

Федеральное государственное автономное  
образовательное учреждение  
высшего профессионального образования  
«СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



Краснов Тимур Валериевич

**МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ УСТОЙЧИВОСТИ К ВЗАИМНЫМ  
ПОМЕХАМ В РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ  
СО СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫМИ ШУМОПОДОБНЫМИ  
СИГНАЛАМИ**

Специальность 05.12.14 – Радиолокация и радионавигация

**ДИССЕРТАЦИЯ**  
на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель  
доктор технических наук,  
профессор Бондаренко В. Н.

Красноярск – 2015

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>Введение</b> .....	5
<b>Глава 1. Шумоподобные сигналы спектрально-эффективных форматов модуляции</b> .....	11
1.1 Шумоподобные сигналы с минимальной частотной модуляцией.....	11
1.2 Шумоподобные сигналы с модифицированной минимальной частотной модуляцией.....	16
1.3 Точность измерения задержки ограниченных по спектру ШПС .....	23
1.4 Способы передачи данных в широкополосных РНС с шумоподобными спектрально-эффективными сигналами .....	31
1.5 Шумоподобные <i>MSK</i> -сигналы с пилотной и информационной компонентами .....	34
1.6 Взаимные помехи .....	38
Выводы по главе 1 .....	48
<b>Глава 2. Компенсация структурных помех в широкополосных радионавигационных системах</b> .....	49
2.1 Способы нейтрализации структурных помех в широкополосных системах .....	49
2.2 Оптимальный алгоритм измерения задержки шумоподобного <i>MSK</i> -сигнала при воздействии структурной и флуктуационной помех.....	53
2.3 Способы компенсации структурной помехи.....	57
2.3.1 Двухканальный автокомпенсатор структурной помехи.....	57
2.3.2 Автокомпенсатор структурной помехи с задержкой в каналах сигнала и помехи .....	60
2.3.3 Автокомпенсатор структурной помехи с бланкированием в канале сигнала .....	63
2.4 Оценка параметров структурной помехи .....	66
2.4.1 Квазиоптимальный алгоритм параллельного поиска структурной помехи.....	66

2.4.2 Блок-схема алгоритма поиска и обнаружения мощной структурной помехи.....	70
2.4.3 Слежение за задержкой структурной помехи.....	72
2.4.4 Слежение за фазой структурной помехи.....	77
2.5 Алгоритм измерения задержки двухкомпонентного шумоподобного сигнала.....	82
Выводы по главе 2.....	86
<b>Глава 3. Эффективность подавления структурной помехи при приёме шумоподобного MSK-сигнала .....</b>	<b>87</b>
3.1 Моделирование автокомпенсатора структурной помехи в системе автоматизированного проектирования <i>Matlab-Simulink</i> .....	87
3.1.1 Блок оценки амплитуды .....	90
3.1.2 Система слежения за задержкой.....	95
3.1.3 Система слежения за фазой.....	100
3.1.4 Эффективность подавления структурной помехи автокомпенсатором .....	104
3.1.5 Методы повышения эффективности подавления структурной помехи автокомпенсатором .....	110
3.2 Помехоустойчивость приёма шумоподобного <i>MSK</i> -сигнала с автокомпенсатором структурной помехи.....	114
3.2.1 Эффективность подавления структурной помехи корреляционным приемником с автокомпенсатором.....	114
3.2.2 Помехоустойчивость корреляционного приемника шумоподобного <i>MSK</i> -сигнала с автокомпенсатором структурной помехи.....	120
3.2.3 Помехоустойчивость квазиоптимального приёмника <i>MSK</i> -сигнала при воздействии структурной помехи .....	124
3.2.4 Помехоустойчивость алгоритма поиска с использованием информационной и пилотной компонент.....	130
Выводы по главе 3.....	134

<b>Глава 4. Экспериментальное исследование компенсации</b>	
<b>структурных помех</b> .....	135
4.1 Общие аспекты реализации автокомпенсатора структурной помехи...	135
4.2 Ограничение ширины спектра входного сигнала .....	137
4.3 Нелинейность аналого-цифрового преобразования .....	142
4.4 Экспериментальная модель.....	147
Выводы по главе 4.....	151
<b>Заключение</b> .....	152
<b>Список сокращений</b> .....	154
<b>Список литературы</b> .....	155
<b>Приложение А. Модель автокомпенсатора в системе</b>	
<b>автоматизированного проектирования <i>Matlab-Simulink</i></b> .....	167
<b>Приложение Б. Экспериментальная модель автокомпенсатора</b> .....	168

## Введение

**Актуальность темы диссертации.** Как показывает практика, спутниковые навигационные системы ГЛОНАСС и GPS, являющиеся в настоящее время основным средством навигационного обеспечения подвижных объектов, нуждаются в поддержке радионавигационных систем наземного базирования. При этом наземные радионавигационные системы (РНС) становятся средством навигации, дополняющим спутниковые системы, и могут использоваться как совместно с ними, так и вместо них в случае отсутствия доступа к сигналам спутниковых систем.

С целью расширения рабочей зоны РНС наземного базирования используют длинно- и средневолновый диапазоны, для которых характерна перегруженность сигналами сторонних радиосредств и значительные помехи техногенного происхождения. По этой причине в последние десятилетия проявляется повышенный интерес к применению в подобных системах спектрально-эффективных методов модуляции, концентрирующих излучение в минимально узких спектральных зонах и ощутимо смягчающих тем самым остроту проблемы тесноты эфира.

В радионавигационных системах большой дальности действия (600 км и более) динамический диапазон сигналов достигает 80 дБ [4]. В связи с этим особенно остро стоит проблема приема сигналов на границах рабочей зоны из-за действия мощных системных помех, называемых также взаимными, сигналоподобными, структурными помехами [10]. Вопросам теории и практики повышения помехоустойчивости к структурным помехам в системах с шумоподобными сигналами (ШПС) посвящено большое число работ отечественных и зарубежных ученых: Л. Е. Варакина, В. П. Ипатова, М. Б. Свердлика, Г. И. Тузова, С. Голомба, Р. К. Диксона, Д. Хаффмена и др.

Кардинальный подход к решению указанной проблемы связан с увеличением базы сигналов, определяющей уровень подавления структурных помех при кодовом разделении сигналов. Однако увеличение базы сигнала влечёт увеличение времени синхронизации, рост аппаратных и вычислительных затрат. Для наземных систем дальней навигации в большей мере, чем для спутниковых систем, характерна ограниченность частотного ресурса, в связи с чем практическую значимость приобретает разработка спектрально-эффективных видов модуляции и алгоритмов обработки шумоподобных сигналов. Практически достижимым в таких системах уровнем помехозащитности к структурным помехам являются значения порядка 40 дБ [4], что требует дополнительных мер по подавлению структурных помех.

Наиболее успешный подход к решению указанной проблемы связан с использованием автокомпенсаторов помех. Вопросам теории и практики компенсации структурных помех в системах с шумоподобными сигналами посвящено большое число работ отечественных и зарубежных ученых: В. Б. Крейнделина, В. А. Родзивилова, В. И. Чугаевой, Ю. В. Невзорова, Ю. Г. Сосулина, А. С. Грибанова, А. Г. Вострецова, Г. Питера, Yan Bai.

