показано ниже, апертура ДХ системы ФАПЧ составляет: $-\frac{\pi}{4} \leq \delta\varphi \leq \frac{\pi}{4}$, где $\delta\varphi$ – погрешность оценки фазы несущей частоты. Следовательно, для захвата частоты системой ФАПЧ погрешность оценки частоты δf должна удовлетворять неравенству: $|\delta f| \leq \frac{1}{8T}$. Длительность интервала вычисления свертки T в режиме ФАПЧ составляет 1 мс и 5 мс, в зависимости от режима работы алгоритма символьной синхронизации. Поэтому погрешность оценки частоты не должна превышать 125 Гц и 25 Гц соответственно. Это условие выполняется при $B = 1 \dots 2$ Гц.

На следующих этапах алгоритма осуществляется дальнейшее уточнение оценки частоты путем измерения приращений фазы несущей частоты. Для этого необходим синхронизм фаз несущих частот входного и опорного сигналов, что достигается с помощью системы ФАПЧ, схема которой изображена на Рисунке 4.25. Тип используемого дискриминатора и параметры ДХ системы ФАПЧ приведены в Таблице 4.5.

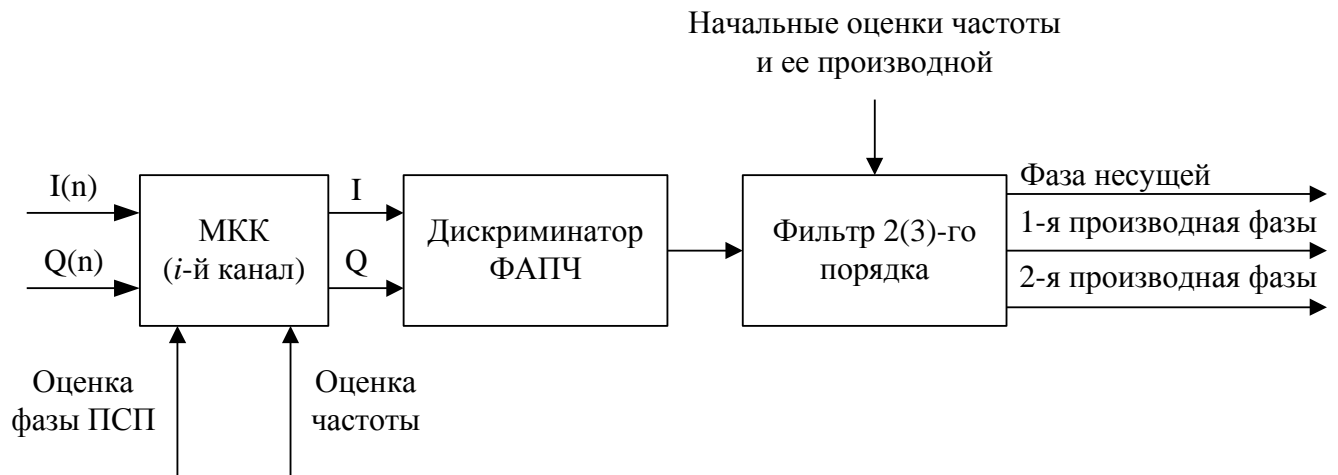


Рисунок 4.25 – Схема системы ФАПЧ

Таблица 4.5 – Параметры фазового дискриминатора

Тип дискриминатора	Крутизна ДХ	Флюктуационная характеристика
$I_p(k)Q_p(k)$	$4q^2T^2$	$8q^3T^3 \left(1 + \frac{1}{2qT}\right)$

Фазовый дискриминатор данного типа имеет оптимальные характеристики при низком отношении сигнал/шум. С учетом параметров дискриминатора, приведенных в Таблице 4.5, СКП оценки фазы несущей частоты системой ФАПЧ с полосой сглаживающего фильтра петли B может быть найдена следующим образом:

$$\sigma_\varphi = \frac{180}{\pi} \sqrt{\frac{B}{q} \left(1 + \frac{1}{2qT}\right)}, \text{ градусы.}$$

На Рисунке 4.26 представлена зависимость СКП оценки фазы несущей частоты системой ФАПЧ от отношения сигнал/шум для $T = 5$ мс и шумовой полосы B равной 10, 15 и 25 Гц. Для обеспечения требуемой точности определения навигационных параметров в условиях динамики потребителя сглаживающий фильтр петли системы ФАПЧ должен иметь порядок не ниже 3-го. Для устойчивости фильтра 3-го порядка должно выполняться условие $B \leq 18$ Гц [41]. С другой стороны, с целью уменьшения длительности переходного процесса на выходе фильтра полосу B желательно увеличить. Поэтому в алгоритме слежения за несущей частотой на этапе захвата

фазы предлагается использовать систему ФАПЧ с фильтром 2-го порядка, которая устойчива для любых значений B . При ненулевой первой производной доплеровского смещения частоты оценка фазы системой ФАПЧ с фильтром 2-го порядка имеет систематическую погрешность, определяемую выражением [41]:

$$\Delta_{\varphi}^{(2)} = \frac{360}{(1,89B)^2} f_d', \text{ градусы.}$$

Для максимального значения f_d' , приведенного в Таблице 4.3, и шумовой полосы $B = 25$ Гц величина $\Delta_{\varphi}^{(2)} \approx 18^\circ$, т.е. условие устойчивой работы системы ФАПЧ: $3\sigma_{\varphi} + \Delta_{\varphi}^{(2)} \leq 45^\circ$ [41] выполняется при отношениях сигнал/шум выше 32 дБГц.

Для фильтра 3-го порядка систематическая погрешность задается соотношением:

$$\Delta_{\varphi}^{(3)} = \frac{360}{(1,27B)^3} f_d'', \text{ градусы.}$$

Подставив максимальное значение f_d'' из Таблицы 4.3, получим, что $\Delta_{\varphi}^{(3)} < 1^\circ$ для всех значений шумовой полосы B , приведенных на Рисунке 4.26. Целесообразным выбором в этом случае является $B = 15$ Гц. При этом предельная погрешность оценки фазы несущей частоты (по уровню вероятности 0,997) не превосходит 45° во всем диапазоне изменения отношения сигнал/шум. Параметры алгоритма слежения за несущей частотой суммированы в Таблице 4.6.

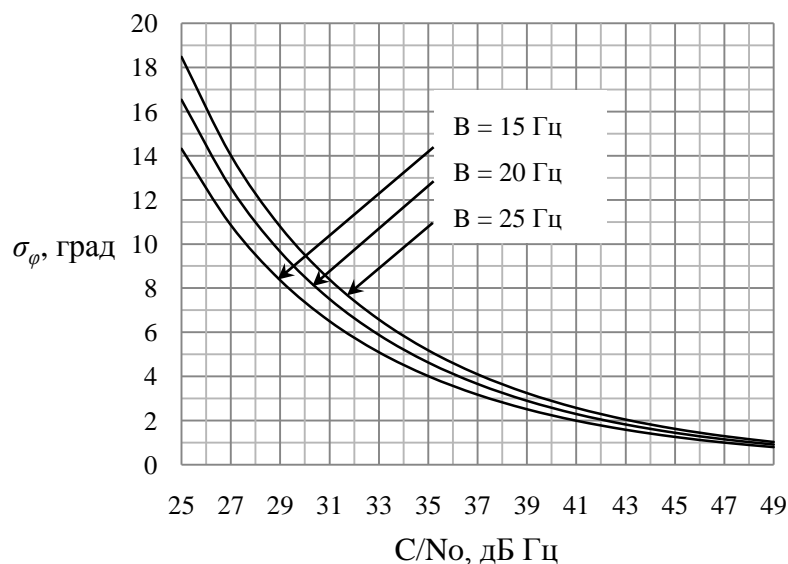


Рисунок 4.26 – СКП оценки фазы несущей частоты системой ФАПЧ

Таблица 4.6 – Параметры алгоритма слежения за несущей частотой

Система автоподстройки	Порядок фильтра	Полоса фильтра, Гц	Когерентное время, мс	Период замыкания петли, мс
ЧАП	2	2	1	20
ФАПЧ	2	15	1 или 5	5
	3	25		

В приемнике с программным МКК, имеющем переменное время интегрирования, в режиме слежения за фазой несущей частоты, в зависимости от отношения сигнал/шум, для вычисления квадратурных составляющих свертки может использоваться неполный ансамбль отсчетов входного сигнала. В этом случае характеристики системы ФАПЧ определяются двумя факторами:

- 1) Использование неполного ансамбля входных отсчетов при вычислении свертки приводит к увеличению случайной погрешности оценки фазы несущей частоты. Погрешность оценки определяется значением отношения сигнал/шум, начиная с которого допускается прореживание отсчетов. Чем выше это значение, тем меньше погрешность оценки фазы. Однако при этом уменьшается число «виртуальных» каналов приемника. Компромиссное значение отношения сигнал/шум определяется эмпирически.
- 2) Снижение помехоустойчивости системы ФАПЧ из-за ухудшения кросс-корреляционных свойств укороченной ПСП. Как и в случае ССЗ, это приводит к изменению случайной погрешности и появлению смещения оцениваемого параметра. Следует заметить, что смещение оценки фазы не влияет на оценку частоты, полученную на основе приращения фазы, но сказывается на устойчивости системы ФАПЧ и вероятности ошибки демодуляции информационных символов.

Ниже приводится анализ влияния внутрисистемной помехи на оценку фазы несущей частоты системой ФАПЧ в наименее благоприятных условиях с учетом временной диаграммы работы МКК, описанной в разделе 3.6.

Пусть входной сигнал представляет собой аддитивную смесь сигналов j -го и k -го НКА и БГШ. Предположим, что на интервале корреляции T амплитуды сигналов НКА не меняются. Кроме того, будем считать, что начало интервала корреляции синхронизировано с границей информационного символа j -го НКА, т.е. процедура символьной синхронизации для этого НКА

завершена. Так как погрешности оценок фазы ПСП и несущей частоты в установившемся режиме работы систем ССЗ и ФАПЧ пренебрежимо малы, выражение для свертки входного и опорного сигналов на интервале T можно записать в следующем виде:

$$R = U_c a e^{i\delta\varphi} + U_n b \rho(\Delta\tau) \text{sinc}(\Delta f T) e^{i(\delta\varphi + \Delta\psi)} + n, \text{ где}$$

- U_c, U_n – амплитуды сигналов j -го и k -го НКА;
- $a, b = \pm 1$ – значения информационных символов j -го и k -го НКА на интервале T ;
- $\delta\varphi$ – погрешность оценки фазы несущей частоты j -го НКА системой ФАПЧ;
- $\rho(\cdot)$ – ВКФ ПСП;
- $\Delta\tau$ – разность фаз ПСП;
- Δf – разность доплеровских смещений;
- $\Delta\psi$ – разность фаз несущих частот;
- n – БГШ.