Из-за высокого динамического диапазона сигналов каждый из подходов в отдельности (увеличение базы сигнала и компенсация помехи) не может полностью решить проблему повышения помехоустойчивости к взаимным помехам в наземных широкополосных системах радионавигации с кодовым разделением.

Таким образом, задача повышения устойчивости наземных систем радионавигации со спектрально-эффективными шумоподобными сигналами и кодовым разделением к мощным мешающим сигналам (взаимным помехам) представляет собой весьма актуальную научно-практическую задачу. Успешное решение этой задачи позволяет существенно расширить рабочую зону, повысить точность и достоверность координатно-временного обеспече-

ния потребителей при сохранении возможности совместной работы наземных и спутниковых навигационных систем.

**Целью диссертационной работы** является разработка и исследование методов повышения устойчивости к мощным взаимным помехам в широкополосных радионавигационных системах с кодовым разделением, использующих спектрально-эффективные шумоподобные сигналы.

Для достижения поставленной цели решены следующие задачи:

- 1) выбор и обоснование вида модуляции спектрально-эффективных шумоподобных сигналов радионавигационных систем;
- 2) выбор и обоснование структуры и параметров дальномерных кодов для сигналов широкополосных РНС;
- 3) разработка методов компенсации мощных взаимных помех;
- 4) определение требований к точности оценки параметров мощных взаимных помех;
- 5) оценка эффективности предложенных методов компенсации взаимных помех;
- 6) исследование помехоустойчивости корреляционного приемника шумоподобного сигнала с автокомпенсатором помехи;
- 7) оценка влияния аппаратурных погрешностей на эффективность компенсации взаимных помех.

**Методы исследования.** В диссертационной работе используются методы теории сигналов, теории оптимального оценивания параметров сигналов и оптимальной фильтрации, теории автоматического управления, методы математического анализа, статистического моделирования, методы цифровой обработки сигналов.

**Научная новизна** результатов диссертационной работы:

1. Предложенный критерий спектральной эффективности в отличие от известных критериев позволяет осуществить оптимальный выбор вида модуляции, обеспечивающего минимальную дисперсию ошибки измерения задержки ШПС при заданной полосе частот.

2. Предложенный способ компенсации взаимных помех, основанный на фильтрации помехи с оценкой информационного символа в режиме реального времени, в отличие от известных способов не требует дополнительной задержки ШПС.

3. Разработанные алгоритмы оценки параметров мощной взаимной помехи в системах со спектрально-эффективными сигналами, основанные на квазиоптимальных алгоритмах фильтрации задержки и фазы помехи, обеспечивают практически потенциальную помехоустойчивость по отношению к шуму.

4. Разработанный автокомпенсатор мощной взаимной помехи для средневолновой РНС со спектрально-эффективными ШПС позволяет увеличить допустимый уровень помехи с 40 до 80 дБ.

5. Показано, что среди аппаратурных погрешностей наибольшее влияние на эффективность компенсации мощной взаимной помехи оказывают амплитудно-фазовые искажения при полосовой фильтрации сигналов и нелинейность тракта аналого-цифрового преобразования.

6. Разработанный способ поиска по задержке шумоподобных сигналов существенно сокращает аппаратурные затраты по сравнению с известным способом параллельного поиска при сохранении минимального времени поиска.

Новизна полученных результатов подтверждается 6 патентами РФ на изобретения.

**Научные результаты, выносимые на защиту:**

1. Обобщённый показатель спектральной эффективности, равный отношению эффективной ширины спектра к полосе частот сигнала, позволяет оптимизировать вид модуляции по критерию минимума СКО ошибки измерения задержки сигнала.

2. Двухкомпонентный формат спектрально-эффективных *MSK*-сигналов с пилотной и информационной компонентами позволяет значительно ослабить негативное влияние модуляции сигнала данными, обеспечивая улучшение системных характеристик: сокращение времени поиска, повышение точности и устойчивости слежения за кодовой задержкой и фазой.

3. Требуемый для средневолновых широкополосных РНС с кодовым разделением допустимый уровень взаимной помехи 80 дБ может быть обеспечен с использованием ансамбля дальномерных кодов длины 16383 и дополнительной компенсации мощной взаимной помехи.

4. Автокомпенсатор мощной взаимной помехи на основе двухпетлевого следящего фильтра с кольцами слежения за задержкой и фазой помехи обеспечивает подавление помехи не менее 40 дБ при отношении помеха/сигнал от 40 до 80 дБ.

5. Алгоритм параллельного поиска шумоподобного *MSK*-сигнала с использованием аппроксимации опорных видеочастотных квадратурных сигналов знаковыми функциями проигрывает в помехоустойчивости оптимальному алгоритму менее 1 дБ, обеспечивая существенные преимущества в реализации по сравнению с оптимальным алгоритмом.

**Значение для теории.** Научные результаты диссертационной работы создают теоретическую основу для разработки методов повышения устойчивости наземных систем радионавигации со спектрально-эффективными шумоподобными сигналами и кодовым разделением к мощным мешающим сигналам (взаимным помехам).

**Практическая значимость результатов диссертационной работы.** Результаты диссертации использованы при проектировании и разработке в интересах Министерства обороны РФ новой наземной широкополосной радионавигационной системы «Спрут», превосходящей существующие системы по точности, помехозащищённости и дальности действия.

**Достоверность** полученных результатов подтверждается корректностью используемого математического аппарата, совпадением теоретических выводов, статистических результатов компьютерного моделирования и экспериментально полученных данных, а также сопоставлением с результатами работ других авторов.

**Использование результатов диссертации.** Результаты диссертационной работы использованы при выполнении научных проектов: «Адаптивный компенсатор структурных помех для приемников широкополосных радионавигационных систем» (2014 г., СФУ КФ-406 НИЧ СФУ, Грант Красноярского краевого фонда поддержки научной и научно-технической деятельности), «Разработка и исследование способа синхронизации станций наземных радионавигационных систем с использованием спутниковых систем навигации» (2013 г., СФУ КФ-384, Грант Красноярского краевого фонда поддержки научной и научно-технической деятельности), «Исследование методов подавления структурных помех в широкополосных радионавигационных системах» (2014 г., № 20595 НИЧ СФУ), «Разработка способа частотной синхронизации станций наземных радионавигационных систем с использованием навигационной аппаратуры потребителя глобальных навигационных спутниковых сигналов» (2013 г., № 20553 НИЧ СФУ).

Предложенные в диссертации технические решения также позволят существенно расширить рабочую зону навигационной системы «Спрут», повысить точность координатно-временного обеспечения потребителей.

## Глава 1. Шумоподобные сигналы спектрально-эффективных форматов модуляции

### 1.1 Шумоподобные сигналы с минимальной частотной модуляцией

Наиболее часто шумоподобные сигналы в широкополосных системах радионавигации и радиосвязи формируют путем фазовой манипуляции несущего колебания двоичной кодовой последовательностью (ФМ или *BPSK*). В качестве примера выступают как спутниковые радионавигационные системы ГЛОНАСС, *GPS*, *GALILEO*, так и наземные радионавигационные системы (РНС) *SILEDIS*, *SPOT* и др. [18]. Широкое использование ФМ обусловлено стремлением максимально упростить формирование и обработку сигналов в широкополосных РНС, но приводит к неэффективному использованию частотного ресурса. Перспективным видом модуляции с существенно большей спектральной эффективностью является, к примеру, минимальная частотная модуляция (*MSK*, *minimum shift keying*).