В наихудшем случае, когда доплеровские смещения несущих частот j -го и k -го НКА совпадают, математическое ожидание сигнала ошибки φ_e системы ФАПЧ вычисляется в соответствии с выражением:

$$E\{\varphi_e\} = \frac{1}{P} (U_c a \cos(\delta\varphi) + U_n b \rho(\Delta\tau) \cos(\delta\varphi + \Delta\psi)) (U_c a \sin(\delta\varphi) + U_n b \rho(\Delta\tau) \sin(\delta\varphi + \Delta\psi)),$$

где $P = U_c^2$ – мощность сигнала j -го НКА. Пусть $A = \frac{U_n}{U_c} \rho(\Delta\tau)$ и $\xi = ab = \pm 1$. Тогда выражение для математического ожидания $E\{\varphi_e\}$ преобразуется к виду:

$$E\{\varphi_e\} = \frac{1}{2} \sin(2\delta\varphi) + \frac{1}{2} A^2 \sin 2(\delta\varphi + \Delta\psi) + A\xi \sin(2\delta\varphi + \Delta\psi).$$

Так как $E\{\varphi_e | \xi = +1, \Delta\psi\} = E\{\varphi_e | \xi = -1, \Delta\psi + \pi\}$, то можно рассматривать только один случай, например, $\xi = +1$. Максимальное влияние внутрисистемной помехи на оценку фазы несущей частоты наблюдается при использовании минимально допустимого ансамбля входных отсчетов. На Рисунке 4.27 представлены примеры ДХ системы ФАПЧ при использовании только 10% отсчетов входного сигнала для вычисления свертки в случае $U_c = U_n$ и когерентном накоплении квадратурных составляющих свертки на интервале $N = 5$ последовательных эпох ПСП. Кривая, изображенная на графике сплошной линией, соответствует неискаженной ДХ.

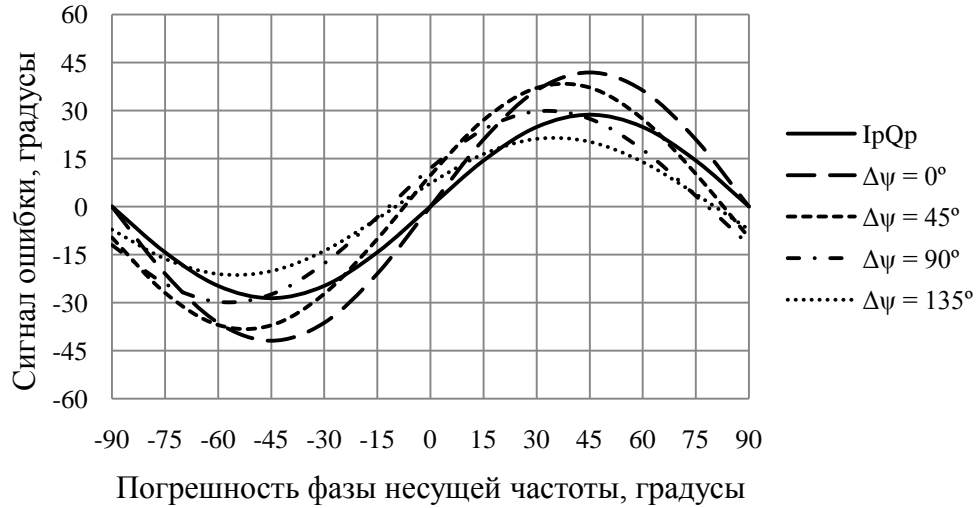


Рисунок 4.27 – ДХ системы ФАПЧ

Решая уравнение $E\{\varphi_e\} = 0$ относительно $\delta\varphi$, получим величину смещения ДХ:

$$\delta\varphi = -\frac{1}{2} \arctg \left(\frac{A^2 \sin 2\Delta\psi + 2A \sin \Delta\psi}{1 + A^2 \cos 2\Delta\psi + 2A \cos \Delta\psi} \right).$$

На Рисунке 4.28 приведена зависимость величины смещения ДХ от разности фаз полезного сигнала и помехи для случая $U_c = U_n$ при использовании 10% входных отсчетов, построенная с помощью полученного соотношения для некоторых значений N . В рассматриваемом случае когерентное накопление квадратурных составляющих свертки на интервале $N = 10$ эпох ПСП эквивалентно корреляции входного сигнала с опорным на одной эпохе с использованием полного ансамбля входных отсчетов. В общем случае когерентное накопление результатов свертки на интервале N последовательных эпох ПСП с коэффициентом использования входных отсчетов равным k эквивалентно корреляции входного и опорного сигналов на одной эпохе с коэффициентом Nk . Как видно на Рисунке 4.28, в наихудшем случае смещение оценки фазы несущей частоты, обусловленное внутрисистемной помехой, присутствует даже при максимальном времени интегрирования в МКК. При $Nk \geq 0,5$ величина смещения оценки не превышает 12° , что является допустимым, так как условие устойчивости системы ФАПЧ, с параметрами из Таблицы 4.6, выполняется с запасом для отношений сигнал/шум выше 30 дБГц. В разделе 4.4.3 показано, что при таком смещении оценки фазы обеспечивается приемлемая вероятность ошибки демодуляции информационного символа. Исходя из этих соображений, минимальное значение коэффициента использования входных отсчетов целесообразно определить следующим образом: $k_{min} = \frac{1}{2N}$.

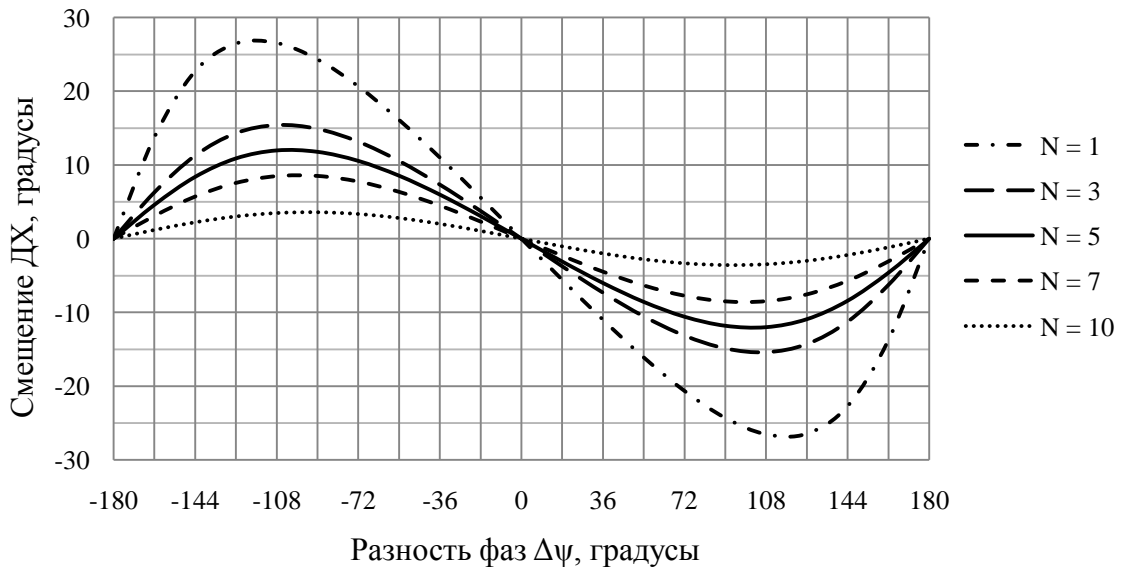


Рисунок 4.28 – Смещение ДХ в зависимости от разности фаз полезного сигнала и внутрисистемной помехи

Крутизна ДХ системы ФАПЧ определяется как производная $E\{\varphi_e\}$ по параметру $\delta\varphi$ в точке пересечения ДХ с осью абсцисс:

$$S_\varphi = \cos(2\delta\varphi) + A^2 \cos 2(\delta\varphi + \Delta\psi) + 2A \cos(2\delta\varphi + \Delta\psi),$$

где $\delta\varphi$ – смещение ДХ. Зависимость крутизны ДХ системы ФАПЧ от разности фаз $\Delta\psi$ для случая $U_c = U_n$ при использовании 10% входных отсчетов изображена на Рисунке 4.29. Максимальное значение крутизны ДХ достигается при совпадении фаз полезного сигнала и помехи и определяется соотношением:

$$S_{\varphi \max} = 1 + \frac{U_n}{U_c} \rho(\Delta\tau) \left(\frac{U_n}{U_c} \rho(\Delta\tau) + 2 \right).$$

В рассматриваемом случае $S_{\varphi \max} \approx 1,5$. Учитывая, что систематическая погрешность при этом равна нулю, условие устойчивости системы ФАПЧ выполняется во всем диапазоне изменения отношения сигнал/шум.

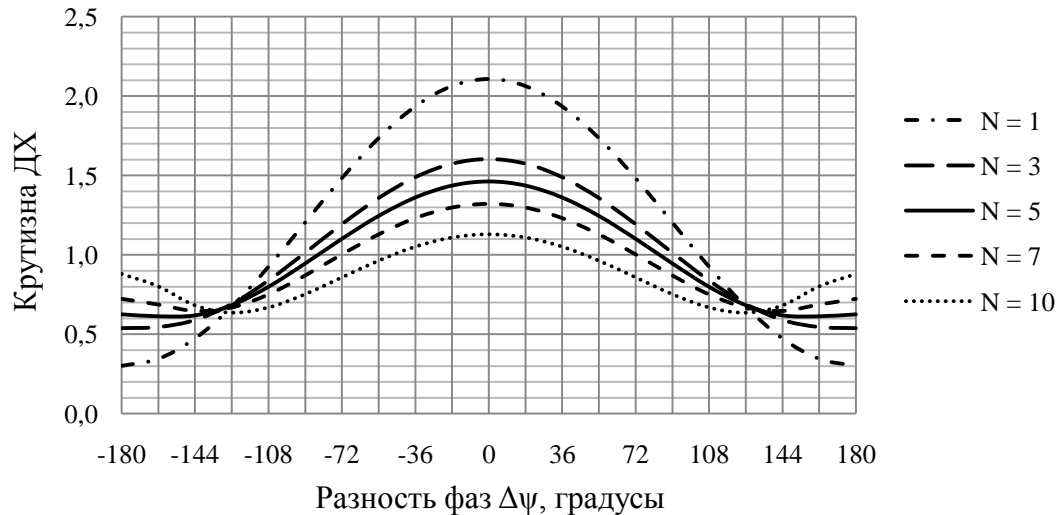


Рисунок 4.29 – Зависимость крутизны ДХ ФАПЧ от разности фаз полезного сигнала и внутрисистемной помехи

4.4 Выделение символов навигационного сообщения

В данном подразделе рассмотрены алгоритмы обнаружения границы и демодуляции информационных символов, реализованные в БАСН. Проведен анализ характеристик алгоритма когерентной демодуляции при погрешностях символьной и фазовой синхронизации, а также воздействии на входной сигнал внутрисистемной помехи. Исходными данными для этих алгоритмов являются квадратурные составляющие свертки входного сигнала с опорным на интервале 1 мс, полученные на выходе МКК. При анализе характеристик алгоритмов сделаны следующие предположения:

- 1) длительность информационного символа является постоянной и равной 20 мс;
- 2) граница интервала корреляции совпадает по модулю 1 мс с границей информационного символа;
- 3) символы «+1» и «-1» равновероятны на интервале более одной секунды.