Шумоподобные сигналы с *MSK* – это сигналы с частотной манипуляцией несущего колебания по закону используемой псевдослучайной последовательности (ПСП) с индексом модуляции  $m_f = 0.5$  и непрерывной фазой, которые также можно представить как сигналы с квадратурной ФМ со сдвигом [10]:

$$\begin{aligned} s(t) &= \operatorname{Re}\{\dot{S}(t)\exp(j2\pi f_0 t)\} = \\ &= \sqrt{2P_c} [I(t)\cos(2\pi f_0 t) - Q(t)\sin(2\pi f_0 t)], \end{aligned} \quad (1.1)$$

$$\dot{S}(t) = \sqrt{2P_c} [I(t) + jQ(t)], \quad (1.2)$$

$$I(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_0(t - kT), \quad Q(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k H_0(t - kT - T/2), \quad (1.3)$$

$$H_0(t) = \begin{cases} \cos\left(\frac{\pi}{T}t\right), & |t| \leq T/2, \\ 0, & |t| > T/2, \end{cases} \quad (1.4)$$

где  $P_c$  – мощность сигнала;  $f_0$  – несущая (центральная) частота (начальная фаза равна нулю);  $\dot{S}(t)$  – комплексная огибающая;  $I(t)$  и  $Q(t)$  – действительная и мнимая компоненты нормированной комплексной огибающей;  $\{c_k\}$  и  $\{s_k\}$  – бинарные псевдослучайные последовательности длины  $N$ ;  $T$  – длительность элемента последовательностей  $\{c_k\}$  и  $\{s_k\}$ ;  $H_0(t)$  – функция, определяющая форму элемента квадратурных компонент.

Компоненты  $I(t)$  и  $Q(t)$  комплексной огибающей *MSK*-сигнала представляют собой последовательности импульсов в виде *полувольты косинуса* длительностью  $T$ , манипулированных кодами  $\{c_k\}$  и  $\{s_k\}$ , а тактовая частота следования импульсов равна  $1/T$ . Таким образом, квадратурные компоненты являются видеочастотными ШПС, причем элементы  $Q(t)$  запаздывают на  $T/2$  относительно элементов  $I(t)$  с тем же порядковым номером.

Элементы кодов  $\{c_k\}$  и  $\{s_k\}$  связаны с элементами исходной кодовой псевдослучайной последовательности  $\{d_k\}$ , определяющей закон частотной манипуляции, выражениями [33]

$$c_k = c_{k-1} d_{2k-2} d_{2k-1}, \quad s_k = s_{k-1} d_{2k-1} d_{2k}, \quad k = \dots, -1, 0, 1, \dots \quad (1.5)$$

Коды  $\{d_k\}$ ,  $\{c_k\}$  и  $\{s_k\}$  – периодические последовательности, образованные повторением кодов заданной длины.

Перепишем выражение (1.2) как модель периодического *MSK*-сигнала с учетом периодичности кодовых последовательностей:

$$\begin{aligned} \dot{S}(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \dot{S}_i(t) = \\ &= \sqrt{2P_c} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \left[ c_{k+iN} H_0(t - kT - iT_n) + js_{k+iN} H_0(t - kT - T/2 - iT_n) \right], \end{aligned} \quad (1.6)$$

где  $\dot{S}_i(t)$  – комплексная огибающая сигнала (1.2), определенная на интервале  $t \in [iT_n, (i+1)T_n]$ . Индекс у элементов кодов  $\{c_k\}$  и  $\{s_k\}$  в (1.6) определяется суммированием по модулю  $N$ .

Нормированная периодическая автокорреляционная функция (ПАКФ)  $MSK$ -сигнала определяется выражениями [33]

$$\begin{aligned} \dot{R}(\tau) &= \frac{1}{2E} \int_0^{T_n} \dot{S}(t) \dot{S}^*(t-\tau) dt = \\ &= \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} \left\{ I(t)I(t-\tau) + Q(t)Q(t-\tau) + j[Q(t)I(t-\tau) - I(t)Q(t-\tau)] \right\} dt = \\ &= -R_a(m+2) \left( \frac{1}{\pi} \sin \pi x - x \cos \pi x \right) + \\ &+ R_a(m) \left[ \frac{1}{\pi} \sin \pi x + (1-x) \cos \pi x \right] - \\ &- j \left\{ R_a(m+1) \left[ \frac{1}{\pi} \cos \pi x + \left( \frac{1}{2} + x \right) \sin \pi x \right] - R_a(m-1) \left[ \frac{1}{\pi} \cos \pi x - \left( \frac{1}{2} - x \right) \sin \pi x \right] \right\}, \end{aligned} \quad (1.7)$$

где  $\tau = mT + \varepsilon$ ,  $m = \dots -0.5, 0, 0.5, \dots$ ,  $0 \leq \varepsilon < 0.5T$ ,  $x = \frac{\varepsilon}{T}$ ;

$$E = \frac{1}{2} \int_0^{T_n} |\dot{S}(t)|^2 dt = P_c T_n$$

– энергия сигнала  $s(t)$  (1.1) за период  $T_n$ ;

$$R_a(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_k a_{k+m} \quad (1.8)$$

– нормированная ПАКФ бинарной кодовой последовательности  $\{a_k\}$ , элементы которой связаны с элементами кодовых последовательностей  $\{c_k\}$  и  $\{s_k\}$  соотношениями:

$$a_k = \begin{cases} (-1)^i c_i, & k = 2i, \\ (-1)^{i+1} s_i, & k = 2i+1, \end{cases} \quad (1.9)$$

Верхний индекс в виде звёздочки употребляется в (1.7) для обозначения комплексного сопряжения.

В частном случае для временных сдвигов  $\tau = mT$  ( $\varepsilon = 0$ ) из (1.7) следует

$$\dot{R}\left(m\frac{T}{2}\right) = R_a(m) - j\frac{1}{\pi}[R_a(m+1) - R_a(m-1)]. \quad (1.10)$$

При  $m=0, 1, 2$  из (1.10) находим  $\dot{R}(0) = 1$ ,  $\dot{R}\left(\frac{T}{2}\right) = R_a(0.5) - \frac{j}{\pi}[R_a(1) - 1] \approx \frac{j}{\pi}$  и

$\dot{R}(T) = R_a(1) - \frac{j}{\pi}[R_a(1.5) - R_a(0.5)] \approx 0$ . Здесь учтено, что при  $N \gg 1$  значения

боковых лепестков нормированной ПАКФ  $|R_a(m)| \ll 1$ .

При  $N \gg 1$  форма основного лепестка модуля ПАКФ ( $m \leq 2$ ) определяется формулой

$$R(\tau) = \begin{cases} \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right) \cos\left(\frac{\pi}{T}\tau\right) + \frac{1}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{T}|\tau|\right), & |\tau| \leq T, \\ 0, & |\tau| > T. \end{cases} \quad (1.11)$$

что совпадает с выражением для модуля АКФ элемента ШПС (1.4).