4.4.1 Обнаружение границы информационного символа

Для реализации алгоритма символьной синхронизации в БАСН использована фазоразностная схема, при которой не требуется априорного знания фазы несущей частоты [21, 22]. Достоинством этой схемы является независимость алгоритма синхронизации от работы системы ФАПЧ, что существенно в условиях приема слабых сигналов. Процедура символьной синхронизации начинается на этапе слежения за несущей частотой.

Предположим, что амплитуда входного сигнала не меняется на интервале, равном N информационным символам. Кроме того, будем считать, что погрешность оценки несущей

частоты пренебрежимо мала (т.е. разность фаз несущих частот входного и опорного сигналов не меняется на этом интервале), что справедливо в установившемся режиме работы системы ЧАП. При этих предположениях выражение для свертки на k -ом интервале корреляции имеет вид:

$$R_k = U a_k e^{i\Delta\varphi} + n_k, \text{ где}$$

- $\Delta\varphi$ — разность фаз несущих частот входного и опорного сигналов;
- U — амплитуда входного сигнала;
- $a_k = \pm 1$ — значение информационного символа на k -ом интервале корреляции;
- n_k — двумерный случайный вектор, имеющий нормальное распределение с нулевым вектором математического ожидания и ковариационной матрицей $\sigma^2 I$, где I — единичная матрица.

Алгоритм символьной синхронизации, использующий фазоразностную схему, вычисляет M статистик ($M = 20$). Для k -го интервала корреляции ($k = 1 \dots M$), равного 1 мс, статистика имеет вид:

$$\Lambda_k = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} \{I_{k+jM} I_{k+1+jM} + Q_{k+jM} Q_{k+1+jM}\},$$

где $I_k = \text{Re}\{R_k\} = U a_k \cos \Delta\varphi + n_k^c$; $Q_k = \text{Im}\{R_k\} = U a_k \sin \Delta\varphi + n_k^s$; n_k^c и n_k^s — БГШ с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ^2 .

В соответствии с алгоритмом эпоха, на которой Λ_k принимает минимальное значение, является границей информационного символа. Работа алгоритма поясняется на Рисунке 4.30. Подставив I_k и Q_k в выражение для Λ_k , получим:

$$\Lambda_k = \Lambda_k^1 + \Lambda_k^2 + \Lambda_k^3 + \Lambda_k^4, \text{ где}$$

$$\Lambda_k^1 = U^2 \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} a_{k+jM} a_{k+1+jM},$$

$$\Lambda_k^2 = U \cos \Delta\varphi \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} \{a_{k+jM} n_{k+1+jM}^c + a_{k+1+jM} n_{k+jM}^c\},$$

$$\Lambda_k^3 = U \sin \Delta\varphi \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} \{a_{k+jM} n_{k+1+jM}^s + a_{k+1+jM} n_{k+jM}^s\},$$

$$\Lambda_k^4 = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} \{n_{k+jM}^c n_{k+1+jM}^c + n_{k+jM}^s n_{k+1+jM}^s\}.$$

Для фиксированной последовательности информационных символов величина Λ_k^1 является детерминированной, принимающей значения $\frac{2i}{N} U^2$, где $i = -\frac{N}{2}, \dots, \frac{N}{2}$ при четном N и $\frac{2i+1}{N} U^2$,

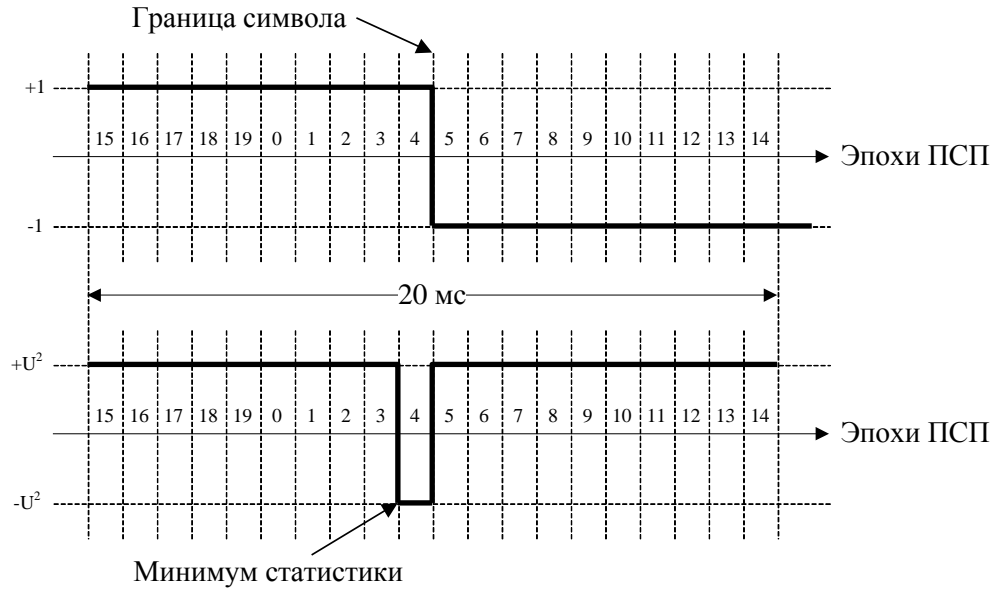


Рисунок 4.30 – Обнаружение границы информационного символа

где $i = -\frac{N+1}{2}, \dots, \frac{N-1}{2}$ при нечетном N в зависимости от последовательности символов. Без потери общности можно считать, что N – четное. Так как передаваемая последовательность символов является случайной с равновероятным появлением символов «+1» и «-1», то величина Λ_k^1 имеет биномиальное распределение с плотностью вероятности $P\left\{\Lambda_k^1 = \frac{2i}{N} U^2\right\} = \frac{1}{2^N} C_N^{\frac{N}{2}-|i|}$, $i = -\frac{N}{2}, \dots, \frac{N}{2}$. Величины Λ_k^2 и Λ_k^3 являются гауссовскими с нулевым математическим ожиданием и дисперсиями $U^2 \cos^2 \Delta\varphi \frac{2}{N} \sigma^2$ и $U^2 \sin^2 \Delta\varphi \frac{2}{N} \sigma^2$ соответственно. При больших значениях N величина Λ_k^4 является асимптотически нормальной случайной величиной с параметрами $(0, \frac{2}{N} \sigma^4)$. Таким образом, для фиксированной последовательности символов статистика Λ_k , как сумма детерминированной величины и независимых гауссовских случайных величин, также является гауссовской [9] с параметрами $\left(\frac{2i}{N} U^2, \frac{2}{N} \sigma^2 (U^2 + \sigma^2)\right)$, где $i = -\frac{N}{2}, \dots, \frac{N}{2}$.

Пусть событие A_k означает, что статистика Λ_k является минимальной среди $\Lambda_1 \dots \Lambda_M$, а событие B_k означает, что граница информационного символа находится между эпохами k и $k+1$. Тогда вероятность ошибки символьной синхронизации может быть найдена по формуле полной вероятности:

$$P_e = \sum_{k=1}^M P(\bar{A}_k | B_k) P(B_k).$$

Так как условная вероятность ошибки символьной синхронизации $P(\bar{A}_k|B_k)$ не зависит от номера эпохи и $P(B_k) = \frac{1}{M}$, то $P_e = P(\bar{A}_k|B_k)$, при $k = 1 \dots M$. Для вероятности $P(\bar{A}_k|B_k)$ справедливо неравенство (аддитивная граница):

$$P(\bar{A}_k|B_k) = P(\cup_{j \neq k} \Lambda_j < \Lambda_k | B_k) \leq \sum_{j \neq k} P\{\Lambda_j < \Lambda_k | B_k\} = (M-1)P\{\Lambda_j < \Lambda_k | B_k\}, \text{ при } j \neq k.$$

Для фиксированной последовательности символов величина $\Lambda_j - \Lambda_k$, как разность гауссовских случайных величин, также является гауссовской с параметрами $((1 - \frac{2i}{N})U^2, \frac{4}{N}\sigma^2(U^2 + \sigma^2))$, $i = -\frac{N}{2}, \dots, \frac{N}{2} - 1$. Следовательно, $P_i\{\Lambda_j < \Lambda_k | B_k\} = Q\left(\frac{q(1 - \frac{2i}{N})\sqrt{N}}{\sqrt{2q+1}}\right)$, где $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt$, $q = \frac{U^2}{2\sigma^2}$ – отношение сигнал/шум в полосе коррелятора. С учетом распределения математического ожидания Λ_k выражение для аддитивной границы вероятности ошибки символьной синхронизации может быть записано в виде:

$$P_e = P(\bar{A}_k|B_k) \leq \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} P_i\{\Lambda_j < \Lambda_k | B_k\} P\left\{E\{\Lambda_k\} = \frac{2i}{N}U^2\right\} = \frac{M-1}{2^N} \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} Q\left(\frac{q(1 - \frac{2i}{N})\sqrt{N}}{\sqrt{2q+1}}\right) C_N^{\frac{N}{2}-|i|}.$$

На Рисунке 4.31 приведена зависимость вероятности символьной синхронизации от времени

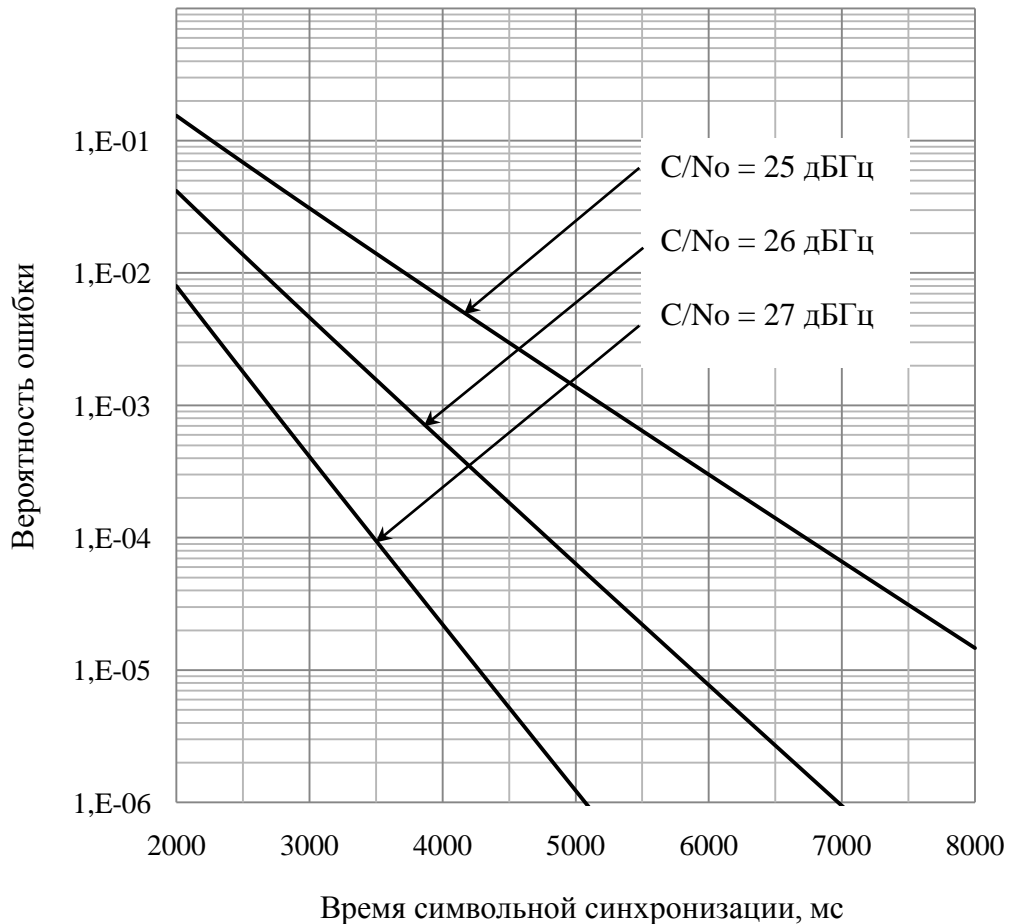


Рисунок 4.31 – Аддитивная граница вероятности ошибки обнаружения границы символа в зависимости от времени синхронизации

для нескольких значений C/N_0 на входе МКК. В БАСН используется фиксированное время для обнаружения границы информационного символа, рассчитанное для приема слабых сигналов (с уровнем 25-27 дБГц). Вероятность ошибки менее 10^{-4} считается допустимой для алгоритма символьной синхронизации. Поэтому время накопления решающей статистики выбрано равным 7 секундам независимо от уровня принимаемых сигналов.

4.4.2 Демодуляция символов навигационного сообщения

В зависимости от режима работы системы слежения за параметрами несущей частоты для демодуляции информационных символов используется некогерентная (слежение за частотой) или когерентная (слежение за фазой) схема. Достоинством некогерентной схемы является возможность демодуляции символов в условиях приема слабых сигналов, когда устойчивая работа системы ФАПЧ невозможна.

При некогерентной демодуляции информационных символов решающая статистика определяется выражением: $\Lambda = \sum_{k=1}^M I_k^j \sum_{k=1}^M I_k^{j+1} + \sum_{k=1}^M Q_k^j \sum_{k=1}^M Q_k^{j+1}$, где $M = 20$. Правило демодуляции в этом случае выглядит следующим образом: если $\Lambda < 0$, то принимается решение о том, что $a_{j+1} = -a_j$, иначе $a_{j+1} = a_j$. Запишем квадратурные составляющие свертки на k -ом интервале корреляции j -го символа в виде:

$$I_k^j = U a_j \rho(\Delta\tau) \cos \Delta\varphi + n_{ck}^j, \quad Q_k^j = U a_j \rho(\Delta\tau) \sin \Delta\varphi + n_{sk}^j,$$

где $\Delta\tau$ и $\Delta\varphi$ – погрешности оценок фаз ПСП и несущей частоты; n_{ck}^j и n_{sk}^j – независимые случайные величины, имеющие нормальное распределение с параметрами $(0, \frac{\sigma^2}{2})$. Тогда для квадратурных накоплений на интервале, равном длительности j -го символа, справедливы соотношения:

$$I_j = \sum_{k=1}^M I_k^j = M U a_j \rho(\Delta\tau) \cos \Delta\varphi + n_c^j, \quad Q_j = \sum_{k=1}^M Q_k^j = M U a_j \rho(\Delta\tau) \sin \Delta\varphi + n_s^j,$$

где $n_c^j = \sum_{k=1}^M n_{ck}^j$ и $n_s^j = \sum_{k=1}^M n_{sk}^j$ – независимые нормально распределенные случайные величины с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\frac{M}{2} \sigma^2$. Подставив эти соотношения в выражение для Λ и опустив слагаемые второго порядка малости, получим:

$$\Lambda \approx M U \rho(\Delta\tau) \{ M U \rho(\Delta\tau) a_j a_{j+1} + \cos \Delta\varphi (a_j n_c^{j+1} + a_{j+1} n_c^j) + \sin \Delta\varphi (a_j n_s^{j+1} + a_{j+1} n_s^j) \}.$$

Полученная аппроксимация Λ имеет нормальное распределение с параметрами:

$$E\{\Lambda\} = U^2 M^2 \rho^2(\Delta\tau) a_j a_{j+1}, \quad D\{\Lambda\} = U^2 M^2 \rho^2(\Delta\tau) M \sigma^2.$$

С учетом равной вероятности символов «+1» и «-1», выражение для вероятности ошибки демодуляции информационного символа может быть записано следующим образом:

$$P_e = \frac{1}{2} \{ P(\Lambda > 0 | a_j \neq a_{j+1}) + P(\Lambda < 0 | a_j = a_{j+1}) \}, \text{ где}$$

$$P(\Lambda > 0 | a_j \neq a_{j+1}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D}} \int_0^\infty e^{-\frac{(x - E\{\Lambda | a_j \neq a_{j+1}\})^2}{2D}} dx = Q\left\{-\frac{E\{\Lambda | a_j \neq a_{j+1}\}}{\sqrt{D}}\right\},$$

$$P(\Lambda < 0 | a_j = a_{j+1}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D}} \int_{-\infty}^0 e^{-\frac{(x - E\{\Lambda | a_j = a_{j+1}\})^2}{2D}} dx = Q\left\{\frac{E\{\Lambda | a_j = a_{j+1}\}}{\sqrt{D}}\right\}.$$

Пусть $E_b = U^2 M T$ – энергия полезного сигнала на интервале $M T$, $N_0 = \sigma^2 T$ – односторонняя спектральная плотность БГШ. Тогда:

$$\frac{E\{\Lambda|a_j \neq a_{j+1}\}}{\sqrt{D}} = -\frac{U\rho(\Delta\tau)}{\sigma}\sqrt{M} = -\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\rho(\Delta\tau), \quad \frac{E\{\Lambda|a_j = a_{j+1}\}}{\sqrt{D}} = \frac{U\rho(\Delta\tau)}{\sigma}\sqrt{M} = \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\rho(\Delta\tau).$$

Следовательно, для некогерентной схемы вероятность ошибки приема символов определяется следующим образом:

$$P_e = Q\left\{\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\rho(\Delta\tau)\right\}. \quad (4.27)$$

В соответствии с оптимальным алгоритмом когерентный демодулятор вычисляет статистику $\Lambda = \sum_{k=1}^M I_k$, где $I_k = \text{Re}\{R_k\}$ – синфазная компонента свертки на k -ом интервале корреляции. Число M определяется длительностью символа навигационных данных. Решение о переданном символе принимается на основе анализа знака статистики Λ : если $\Lambda > 0$, то символ равен «+1», в противном случае «−1». Вероятность ошибки приема символа определяется по формуле полной вероятности:

$$P_e = P\{\Lambda > 0|a = -1\}P\{a = -1\} + P\{\Lambda < 0|a = +1\}P\{a = +1\},$$

где a – переданный символ. В случае аддитивной смеси полезного сигнала и БГШ математическое ожидание Λ определяется соотношением:

$$E\{\Lambda\} = aMU\rho(\Delta\tau) \cos(\pi\Delta fT + \Delta\varphi) \text{sinc}(\Delta fT),$$

где $a = \pm 1$, U – амплитуда сигнала, которую считаем постоянной на интервале длительности символа, $\rho(\Delta\tau)$ – АКФ ПСП, вычисленная на интервале MT , Δf и $\Delta\varphi$ – погрешности оценок частоты и фазы несущей. В установившемся режиме работы ФАПЧ погрешность оценки частоты не превосходит единиц герц, т.е. $\Delta fT \ll 1$. Поэтому, можно считать, что $E\{\Lambda\}$ зависит только от переданного символа, уровня полезного сигнала и погрешностей оценок фаз ПСП и несущей частоты. Поскольку символы «+1» и «−1» равновероятны, выражение для P_e можно записать в виде:

$$P_e = \frac{1}{2}\{P_1 + P_2\}, \text{ где } P_1 = P\{\Lambda > 0|a = -1\}, P_2 = P\{\Lambda < 0|a = +1\}.$$

Статистика Λ , являясь суммой независимых нормально распределенных случайных величин, также имеет нормальное распределение [9]. Поэтому, для условных вероятностей P_1 и P_2 справедливы соотношения:

$$P_1 = \frac{1}{\sqrt{2\pi D}} \int_0^\infty e^{-\frac{(x - E\{\Lambda|a=-1\})^2}{2D}} dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{E\{\Lambda|a=-1\}}{\sqrt{D}}}^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt = Q\left\{-\frac{E\{\Lambda|a=-1\}}{\sqrt{D}}\right\} \text{ и}$$

$$P_2 = \frac{1}{\sqrt{2\pi D}} \int_{-\infty}^0 e^{-\frac{(x-E\{A|a=+1\})^2}{2D}} dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{E\{A|a=+1\}}{\sqrt{D}}}^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = Q\left\{\frac{E\{A|a=+1\}}{\sqrt{D}}\right\},$$

где $D = \frac{M}{2} \sigma^2$ – дисперсия Λ . Тогда вероятность ошибки приема символов для когерентного алгоритма демодуляции определяется следующим образом:

$$P_e = Q\left\{\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \rho(\Delta\tau) \cos \Delta\varphi\right\}. \quad (4.28)$$

Как следует из выражений (4.27) и (4.28), погрешность символьной синхронизации влияет на оба алгоритма одинаковым образом, при этом некогерентный алгоритм демодуляции имеет энергетический проигрыш 3 дБ по сравнению с когерентным. Анализ влияния переменного времени интегрирования МКК на работу алгоритма демодуляции символов проведен только для когерентного случая, так как использование неполного ансамбля отсчетов входного сигнала происходит только в режиме слежения за фазой несущей. Для МКК с переменным временем интегрирования величина E_b зависит от коэффициента использования входных отсчетов: $E_b = kE'_b$, где E'_b – энергия сигнала, приходящаяся на один символ. В следующих подразделах представлены зависимости вероятности ошибки приема символов для МКК с переменным временем интегрирования от погрешностей оценок фаз ПСП и несущей частоты. В качестве примера, порог отношения сигнал/шум, начиная с которого осуществляется прореживание отсчетов входного сигнала, выбран равным 30 дБ Гц. Пунктирные линии на графиках соответствуют вероятности ошибки приема символов при использовании полного набора входных отсчетов для вычисления свертки.