Формула (1.11) определяет модуль нормированной ПАКФ шумоподобного сигнала с *MSK* при использовании кодовой последовательности  $\{d_k\}$  с идеальной ПАКФ. Она также применима при использовании кода с ненулевыми боковыми лепестками ПАКФ и  $N \gg 1$ . В этом случае она определяет форму основного лепестка ПАКФ, уровень боковых лепестков которой определяется корреляционными свойствами кода.

При использовании кодов  $\{a_k\}$  с уровнем боковых лепестков ПАКФ  $R_a(m) = -1/N$  для всех  $m \neq 0$  (*M*-последовательности) для боковых лепестков модуля ПАКФ ( $m > 2$ ) с использованием формулы (1.7) находим:

$$R(\tau) = \frac{1}{N}, \quad (1.12)$$

что совпадает со значением боковых лепестков модуля ПАКФ кодовой последовательности.

Графики модуля нормированной ПАКФ *MSK*-сигнала, рассчитанные по формуле (1.7) для кода  $\{d_k\}$ , являющегося *M*-последовательностью длины

$N = 16383$ , приведены на рисунке 1.1:  $a$  – основной лепесток ПАКФ;  $b$  – боковые лепестки ПАКФ.

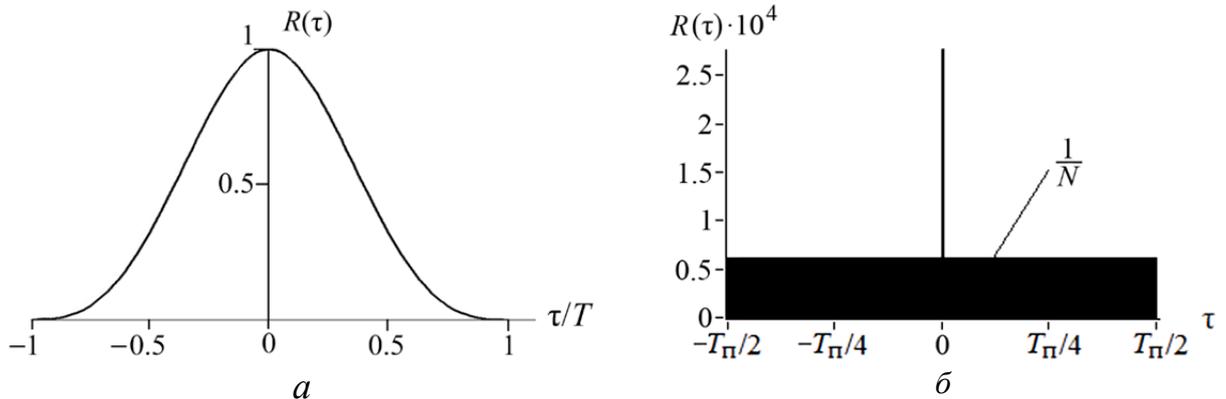


Рисунок 1.1 – Графики модуля нормированной ПАКФ  
 $a$  – основной лепесток ПАКФ;  $b$  – боковые лепестки ПАКФ

Известно, что  $M$ -последовательности являются оптимальными среди двоичных кодовых последовательностей, так как боковые лепестки их нормированных ПАКФ соответствуют минимально возможному уровню  $R(m) = -1/N$  при всех значениях  $m$ , не кратных  $N$  (при нечетном  $N$ ) [18]. Таким образом, значение  $1/N$  характеризует и уровень боковых лепестков модуля ПАКФ шумоподобных сигналов с  $MSK$ , сформированных на основе  $M$ -последовательностей. При этом форма основного лепестка модуля нормированной ПАКФ (при  $|\tau| \leq T$ ) практически не зависит от длины кода (при  $N \gg 1$ ) и определяется выражением (1.11).

Спектральная эффективность шумоподобных сигналов с минимальной частотной модуляцией характеризуется показателем *компактности* спектра  $\gamma = 0.9, 0.99$  и  $0.999$ , равным отношению мощности  $P_c(W)$  в полосе  $W$  к полной мощности  $P_c$  сигнала. Полоса по критерию 99% мощности  $P_c$  соответствует регламентной полосе Международного союза электросвязи ИТУ. В таблице 1.1 приведены значения нормированной ширины спектра  $W/f_t$  для сигналов  $MSK$  и  $BPSK$ . При  $\gamma = 0.99$  ширина спектра при  $MSK$  почти в 17.5 раз меньше, чем при  $BPSK$ , и составляет  $W_1 \approx 1.18f_t$  и  $W_2 \approx 20.6f_t$ , где  $f_t$  – тактовая частота, равная  $2/T$  и  $1/T$  соответственно.

Таблица 1.1 – Нормированная ширины спектра для некоторых видов модуляции

Вид модуляции ШПС	$W/f_T$		
	$\gamma = 0.9$	$\gamma = 0.99$	$\gamma = 0.999$
1	2	3	4
<i>MSK</i>	0.78	1.18	2.74
<i>BPSK</i>	1.70	20.6	196.5
<i>GMSK</i> ( $BT=0.25$ )	0.57	0.86	1.09
<i>SMSK</i>	0.87	1.41	2.57

По сравнению с *BPSK* минимальная частотная модуляция позволяет значительно уменьшить уровень внеполосной мощности. Так, уровень первого бокового лепестка спектра мощности по отношению к основному лепестку составляет около минус 23 дБ против минус 13 дБ. Ширина основного лепестка спектра при *MSK* равна  $1.5f_T$ , а при *BPSK* –  $2f_T$ . Мощность в основном лепестке спектра составляет 99.9% и 92% для *MSK* и *BPSK* соответственно. Уровень боковых лепестков спектра при *MSK* убывает со скоростью 40 дБ/декада, в то время как при *BPSK* – со скоростью 20 дБ/декада. Известны способы формирования ЧМ-сигналов с непрерывной фазой, имеющих более высокую спектральную эффективность, чем при *MSK* (таблица 1.1): например, *гауссовская MSK* или *GMSK*, *гармоническая MSK* или *SMSK* [18]. Однако достигается это ценой потери помехоустойчивости, а также усложнения аппаратуры формирования и обработки сигналов.

## 1.2 Шумоподобные сигналы с модифицированной минимальной частотной модуляцией

Проводимая в настоящее время модернизация глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) ГЛОНАСС и *GPS*, а также создание и развёртывание новых ГНСС (*Galileo*, *Compas* и др.) базируются на использовании новых навигационных сигналов, в частности, сигналов с модуляцией *BOC* (*binary offset carrier*) и различных её версий (*AltBoc*, *DuoBoc*, *MixBoc*)

[84, 85]. Данные способы широкополосной модуляции предусматривается использовать в модернизированной системе *GPS* при формировании сигналов *M*-кода (*Military code*) и *L1C* сигналов для гражданских пользователей, а также *L1OS* сигналов ГНСС *Galileo* при оказании услуги «открытого сервиса» и сигналов *L1SC*, *L2SC* с санкционированным доступом модернизированной системы ГЛОНАСС [24, 28, 80].

Высокие тактические показатели ГНСС и наземных широкополосных систем средневолнового и длинноволнового диапазонов в первую очередь определяются широким спектром используемых сигналов. Полоса частот, выделенная любой системе, является весьма дорогостоящим и дефицитным ресурсом. Поэтому сопоставление характеристик новых навигационных сигналов должно проводиться при фиксированном спектральном ресурсе.

Перспективным способом модуляции сигналов в широкополосных радионавигационных системах является двоичный сдвиг несущей (*BOC*). Благодаря широкому спектру используемых сигналов, которые принято называть *меандровыми шумоподобными сигналами* или *BOC-сигналами* [85], обеспечиваются высокие тактические показатели систем (точность измерения кодовой задержки, устойчивость к помехам многолучевости и др.).

Данный способ широкополосной модуляции принято обозначать как  $BOC(m, n)$ , где  $m$  и  $n$  – целые числа, определяющие кратность частоты меандровой последовательности и тактовой частоты дальномерного кода некоторой опорной частоте:  $m = f_m / f_{оп}$ ,  $n = f_T / f_{оп}$ .

Основные характеристики *BOC*-сигнала определяются соотношением частот  $l = m/n = f_m / f_T$  ( $l \geq 1$  и кратно 0.5), а также значением тактовой частоты. С ростом  $l$  возрастает число локальных максимумов автокорреляционной функции сигнала (число разно полярных пиков равно  $2l + 1$ ). Эта особенность *BOC*-сигнала должна учитываться при разработке алгоритмов поиска и кодовой синхронизации. Решение проблемы поиска *BOC*-сигналов требует заметных усилий, особенно при малом энергопотенциале, поскольку различие основного и боковых пиков АКФ не превышает 6 дБ (при  $l=1$ ). Многопиковый вид АКФ создает известные трудности при разработке дискриминато-

ра системы кодовой синхронизации, связанные с устранением неоднозначности и уменьшением до приемлемых значений риска захвата по «ложным» нулям дискриминационной характеристики.

Широкому использованию *BOC*-сигналов в наземных широкополосных радионавигационных системах препятствует ограниченность спектрального ресурса [85]. Однако сочетание *BOC* с минимальной частотной модуляцией позволяет существенно ослабить негативное влияние ограничения спектра ШПС на основные тактические показатели широкополосных систем [24, 80].

Для модифицированной модуляции *MSK*, основанной на применении идеи *BOC*-модуляции, будем использовать аббревиатуру *MSK-BOC*( $m, n$ ), где числа  $m$  и  $n$  имеют тот же смысл, что и для *BOC*-сигнала.

Сигнал *MSK-BOC*( $m, n$ ) отличается от ШПС с традиционной модуляцией *MSK* видом элементов:

$$H_0(t) = \begin{cases} \sin\left(\frac{2l\pi t}{T} + l\pi\right), & |t| \leq T/2; \\ 0, & |t| > T/2, \end{cases} \quad (1.13)$$

представляющих собой  $2l$  знакопеременных импульсов (чипов) в форме полуволны синуса длительностью  $T/2l$  (кривая 1 на рисунке 1.2 соответствует  $l=1$ ). Временной сдвиг элементов квадратурного  $Q$ -сигнала относительно  $I$ -сигнала составляет  $T/4l$ . При  $l=0.5$  выражение (1.4) определяет форму чипов при традиционной *MSK* (кривая 2 на рисунке 1.2):

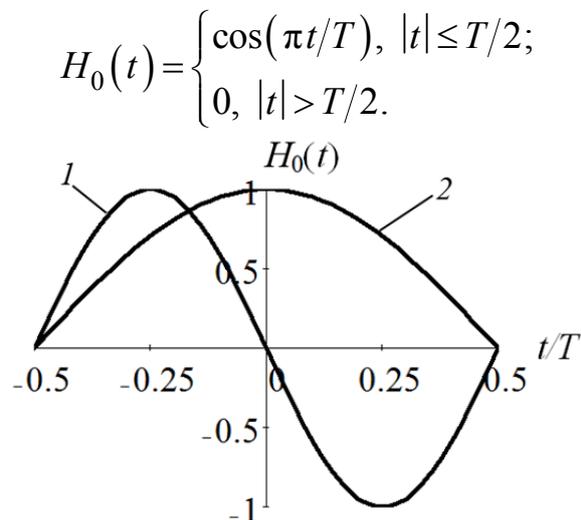


Рисунок 1.2 – Элементы сигналов *MSK-BOC*( $n, n$ ) и *MSK*

Энергетический спектр сигнала  $MSK-BOC(m, n)$  мощностью  $P_c$  и тактовой частотой  $f_T = 1/T$  описывается выражением [85]:

$$G(f) = \frac{2P_c}{l^2 \pi^2 f_T} \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_T}\right)}{1 - \left(\frac{f}{lf_T}\right)^2} \right|^2 \quad \text{при } l \geq 1 \ (l - \text{целое}). \quad (1.14)$$

При записи (1.14) полагали, что в качестве дальномерного кода используется кодовая последовательность с идеальными корреляционными свойствами (с нулевыми боковыми лепестками АКФ).

График энергетического спектра сигнала  $MSK-BOC$  при  $l=1$  приведён на рисунке 1.3 (кривая 1). Там же приведён энергетический спектр сигнала  $MSK$  (кривая 2):

$$G(f) = \frac{8P_c}{\pi^2 f_T} \left| \frac{\cos\left(\frac{\pi f}{f_T}\right)}{1 - \left(\frac{2f}{f_T}\right)^2} \right|^2.$$

Оба графика соответствуют спектру, нормированному по множителю  $2P_c / (\pi^2 f_T)$ .

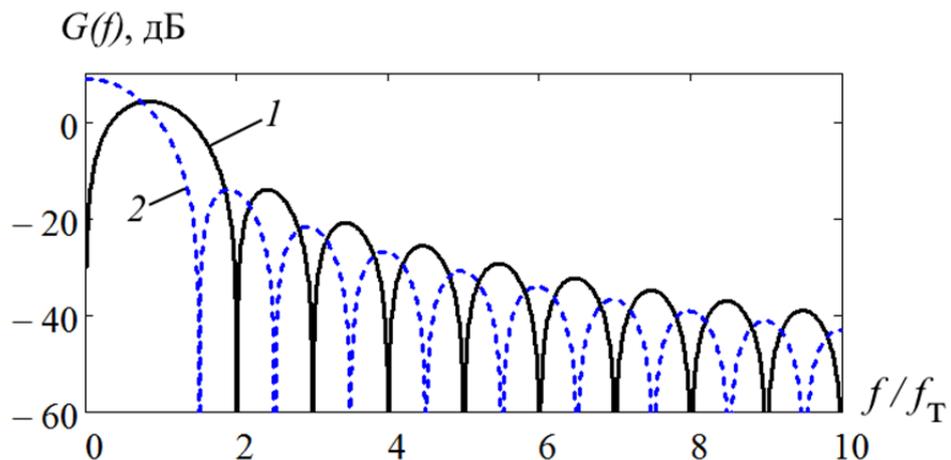


Рисунок 1.3 – Энергетические спектры сигналов  $MSK-BOC(n,n)$  и  $MSK$

Для сигналов с модуляцией  $BOC$  часто используют другие обозначения:  $BOC(2l)$  и  $MSK-BOC(2l)$ . Цифры в скобках определяют соответственно

число прямоугольных меандровых чипов или синусных чипов в элементах кодовых последовательностей.