4.4.3 Влияние погрешностей синхронизации на вероятность ошибки приема символов

Предположим, что фаза несущей частоты известна абсолютно точно. В установившемся режиме работы ССЗ погрешность оценки фазы ПСП мала и не выходит за пределы линейного участка дискриминационной характеристики. Поэтому можно считать, что $\Delta\tau$ имеет нормальное распределение с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_τ^2 . АКФ ПСП

с достаточной точностью аппроксимируется функцией $\rho(\Delta\tau) \approx \begin{cases} 1 - \frac{|\Delta\tau|}{\tau_c}, & |\Delta\tau| < \tau_c \\ 0, & |\Delta\tau| \geq \tau_c \end{cases}$. Пусть

$p(\tau) = \frac{1}{\sigma_\tau \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\tau^2}{2\sigma_\tau^2}}$ – плотность распределения погрешности оценки фазы ПСП. Тогда вероятность ошибки приема символов в зависимости от $\sigma_{\Delta\tau}$ определяется соотношением:

$$P_e = \int_{-\infty}^{+\infty} P_e(\tau) p(\tau) d\tau \approx \frac{\sqrt{2}}{\sigma_\tau \sqrt{\pi}} \int_0^1 Q\left\{\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} (1 - \tau)\right\} e^{-\frac{\tau^2}{2\sigma_\tau^2}} d\tau,$$

где $\sigma'_\tau = \sigma_\tau / \tau_c$ – нормированная СКП оценки фазы ПСП. На Рисунке 4.32 представлена зависимость вероятности ошибки приема символов от отношения сигнал/шум для некоторых значений σ'_τ .

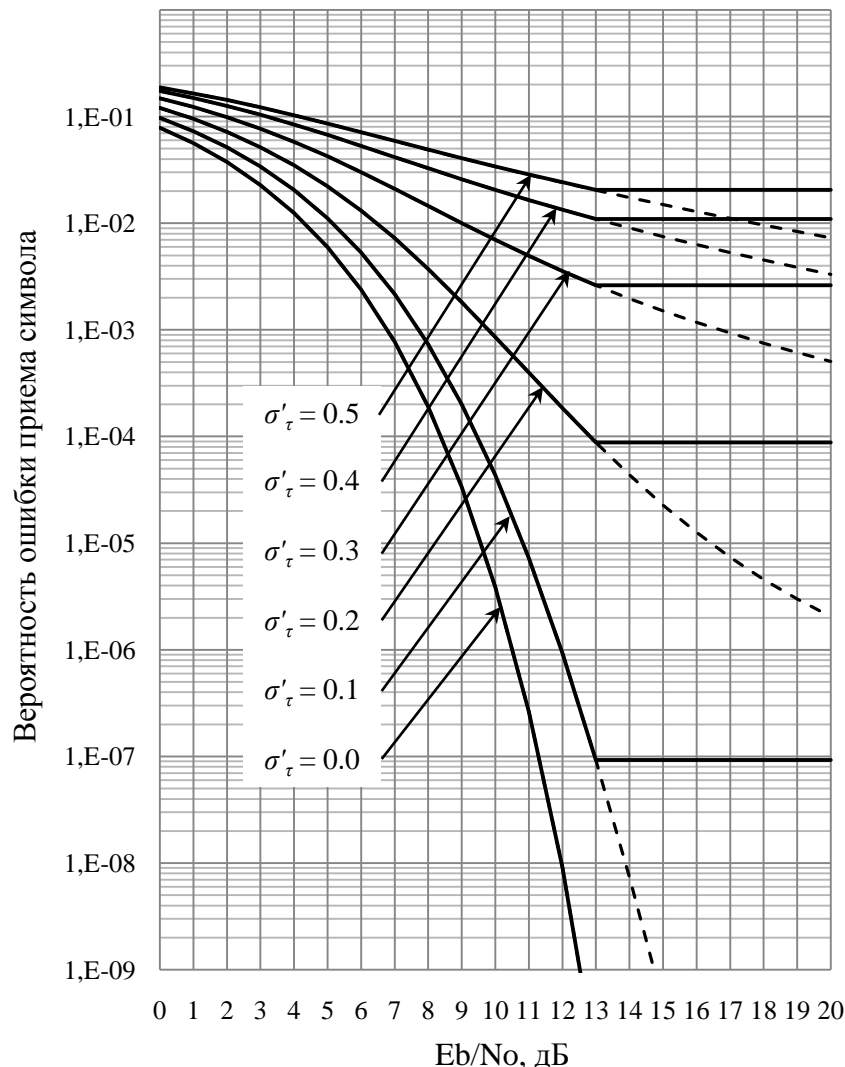


Рисунок 4.32 – Влияние погрешности оценки фазы ПСП на вероятность ошибки приема символов

Пусть погрешность оценки фазы ПСП равна 0. Как и в случае ССЗ, в установившемся режиме работы ФАПЧ можно считать, что погрешность оценки фазы несущей частоты имеет нормальное распределение с плотностью $p(\varphi) = \frac{1}{\sigma_\varphi \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\varphi^2}{2\sigma_\varphi^2}}$. Тогда вероятность ошибки приема символов в зависимости от σ_φ будет определяться соотношением:

$$P_e = \int_{-\infty}^{+\infty} P_e(\varphi) p(\varphi) d\varphi = \frac{\sqrt{2}}{\sigma_\varphi \sqrt{\pi}} \int_0^\infty Q \left\{ \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \cos(\varphi) \right\} e^{-\frac{\varphi^2}{2\sigma_\varphi^2}} d\varphi.$$

На Рисунке 4.33 представлены результаты численного расчета вероятности ошибки приема символов от величины $\frac{E_b}{N_0}$ для некоторых значений σ_φ .

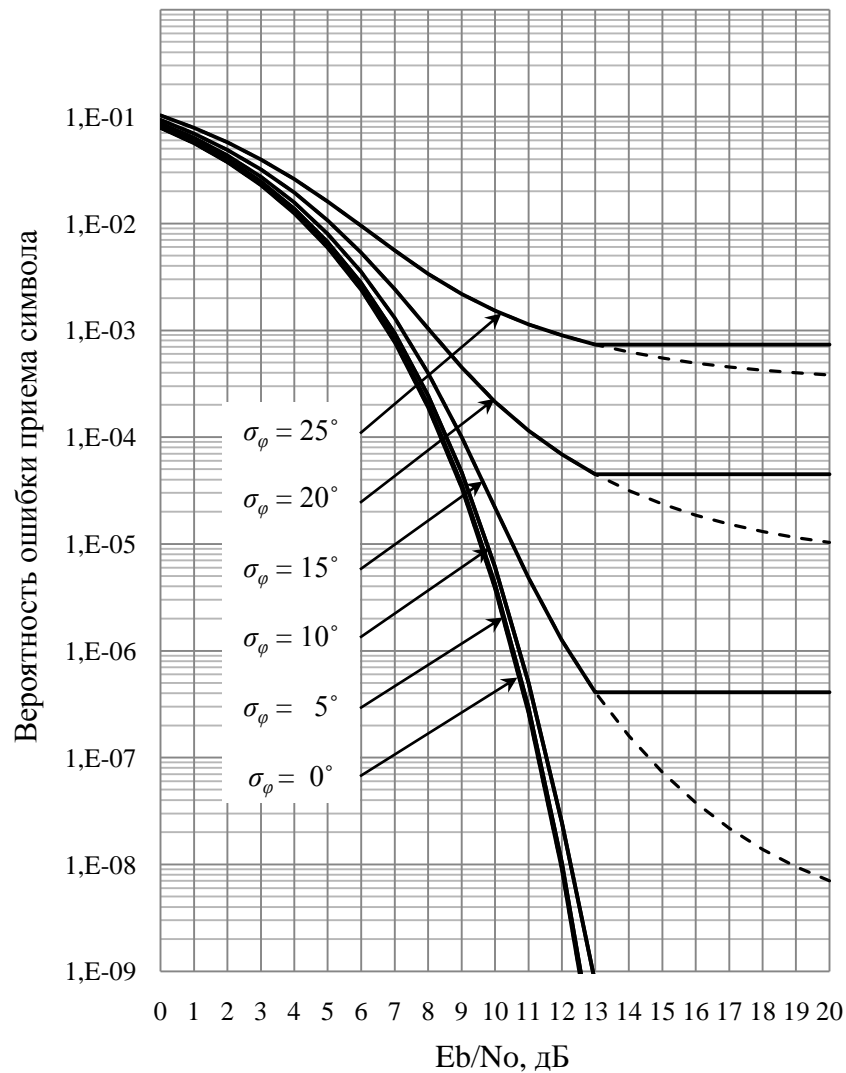


Рисунок 4.33 – Влияние погрешности оценки фазы несущей частоты на вероятность ошибки приема символов

4.4.4 Влияние внутрисистемных помех на вероятность ошибки приема символов

В действительности, принимаемый сигнал представляет собой аддитивную смесь БГШ и сигналов всех НКА, находящихся в зоне радиовидимости БАСН, поэтому отсчеты сигнала на интервале корреляции T определяются следующим образом:

$$S(n) = \sum_{k=1}^L U_k a_k(nT_s + \delta_k) c_k(nT_s + \tau_k) e^{i(2\pi f_k nT_s + \varphi_k)},$$

где $U_k, \delta_k, \tau_k, f_k, \varphi_k$ – амплитуда, временные задержки символа навигационных данных и ПСП, доплеровское смещение и фаза несущей частоты сигнала k – го НКА, относящиеся к началу интервала корреляции, L – число НКА, находящихся в зоне радиовидимости БАСН.