В таблице 1.2 приведены выражения для энергетических спектров, нормированных по мощности  $P_c$ , а также нормированных АКФ элемента  $H_0(t)$  комплексной огибающей сравниваемых ШПС. При использовании дальномерных кодов длины  $N \gg 1$  указанные характеристики совпадают с соответствующими характеристиками самих сигналов.

Графики энергетических спектров в децибелах  $G(f)/T$ , нормированных по длительности элемента  $T$ , приведены на рисунке 1.4: для сигналов  $BOC(2)$ ,  $BOC(3)$  – рисунок 1.1а; для сигналов  $MSK-BOC(2)$ ,  $MSK-BOC(3)$  – рисунок 1.1б.

Таблица 1.2 – Выражения для энергетических спектров и АКФ элемента  $H_0(t)$  комплексной огибающей для некоторых видов модуляции ШПС

Вид модуляции ШПС	Энергетический спектр, $G(f)$	Автокорреляционная функция, $R(\tau)$
1	2	3
$BPSK$	$\frac{1}{f_T} \left[ \frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_T}\right)}{\frac{\pi f}{f_T}} \right]^2$	$\begin{cases} 1 - \frac{ \tau }{T}, &  \tau  \leq T, \\ 0, &  \tau  > T. \end{cases}$
$BOC(2)$	$\frac{1}{f_T} \left[ \frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_T}\right)}{\frac{\pi f}{f_T}} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi f}{2f_T}\right) \right]^2$	$\begin{cases} 1 - 3\frac{ \tau }{T}, &  \tau  \leq \frac{T}{2}, \\ \frac{ \tau }{T} - 1, & \frac{T}{2} <  \tau  \leq T, \\ 0, &  \tau  > T, \end{cases}$
$BOC(3)$	$\frac{1}{f_T} \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi f}{f_T}\right)}{\frac{\pi f}{f_T}} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi f}{3f_T}\right) \right]^2$	$\begin{cases} 1 - 5\frac{ \tau }{T}, &  \tau  \leq \frac{T}{3}, \\ \frac{3 \tau }{T} - \frac{5}{3}, & \frac{T}{3} <  \tau  \leq \frac{2T}{3}, \\ 1 - \frac{ \tau }{T}, & \frac{2T}{3} <  \tau  \leq T, \\ 0, &  \tau  > T, \end{cases}$

Продолжение таблицы 1.2

Вид модуляции ШПС	Энергетический спектр, $G(f)$	Автокорреляционная функция, $R(\tau)$
1	2	3
$BOC(4)$	$\frac{1}{f_T} \left[ \frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_T}\right)}{\frac{\pi f}{f_T}} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi f}{4f_T}\right) \right]^2$	$\begin{cases} 1 - 7\frac{ \tau }{T} & \text{при } 0 \leq \tau \leq \frac{T}{4}; \\ \frac{5\tau}{T} - 2 & \text{при } \frac{T}{4} \leq \tau \leq \frac{T}{2}; \\ 2 - \frac{3\tau}{T} & \text{при } \frac{T}{2} \leq \tau \leq \frac{3T}{4}; \\ \frac{\tau}{T} - 1 & \text{при } \frac{3T}{4} \leq \tau \leq T; \\ 0 & \text{при } \tau \geq T; \end{cases}$
$MSK$	$\frac{8}{\pi^2 f_T} \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi f}{f_T}\right)}{1 - 4\left(\frac{f}{f_T}\right)^2} \right]^2$	$\begin{cases} \left(1 - \frac{ \tau }{T}\right) \cos\left(\frac{\pi}{T} \tau\right) + \frac{1}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{T}  \tau \right), &  \tau  \leq T, \\ 0, &  \tau  > T. \end{cases}$
$MSK-BOC(2)$	$\frac{2}{\pi^2 f_T} \left[ \frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_T}\right)}{1 - \left(\frac{f}{f_T}\right)^2} \right]^2$	$\begin{cases} \left(1 - \frac{ \tau }{T}\right) \cos\left(\frac{2\pi}{T} \tau\right) + \frac{1}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{T}  \tau \right), &  \tau  \leq T, \\ 0, &  \tau  > T. \end{cases}$
$MSK-BOC(3)$	$\frac{8}{9\pi^2 f_T} \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi f}{f_T}\right)}{1 - \left(\frac{2}{3} \frac{f}{f_T}\right)^2} \right]^2$	$\begin{cases} \left(1 - \frac{ \tau }{T}\right) \cos\left(\frac{3\pi}{T} \tau\right) + \frac{1}{3\pi} \sin\left(\frac{3\pi}{T}  \tau \right), &  \tau  \leq T, \\ 0, &  \tau  > T. \end{cases}$
$MSK-BOC(4)$	$\frac{1}{4\pi^2 f_T} \left[ \frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_T}\right)}{1 - \left(\frac{f}{2f_T}\right)^2} \right]^2$	$\begin{cases} \left(1 - \frac{ \tau }{T}\right) \cos\left(\frac{4\pi}{T} \tau\right) + \frac{1}{4\pi} \sin\left(\frac{4\pi}{T}  \tau \right), &  \tau  \leq T, \\ 0, &  \tau  > T. \end{cases}$