Вследствие свойств кодов Голда при малом диапазоне изменения уровня сигналов НКА математическое ожидание статистики Λ определяется только уровнем полезного сигнала и практически не зависит от сигналов остальных НКА. Однако, если диапазон изменения сопоставим с относительным уровнем бокового лепестка АКФ ПСП, например, как в случае с ЭОС, то значительный вклад в математическое ожидание Λ могут вносить другие НКА, оказывая влияние на вероятность ошибки приема символов. Следует отметить, что описанная проблема касается только тех НКА, уровень сигналов которых более чем на 20 дБ ниже максимального уровня принимаемого сигнала. Учитывая, что пороговое значение $q_0 \geq 30$ дБГц, а максимальное значение уровня сигнала для ЭОС не превосходит 50 дБГц, то для этих НКА при вычислении свертки используется полный набор входных отсчетов.

Предположим, что погрешности оценок параметров j – го НКА равны нулю и амплитуды сигналов НКА не меняются на интервале длительности символа. Тогда выражение для свертки входного сигнала с опорным сигналом j – го НКА на m – ом интервале корреляции примет вид:

$$R_j^m = a_j U_j + \sum_{k \neq j} U_k \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \xi_{kj}^m c_k(nT_s + \tau_k^m) c_j(nT_s + \tau_j^m) e^{i(2\pi \Delta f_{kj}^m nT_s + \Delta \varphi_{kj}^m)} \right\},$$

где $a_j = \pm 1$ – значение символа j – го НКА, $\xi_{kj}^m = a_k(nT_s + \delta_k) a_j(nT_s + \delta_j)$, $\Delta f_{kj}^m = f_k^m - f_j^m$ и $\Delta \varphi_{kj}^m = \varphi_k^m - \varphi_j^m$ – разности доплеровских смещений и фаз несущих частот k – го и j – го НКА. В силу относительно медленного изменения доплеровского смещения частоты для космического потребителя можно считать, что Δf_{kj}^m не меняется на интервале длительности символа. Кроме того, как было показано ранее, при вычислении R_j^m можно пренебречь влиянием доплеровского смещения частоты на фазу ПСП и считать, что отсчеты ПСП соответствуют нулевому сдвигу. В этом случае временная задержка ПСП не зависит от номера интервала корреляции. Для простоты рассмотрим случай, когда в принимаемой смеси кроме полезного сигнала присутствует сигнал еще только одного k – го НКА. Тогда выражение для свертки преобразуется к виду:

$$R_j^m = a_j U_j + U_k \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \xi_{kj}^m c_k(nT_s + \tau_k) c_j(nT_s + \tau_j) e^{i(2\pi \Delta f_{kj} nT_s + \Delta \varphi_{kj}^m)} \right\}.$$

С целью упрощения вывода соотношения для свертки будем считать, что граница символа k – го НКА совпадает с границей интервала корреляции. Это предположение не влияет

существенно на окончательный результат, так как при вычислении статистики Λ можно не учитывать слагаемое, соответствующее интервалу, на котором произошла смена символа. При этом энергетические потери не превысят 0,45 дБ. Если на интервале корреляции нет перехода символов, то величина ξ_{kj}^m не меняется на этом интервале. При этом, ξ_{kj}^m равно «+1» если символы k – го и j – го НКА совпадают и «–1» в противном случае. Значение свертки на интервале длительности символа определяется как сумма R_j^m :

$$R_j = a_j MU_j + U_k \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_k(nT_s + \tau_k) c_j(nT_s + \tau_j) e^{2\pi i \Delta f_{kj} n T_s} \right\} \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \xi_{kj}^m e^{i \Delta \varphi_{kj}^m} \right\}. \quad (4.29)$$

Так как произведение двух ПСП с одинаковым периодом имеет дискретный спектр с ненулевой амплитудой в точках, кратных частоте, определяемой этим периодом, то сомножитель $\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_k(nT_s + \tau_k) c_j(nT_s + \tau_j) e^{2\pi i \Delta f_{kj} n T_s}$, являющийся ДПФ произведения ПСП в точке Δf_{kj} , отличен от нуля, только если Δf_{kj} совпадает с одной из компонент спектра, т.е. $\Delta f_{kj} T$ – целое число. В этом случае $\Delta \varphi_{kj}^m$ для всех интервалов корреляции имеет одинаковое значение и выражение (4.29) преобразуется к виду:

$$R_j = a_j MU_j + U_k \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_k(nT_s + \tau_k) c_j(nT_s + \tau_j) e^{2\pi i \Delta f_{kj} n T_s} \right\} e^{i \Delta \varphi_{kj}} \sum_{m=0}^{M-1} \xi_{kj}^m. \quad (4.30)$$

Рассмотрим наихудшую ситуацию с точки зрения приема символов, когда модуль второго слагаемого в выражении (4.30) максимален. Это достигается при следующих условиях:

- 1) доплеровские смещения несущих частот j – го и k – го НКА совпадают ($\Delta f_{kj} = 0$);
- 2) начальные фазы несущих частот j – го и k – го НКА, относящиеся к началу интервала корреляции, отличаются на величину кратную π ($\Delta \varphi_{kj} = \pi q$, $q \in Z$);
- 3) на интервале вычисления свертки нет перехода символов k – го НКА ($\sum_{m=0}^{M-1} \xi_{kj}^m = \pm M$).

Тогда выражение для математического ожидания статистики Λ может быть записано следующим образом:

$$E\{\Lambda\} = a_j MU_j \pm MU_k \max |\rho_{kj}(\tau_k, \tau_j)|,$$

где $\rho_{kj}(\tau_k, \tau_j) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_k(nT_s - \tau_k) c_j(nT_s - \tau_j)$, $T = NT_s$. Если T равно длительности эпохи ПСП, то ρ_{kj} будет зависеть только от разности фаз ПСП $\Delta \tau_{kj} = \tau_k - \tau_j$, а не от их конкретных значений. Вероятность ошибки приема символов определяется в соответствии с выражением (4.28):

$$P_e = \frac{1}{2} \left\{ Q \left\{ \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \left(1 + \frac{U_k}{U_j} \max |\rho_{kj}(\Delta\tau_{kj})| \right) \right\} + Q \left\{ \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \left(1 - \frac{U_k}{U_j} \max |\rho_{kj}(\Delta\tau_{kj})| \right) \right\} \right\}.$$

На Рисунке 4.34 приведены результаты численного расчета вероятности ошибки приема символов от величины соотношения уровней сигналов НКА.

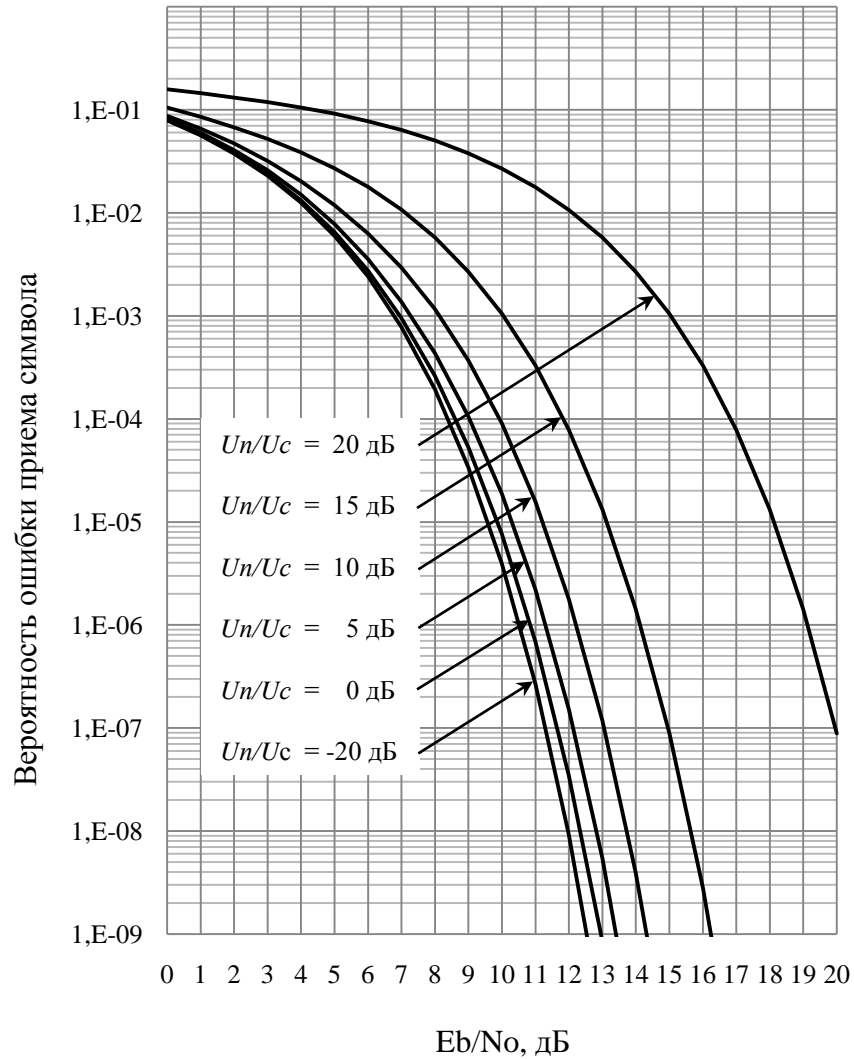


Рисунок 4.34 – Влияние внутрисистемной помехи на вероятность ошибки приема символов

4.5 Выводы по разделу 4

1. Показано, что использование только последовательной схемы поиска сигналов СРНС в условиях полной априорной неопределенности в навигационном приемнике космического базирования приводит к существенному увеличению времени первого местоопределения из-за большого диапазона изменения доплеровского смещения частоты, вызванного взаимной динамикой потребителя и НКА, а также уходом частоты ОГ. С целью уменьшения этого времени в БАСН предлагается использовать комбинированный подход, при котором в

зависимости от точности априорной информации о положении сигнала используется наиболее подходящая схема поиска. В условиях «холодного старта» процедура поиска включает в себя два этапа. На первом этапе используется параллельная схема поиска по частоте на основе БПФ, а на втором – последовательная с узким диапазоном изменения частоты. Для поиска слабых сигналов предложена двухпороговая схема. Во всех схемах поиска обнаружение сигналов НКА осуществляется с использованием процедуры усеченного последовательного анализа Вальда, гарантирующей минимальное среднее число наблюдений до принятия окончательного решения для заданного уровня вероятности ошибок 1-го и 2-го рода. Для всех типов поиска, используемых в БАСН, приведены их основные параметры.