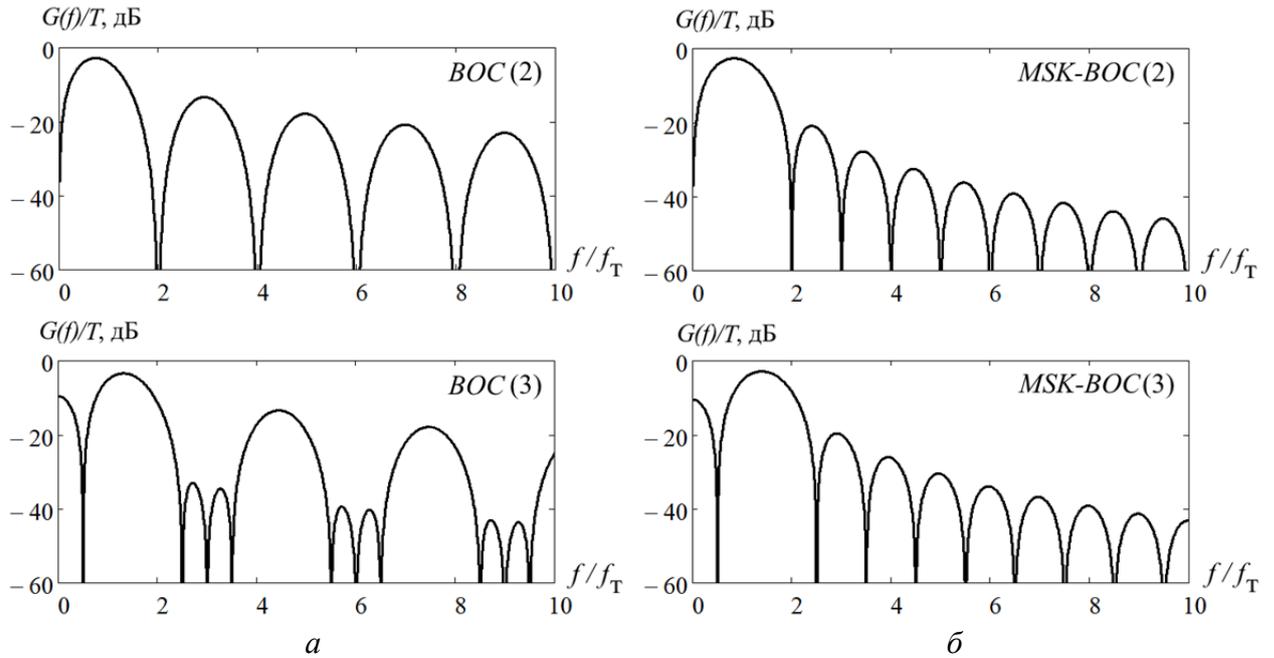


Рисунок 1.4 – Нормированные энергетические спектры ШПС

Графики АКФ рассмотренных сигналов приведены на рисунке 1.5:  $BOC(2)$ ,  $BOC(3)$  – рисунок 1.5а;  $MSK-BOC(2)$ ,  $MSK-BOC(3)$  – рисунок 1.5б. Кривые 1 на рисунке 1.5 соответствуют гипотетическому случаю без ограничения спектра ШПС (рассчитаны по формулам для АКФ, приведённым в таблице 1.2), а кривые 2 – случаю ограничения спектра сигнала полосой, в которой сосредоточено 90% мощности ШПС.

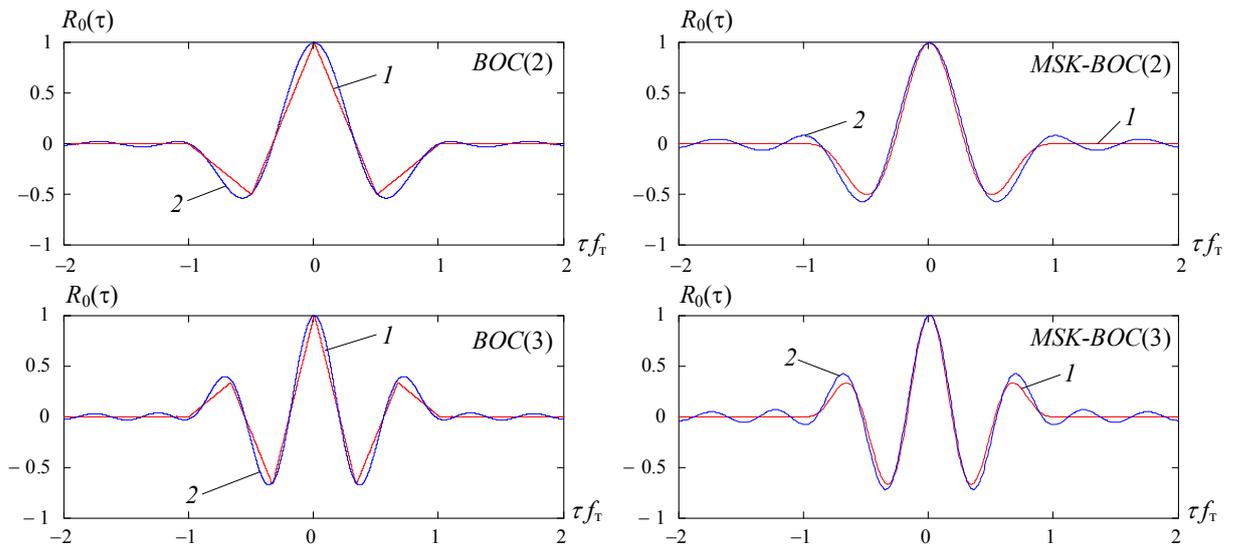


Рисунок 1.5 – Нормированные автокорреляционные функции ШПС

Недостатком шумоподобных сигналов с *ВОС*-модуляцией при большой кратности частот  $f_M/f_T$  является ухудшение разрешающей способности и неоднозначность измерения задержки, обусловленные многопиковой формой АКФ.

### 1.3 Точность измерения задержки ограниченных по спектру ШПС

Проведём сравнительный анализ рассмотренных в параграфе 1.2 ШПС на основе обобщённого критерия спектральной эффективности  $\eta = F_3/W$ , равного отношению эффективной ширины спектра  $F_3$  к двусторонней ширине  $W$  спектра сигнала [14]. Параметр  $W$  определяется из условия обеспечения заданной мощности  $P_c(W) = \gamma P_c$ ,  $\gamma = 0.9; 0.99; 0.999$ , а эффективная ширина спектра

$$F_3 = \left[ \frac{\int_{-W/2}^{W/2} f^2 G(f) df}{\int_{-W/2}^{W/2} G(f) df} \right]^{1/2} = \frac{1}{2\pi} [-R''(0)]^{1/2}, \quad (1.15)$$

где  $G(f)$  и  $R(\tau)$  – энергетический спектр и нормированная автокорреляционная функция комплексной огибающей сигнала;  $R''(0)$  – значение второй производной АКФ при  $\tau \rightarrow 0$ .

Потенциальная точность измерения времени  $\tau$  запаздывания сигнала при  $W \rightarrow \infty$  характеризуется известной формулой для дисперсии ошибки [4]

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{(2\pi F_3)^2 q^2}, \quad q \gg 1, \quad (1.16)$$

где  $q^2 = 2E/N_0 = (2P_c/N_0)T_n$  – параметр, который может быть назван *отношением сигнал/шум*;  $E = P_c T_n$  – энергия сигнала на интервале измерения  $T_n$ ;  $N_0/2$  – спектральная плотность мощности белого шума.

При заданной полосе  $W$  и мощности  $P_c(W)$  показатель  $\eta$  характеризует реальную точность измерения задержки с учётом ограничения спектра сигнала (таблица 1.3). В соответствии с (1.15) из рассмотренных сигналов наивысшую потенциальную точность измерения задержки без учёта ограничения частотного ресурса обеспечивает сигнал  $BOC(3)$  с эффективной шириной спектра  $F_s \approx 15.4f_T$ . При отношении сигнал/шум  $q=10$  дБ среднее квадратическое отклонение (СКО) ошибки  $\sigma_\tau \approx 3 \cdot 10^{-3}T$ . Для сигнала с модуляцией  $MSK-BOC(3)$  эффективная ширина спектра  $F_s \approx 1.5f_T$ , и при тех же условиях СКО ошибки на порядок выше при равных тактовых частотах.

Представленные в таблице 1.3 результаты расчётов с использованием формул (1.15), (1.16) свидетельствуют о том, что реальная точность измерения задержки сигналов  $BOC$  может быть существенно ниже потенциальной. Так при ограничении спектра указанных ШПС полосой по критерию 90% мощности  $P_c$  форма АКФ элемента в окрестности точки  $\tau = 0$  заметно отличается от треугольной (кривые 2 на рисунке 1.5а). Эффективная ширина спектра сигнала  $BOC(3)$  в этом случае  $F_s \approx 1.71f_T$ , т. е. почти в 10 раз меньше значения при ограничении полосой по критерию 99.9% мощности  $P_c$  (таблица 1.3).

При заданном энергопотенциале  $2P_c / N_0$  увеличение СКО ошибки в 10 раз может быть скомпенсировано за счёт увеличения времени интегрирования в 100 раз. Таким образом, ограничение спектра сигнала  $BOC(3)$  полосой  $F_c \approx 9.4f_T$  (по критерию 90% мощности  $P_c$ ) приводит к энергетическим потерям в 20 дБ по сравнению со случаем без ограничения ширины спектра.