2. С целью минимизации числа операций, при вычислении оценки параметров огибающей сигнала НКА, в БАСН реализована одноканальная некогерентная схема ССЗ с качанием задержки. Ценой за использование этой схемы является увеличение случайной погрешности оценки фазы ПСП по сравнению с двухканальной схемой. Алгоритм слежения за задержкой имеет два режима функционирования: захвата и слежения. В режиме захвата для вычисления оценки фазы ПСП используется полный набор квадратурных составляющих свертки на выходе МКК, тогда как в режиме слежения – только 10%. Благодаря комплексированию ССЗ и ФАПЧ шумовая полоса фильтра петли ССЗ в режиме слежения увеличение погрешности компенсируется за счёт сужения шумовой полосы фильтра петли ССЗ.
3. Проведен анализ характеристик системы слежения за несущей частотой в режиме ФАПЧ при использовании неполного ансамбля входных отсчетов. Показано, что характеристики ФАПЧ определяются двумя факторами: увеличением случайной погрешности оценки фазы из-за уменьшения интервала вычисления квадратурных составляющих свертки и снижением помехоустойчивости, вызванным ухудшением ортогональных свойств укороченной ПСП. Первый фактор является платой за увеличение числа «виртуальных» каналов приема. Путем выбора значения отношения сигнал/шум, начиная с которого допускается использование неполного ансамбля отсчетов, можно достичь разумного компромисса между погрешностью оценки фазы несущей частоты и числом «виртуальных» каналов. Снижение помехоустойчивости системы ФАПЧ проявляется в увеличении случайной погрешности и появлении смещения оценки фазы несущей частоты при наличии во входной смеси внутрисистемной помехи. Получены аналитические зависимости для погрешностей оценки фазы при воздействии на сигнал внутрисистемной помехи в наименее благоприятных

условиях. Показано, что система ФАПЧ остается устойчивой даже при этих условиях, а максимальные энергетические потери не превосходят 3,5 дБ.

Заключение

1. Разработан программный комплекс для моделирования условий приема сигналов среднеорбитальных СРНС в навигационном приемнике космического базирования для разных положений потребителя относительно орбиты НКА, с помощью которого на основе данных о параметрах движения ИСЗ, предоставляемых сервисом NORAD, выявлены особенности приема сигналов СРНС космическим потребителем и определены основные параметры алгоритмов первичной обработки.
2. На основе анализа существующих подходов к проектированию навигационных приемников сигналов СРНС предложена архитектура БАСН с программно-аппаратным МКК на базе вычислительной платформы, удовлетворяющей требованиям к аппаратуре космического базирования. Приведен пример реализации основных функциональных блоков БАСН.
3. Предложен метод адаптивной обработки сигнала в МКК, позволяющий снизить требования к производительности вычислительной платформы по сравнению с известными схемами программной реализации коррелятора. Показана эффективность предложенного метода.
4. Предложен метод комбинированного поиска сигналов СРНС в навигационном приемнике космического базирования, включающий в себя несколько типов поиска. При этом наиболее эффективная схема поиска выбирается автоматически на основании априорной информации о доплеровском смещении частоты. Приведена методика расчета параметров поиска.
5. Предложен метод с временным разделением систем слежения за а задержкой огибающей и параметрами несущей частоты, позволяющий сократить вычислительные затраты вдвое по сравнению с традиционным подходом. Обоснован выбор параметров петель слежения.
6. Исследовано влияние внутрисистемных помех на характеристики алгоритмов слежения за задержкой огибающей и параметрами несущей частоты, а также алгоритма выделения информационных символов при использовании неполного ансамбля входных отсчетов при вычислении квадратурных составляющих свертки. Получены аналитические зависимости погрешностей оценок задержки огибающей и фазы несущей частоты от параметров помехи в наихудшем случае.

Таким образом, в диссертации представлено обоснованное решение важной научно-технической задачи проектирования архитектуры приемника сигналов GPS/ГЛОНАСС для навигации космических аппаратов и разработки методов первичной обработки сигналов, снижающих уровень требований к производительности вычислительной платформы.

Список сокращений

АП	аппаратура потребителя
АРУ	автоматическая регулировка усиления
АКФ	автокорреляционная функция
АФУ	антенно-фидерное устройство
АЧХ	амплитудно-частотная характеристика
БАСН	бортовая аппаратура спутниковой навигации
БГШ	белый гауссовский шум
БПФ	быстрое преобразование Фурье
ГУК	генератор управляемый кодом
ГФ	геометрический фактор
ДН	диаграмма направленности
ДПФ	дискретное преобразование Фурье
ДХ	дискриминационная характеристика
ИСЗ	искусственный спутник Земли
КА	космический аппарат
МКК	многоканальный коррелятор
МКС	международная космическая станция
МШУ	малошумящий усилитель
НКА	навигационный космический аппарат
НП	наземный потребитель
ОБПФ	обратное быстрое преобразование Фурье
ОГ	опорный генератор

ПО	программное обеспечение
ПСП	псевдослучайная последовательность
ПЧ	промежуточная частота
РНП	радионавигационные параметры
РПЧ	радиоприемная часть
СБИС	сверхбольшая интегральная схема
СКП	среднеквадратическая погрешность
СРНС	спутниковая радионавигационная система
ССЗ	система слежения за задержкой
ФАПЧ	фазовая автоподстройка частоты
ФНЧ	фильтр нижних частот
ЦП	центральный процессор
ЦПЧ	цифровой преобразователь частоты
ЧАП	частотная автоподстройка
FIFO	First Input First Output
MMX	Multimedia Extensions
MIPS	Million Instructions Per Second
SIMD	Single Instruction Multiple Data
SSE	Streaming SIMD Extensions
TCXO	Temperature Controlled Crystal Oscillator
TLE	Two-Line Element
XO	Crystal Oscillator

Список литературы

1. Бортовые устройства спутниковой навигации / И.В. Кудрявцев [и др.] ; под ред. В.С. Шебшаевича. – М.: Транспорт, 1988. – 201 с.
2. Бордовицына, Т.В. Теория движения искусственных спутников Земли. Аналитические и численные методы: учебное пособие / Т.В. Бордовицына, В.А. Авдюшев. – Томск : изд-во Том. ун-та, 2007. – 178 с.
3. Бочковский, А.Л., Васильев, М.В., Голубев, М.А., Михайлов, Н.В., Пospelов, С.С., Чистяков, В.В. Пат. 2140090 Российская Федерация, МПК 6G01S1PФ G01S1/30, G01S5/12 Цифровой приемник спутниковой радионавигационной системы / заявитель и патентообладатель ООО «Софт Нав». – № 99104407/09 ; заявл. 12.03.99 ; опубл. 20.10.99. – 14 с. : 5 ил.
4. Вальд, А. Последовательный анализ / А. Вальд. – М.: Гос. изд-во физ-мат лит., 1960. – 328 с.
5. ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ (редакция 5.1) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.aggf.ru/gnss/glon/ikd51ru.pdf>.
6. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.
7. Кендалл, М. Статистические выводы и связи / М. Кендалл, А. Стьюарт ; пер. с англ. под ред. А.Н. Колмогорова. – М.: изд-во «Наука», 1973. – 896 с.
8. Комплекс встроенного программного обеспечения для навигационного приемника GPS на основе программного коррелятора: свидетельство об офиц. регистрации программы для ЭВМ 990066 Российская Федерация / ООО «Софт Нав» – № 980694 ; опубл. 15.02.99.
9. Корн, Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн; пер. с англ. под ред. И. Г. Арамановича. – М.: изд-во «Наука», 1973. – 832 с.
10. Михайлов, Н.В. Метод слежения за задержкой сигнала в бортовой аппаратуре спутниковой навигации с программным коррелятором / Н.В. Михайлов, В.В. Чистяков // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. – 2013. – № 5. – с. 60-66.
11. Михайлов, Н.В. Методы поиска сигналов спутниковых навигационных систем в приемниках космического базирования. Часть 1. Комбинированный поиск / Н.В. Михайлов, В.В. Чистяков // Гироскопия и навигация . – 2013. – № 4 (83). – с. 60-71.
12. Михайлов, Н.В. Методы поиска сигналов спутниковых навигационных систем в приемниках космического базирования. Часть 2. Расчет параметров комбинированного поиска / Н.В. Михайлов, В.В. Чистяков // Гироскопия и навигация . – 2014. – № 1 (84). – с. 70-80.
13. Михайлов, Н.В. Опыт использования метода «SoftFlex» в аппаратуре потребителей спутниковой навигации / Н.В. Михайлов, В.В. Чистяков // Материалы XIX Санкт-

- Петербургской межд. конф. по интегрированным навигационным системам. – СПб.: ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор». – 2012. – с. 324-330.
14. Михайлов, Н.В. Опыт использования метода «SoftFlex» в аппаратуре потребителей спутниковой навигации / Н.В. Михайлов, В.В. Чистяков // Гироскопия и навигация. – 2012. – № 4. – с. 105-114.
 15. Михайлов, Н.В. Приемники спутниковой навигации космического базирования : архитектура и первичная обработка сигналов / Н.В. Михайлов, В.В. Чистяков. – Воронеж : изд-во «Научная книга», 2014. – 124 с.
 16. Осипенко, П. Н. Микропроцессоры для космических применений / П. Н. Осипенко // Электронные компоненты. – 2010. – №1. – с. 66-69.
 17. Радионавигационный план Российской Федерации [Электронный ресурс] / Сетевое издание Российский навигационный сервер ОАО НТЦ «Интернавигация». – Режим доступа: <http://www.internavigation.ru/documents/RNP2011.doc>.
 18. Сайт компании EADS Astrium [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.astrium.eads.net/en/equipment/mosaicgnss-receiver.html>.
 19. Сейдж, Э. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении / Э. Сейдж, Дж. Мелс; пер. с англ. под ред. проф. Б.Р. Левина. – М.: изд-во «Связь», 1976. – с. 146-156.
 20. Семенов, С. А. Методы программной реализации приемников спутниковых радионавигационных систем: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.14 / Семенов Сергей Александрович. – М., 2005. – 152 с.
 21. Спилкер, Дж. Цифровая спутниковая связь / Дж. Спилкер ; пер. с англ. под ред. В.В. Маркова. – М.: изд-во «Связь», 1979. – 592 с.
 22. Стиффлер, Дж. Дж. Теория синхронной связи / Дж. Дж. Стиффлер. – М.: изд-во «Связь», 1975. – 488 с.
 23. Цифровые радиоприемные системы: Справочник / М.И. Жодзишский [и др.] ; под ред. М.И. Жодзишского – М.: Радио и связь, 1990. – 208 с.
 24. Aparicio, M. GPS satellite and payload / M. Aparicio [et al.] // B.W. Parkinson, J.J.Jr. Spilker. Global Positioning System: Theory and Applications, Vol.1 – Washington, DC: s.n., 1996. – pp. 209-244.
 25. AT697F Radiation Hard 32-bit SPARC V8 Processor [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.atmel.com/devices/AT697F.aspx>.
 26. Baracchi-Frei, M. Real-Time GNSS Software Receiver Optimized for General Purpose Microprocessors [Электронный ресурс] / Marcel Baracchi-Frei. – Neuchatel, 2010. – Режим доступа: <http://doc.rero.ch/record/20498/files/00002162.pdf>.

27. Bochkovski, A., Golubev, M., Pospelov, S., Vasilyev, M., Tchistiakov, V., Kholostov, M., Nozdrachev, S., Mikhaylov, N., Jalali, B. Method of Cross-correlation and Continuous Wave Suppression for GPS Signal and Associated GPS Receiver // Patent No. US 7 688 262 B2, March 2010.
28. Borre, K., Akos, D.M., Bertelsen, N., Rinder, P., Jensen, S.H. A Software-Defined GPS and Galileo Receiver: A Single-Frequency Approach, Birkhäuser. – 2007. – pp. 75-86.
29. Botchkovski, A., Chistyakov, V., Golubev, M., et al. *SoftFlex* : An Advanced Approach to Design of GNSS Receiver with Software Correlator // Proceedings of the 12th International Technical Meeting ION GPS. – 1999. – pp. 353-362.
30. Charkhandeh, S., Petovello, M.G., Watson, R. and Lachapelle, G. Implementation and Testing of a Real-Time Software-Based GPS Receiver for x86 Processors // Proceedings of NTN-2006, ION, Monterey, California.
31. Czopek, F. Description and Performance of the GPS Block I and II L Band and Link Budget // Proceedings of ION-GPS-93, pp. 37-43.
32. Fantino, M., Pini, M., Mulassano, P., Girau, G., Nicola, M., Nordio, A. Signal Compression for an Efficient and Simplified GNSS Signal Parallel Acquisition. In proceedings of ION GNSS 2008 (pp. 159-166), Savannah, GA.
33. Farine, P.A., Baracchi-Frei, M., Waelchli, G., Botteron, C. Real-Time Software Receivers // GPS World, September, 2009.
34. Felhauer, T., Tews, T., Botchkovski, A., Golubev, M., Vasilyev, M. ASN-22 Combined GPS/GLONASS Receiver Module – Architecture, Technical Characteristics and Performance Analysis // ION-GPS-97, Kansas City, MI, September 1997, pp. 81-87.
35. Fridman, A., Semenov, S. Architectures of Software GPS Receivers // «GPS Solutions», Vol. 3, No. 4, pp. 58-64 (2000).
36. GEC Plessey Semiconductors, *Global Positioning Products Handbook*, August, 1996.
37. Gerner J.L. et al. TOPSTAR 3000 – An Enhanced GPS Receiver for Space Applications [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.esa.int/esapub/bulletin/bullet104/gerner104.pdf>.
38. GPS Interface Control Document IRN–200C–004 [Электронный ресурс] / U. S. Coast Guard Navigation Center. – Режим доступа: <http://www.navcen.uscg.gov/pubs/gps/icd200/ICD200Cw1234.pdf>.
39. Heckler, G.W., Garrison, J.L. Architecture of a Reconfigurable Software Receiver // In proceedings of ITN-2004, ION, Long Beach, CA, pp. 947-955.
40. Hollreiser, M. Advanced GPS/GLONASS ASIC (AGGA2) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://microelectronics.esa.int/presentation/AGGA2.pdf>.

41. Kaplan, E.D. and Hegarty, C. Understanding GPS: Principles and Applications. Artech House Mobile Communications Series. Artech House, Inc., Boston, Second Edition, 2006.
42. Krauss, P. A., Fichter, W., Mittnacht, M., Bruder, M., Chistyakov, V. Development of the MosaicGNSS, a spaceborne GPS/GNSS Receiver to be used in LEO, GEO and GTO. // In Proceedings of DASIA-2000, Mont-Real.
43. Krauss, P.A., Berberich, S., Mittnacht, M., Botchkovsky, A., Chistyakov, V., Golubev, M. Correlation in Software in Comparison to Correlation in Hardware // International Workshop on aerospace Applications of the Global Positioning System, Breckenridge, Colorado, 2000.
44. Ledvina, B.M., Cerruti, A.P., Psiaki, M.L., Powell, S.P. and Kintner, P.M. Performance Tests of a 12-Channel Real-Time GPS L1 Software Receiver // In proceedings of ION GPS/GNSS 2003, Portland, pp. 679-688.
45. Ledvina, B.M., Powell, S.P., Kintner, P.M. and Psiaki, M.L., A 12-Channel Real-Time GPS L1 Software Receiver // Proceedings of NTM-2003, ION, Anaheim, pp. 762-782.
46. Ledvina, B.M., Psiaki, M.L., Powell, S.P. and Kintner, P.M. Bit-Wise Parallel Algorithms for Efficient Software Correlation Applied to a GPS Software Receiver // IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 3, No.5, September 2004.
47. Lin, D.M., Tsui, James B.Y. Acquisition Schemes for Software GPS Receiver. In proceedings of ION GPS 1998 (pp. 317 – 325), Nashville, Tennessee.
48. Mikhailov, N.V. Signal Search Methods for Space-Based GNSS Receivers. Part 1. Combined Search / N.V. Mikhailov, V.V. Chistyakov // Gyroscopy and navigation. – 2014. – № 2. – pp. 83-89.
49. Mikhailov, N.V. Signal Search Methods for Space-Based GNSS Receivers. Part 2. Computation of the Combined Search Parameters / N.V. Mikhailov, V.V. Chistyakov // Gyroscopy and navigation, в печати.
50. Mikhailov, N.V. The SoftFlex Approach in the User Equipment for Satellite Navigation: Examples of Application / N.V. Mikhailov, V.V. Chistyakov // Gyroscopy and navigation. – 2013. – № 1. – pp. 50-56.
51. Misra, P., Enge, P. Global Positioning System. Signals, Measurements, and Performance. – Ganga-Jamuna Press, 2006.
52. Montenbruck, O. GNSS Receivers for Space Applications [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.iapg.bv.tum.de/mediadb/14973/14974/04_ACES_WS_08_SGNSS.pdf.
53. NORAD Two-Line Element Sets [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://celestrak.com/NORAD/elements/>.
54. Pospelov, S., Botchkovski, A. GNSS Software receivers // «GPS Solutions», Vol. 4, No. 1, pp. 48-55 (2000).

55. Ruiz, J.L., Frey, C.H. Geosynchronous Satellite Use of GPS // Proceedings of ION GNSS, 2005.
56. Spilker, J.J. Jr. GPS Signal Structure and Theoretical Performance / J.J. Jr. Spilker // B.W. Parkinson, J.J. Jr. Spilker, Global Positioning System: Theory and Applications, vol.1.
57. Spilker, J.J. Jr. Satellite Constellation and Geometric Dilution of Precision, chapter 5 in , B.W., Spilker, J.J. Jr. Global Positioning System: Theory and Applications, vol.1.
58. Tao, J., Yu, W. A Real-Time GPS Software Receiver Correlator Design for Embedded Platform // In proceedings of ITM-2011, ION, Portland, pp. 808-812.
59. TSC21020F Radiation Hard 32/40-bit IEEE Floating Point DSP [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.atmel.com/Images/doc4153.pdf>.
60. TSC695F SPARC 32-bit Space Processor User Manual [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.atmel.com/Images/doc4148.pdf>.
61. Tsui, James B. Y. Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach, John Wiley & Sons. Inc, pp. 133-160 (2000).
62. Vimala, C., et al. Accord's Next Generation High Performance GPS/WAAS Receiver based on the Soft-Correlator // Proceedings of the 13th International Technical Meeting ION GPS-2000, pp. 329-336, Nashville, Tennessee, September, 2000.
63. Waelchli, G. Architecture of a Real-Time Platform Independent GPS L1 Software Receiver [Электронный ресурс]: Thesis of PhD / Waelchli Gregorie. – Lausanne, 2010. – Режим доступа: http://infoscience.epfl.ch/record/150473/files/EPFL_TH4832.pdf.
64. Ward, P. Effects of RF Interference on GPS Satellite Signal Receiver Tracking, Chapter 6 in E.D. Kaplan (editor), *Understanding GPS: Principles and Applications*, Artech House Publishers, 1996.
65. Yoon, Y., Eineder, M., Yague-Martinez, N., Montenbruck, O. TerraSAR-X Precise Trajectory Estimation and Quality Assessment // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – Vol. 47, No. 6, 2009.

Приложения

А. Требования к точности определения координат перспективных КА различного целевого назначения

п/п	Классы КА	Погрешность определения ПДЦМ (СКП)	Примечание
1	КА связи и ретрансляции	Не хуже 200 м по всем координатам	
2	КА навигационного обеспечения	5 м – вдоль орбиты и в боковом направлении, 3,3 м – по высоте	Погрешности снижаются в соответствии с положениями ФЦП «Глобальная навигационная система»
3	КА геодезического обеспечения	0,33 м – вдоль орбиты и в боковом направлении, 0,33 м – по высоте	
4	КА системы обнаружения терпящих бедствие объектов	33 м по всем координатам	
5	КА геофизического обеспечения	17...50 м по всем координатам	

Б. Параметры орбит потребителей, выбранных для моделирования условий приема сигналов спутниковых радионавигационных систем

Параметр	МКС (НОС)	ИНМАРСАТ 4-F1 (ВОС)	Молния 3-50 (ЭОС)
Опорное время (UTC)	28.02.2012 13:12:09	29.02.2012 13:41:54	28.02.2012 08:14:01
Наклонение, градусы	51,6432	2,4944	63,4594
Долгота восходящего узла, градусы	311,8853	342,8091	161,5145
Эксцентриситет	0,0019879	0,0003052	0,6863464
Аргумент перигея, градусы	93,9868	351,7809	259,7567
Средняя аномалия, градусы	266,3560	173,13	22,6137
Среднее движение, виток/день	15,59376864	1,00272738	2,00604318
Ориентация ИСЗ	к Земле	к Земле	ось вращения перпендикулярна плоскости эклиптики
Конфигурация антенны	в зенит	в надир	две антенны, направленные в зенит и надир