Сравнение сигналов  $BOC(2)$  и  $BOC(3)$  свидетельствует о том, что в условиях равных ограничений на энергетический и спектральный ресурсы (по критерию 90% мощности  $P_c$ ) точность измерения задержки практически одинакова (сигнал  $BOC(3)$  обеспечивает энергетический выигрыш около 0.5 дБ).

Таблица 1.3 – Показатель  $\eta$  для некоторых видов модуляции ШПС

Вид модуляции	Внутриполосная мощность $P_c(W)/P_c$	Нормированная ширина спектра $W/f_T$	Нормированная эффективная ширина спектра $F_3/f_T$	Обобщенный показатель эффективности $F_3/W$
1	2	3	4	5
<i>MSK</i>	0.9	1.554	0.19	0.245
	0.99	2.364	0.228	0.193
	0.999	5.470	0.24	0.088
<i>SMSK</i>	0.9	0.871	0.213	0.244
	0.99	1.414	0.257	0.182
	0.999	2.566	0.274	0.107
<i>GMSK</i> ( <i>BT=0.25</i> )	0.9	0.57	0.139	0.242
	0.99	0.86	0.168	0.192
	0.999	1.09	0.174	0.159
<i>BPSK</i>	0.9	1.697	0.332	0.196
	0.99	20.571	1.018	0.049
	0.999	196.481	3.229	0.016
<i>QPSK</i> ( <i>OQPSK</i> )	0.9	0.849	0.166	0.196
	0.99	10.286	0.509	0.049
	0.999	98.24	1.62	0.016
<i>BOC(2)</i>	0.9	6.096	1.027	0.169
	0.99	61.501	3.04	0.049
	0.999	613.499	9.618	0.016
<i>BOC(3)</i>	0.9	9.411	1.710	0.182
	0.99	99.781	5.066	0.051
	0.999	933.997	15.382	0.016
<i>MSK-BOC(2)</i>	0.9	2.713	0.867	0.312
	0.99	4.394	0.94	0.214
	0.999	8.623	0.974	0.113
<i>MSK-BOC(3)</i>	0.9	3.785	1.357	0.358
	0.99	5.84	1.431	0.245
	0.999	10.736	1.471	0.137
<i>SMSK-BOC(2)</i>	0.9	2.858	0.904	0.316
	0.99	5.696	1.022	0.179
	0.999	10.402	1.096	0.105
<i>SMSK-BOC(3)</i>	0.9	3.912	1.389	0.355
	0.99	8.668	1.53	0.176
	0.999	15.531	1.644	0.106

Как видно из таблицы 1.3, эффективная ширина спектра сигналов *MSK-BOC(2)* и *MSK-BOC(3)* при ограничении спектра по критерию 90% мощности  $P_c$ ) составляет  $0.87f_T$  и  $1.36f_T$  соответственно. При указанных ограничениях точность измерения задержки в случае сигналов *MSK-BOC(2)* и *MSK-BOC(3)* выше, чем для сигналов *BOC(2)* и *BOC(3)*: энергетический выигрыш около 5.33 и 5.87 дБ соответственно. Причем сигнал *MSK-BOC(3)* в этих условиях обеспечивает наивысшую точность среди указанных ШПС: СКО ошибки  $\sigma_T \approx 3.7 \cdot 10^{-2} T$  при отношении сигнал/шум  $q^2 = 10$  дБ.

Среди рассмотренных ШПС синусоидальная модифицированная минимальная частотная модуляция *SMSK-BOC(3)* обеспечивает максимальную спектральную эффективность по обобщённому показателю  $\eta = F_3/W: \eta = 0.355$  при мощности  $P_c(W) = 0.9P_c$ .

В таблице 1.4 представлены результаты расчётов с использованием формул (1.15), (1.16) для сигналов *BPSK*, *BOC(2)*, *BOC(3)* и *MSK*, *MSK-BOC(2)* и *MSK-BOC(3)* при ограничениях на спектральный ресурс со значениями тактовой частоты  $f_T = 200, 100$  и  $80$  кГц соответственно. Данные в таблице свидетельствуют о том, что реальная точность измерения задержки ШПС с ограниченным спектром может быть существенно ниже потенциальной. Энергетические потери, приводимые в последнем столбце таблицы 1.4, определены по отношению к соответствующему ШПС с полосой  $\pm 1,2$  МГц. В скобках указаны потери, обусловленные уменьшением эффективной ширины спектра и внутриполосной мощности. При заданном энергопотенциале увеличение СКО ошибки в  $m$  раз может быть скомпенсировано за счёт увеличения времени интегрирования в  $m^2$  раз, что соответствует эквивалентным энергетическим потерям  $10 \lg m$  дБ.

Таблица 1.4 – Энергетические потери при различных ограничениях на спектральный ресурс

Вид модуляции	Полоса частот $\pm W/2$ , МГц	Внутриполосная мощность $P_c(W)/P_c$	Эффективная ширина спектра $F_s$ , кГц	Энергетические потери по критерию СКО ошибки, дБ
1	2	3	4	5
<i>BPSK</i>	-1.2...1.2	0.9831	152.27	0
	-0.8...0.8	0.9747	128.96	1.48 (1.44 / 0.04)
	-0.2...0.2	0.9028	67.00	7.5 (7.13 / 0.37)
<i>BOC(2)</i>	-1.2...1.2	0.9747	193.45	0
	-0.8...0.8	0.9622	158.98	1.76 (1.70 / 0.06)
	-0.2...0.2	0.8557	84.29	7.78 (7.21 / 0.57)
<i>BOC(3)</i>	-1.2...1.2	0.9663	224.34	0
	-0.8...0.8	0.9450	177.40	2.2 (2.1 / 0.1)
	-0.2...0.2	0.8405	107.51	7.0 (6.4 / 0.6)
<i>MSK</i>	-1.2...1.2	0.99992	98.29	0
	-0.8...0.8	0.99973	97.41	0.079 (0.078/0.001)
	-0.2...0.2	0.97009	87.03	1.19 (1.06/0.13)
<i>MSK-BOC(2)</i>	-1.2...1.2	0.99996	99.15	0
	-0.8...0.8	0.99987	98.72	0.0382 (0.0378/0.0004)
	-0.2...0.2	0.98927	94.31	0.48 (0.43/0.05)
<i>MSK-BOC(3)</i>	-1.2...1.2	0.99995	119.18	0
	-0.8...0.8	0.99984	118.77	0.0304 (0.0299 /0.0005)
	-0.2...0.2	0.98490	114.25	0.44 (0.37/0.07)

Так, при ограничении спектра сигнала *BPSK* полосой  $\pm 200$  кГц эффективная ширина спектра  $F_s \approx 67.0$  кГц, т. е. в 2.3 раза меньше значения 152.27 кГц при ограничении полосой  $\pm 1.2$  МГц. Совокупные потери из-за ограничения спектра сигнала *BPSK* полосой  $\pm 200$  кГц составляют 7.5 дБ (7.1 дБ за счёт уменьшения  $F_s$  и около 0.4 дБ – прямые потери в мощности), т. е. весьма внушительны.

Сравнение сигналов *BOC(2)*, *BOC(3)* и *BPSK* свидетельствует о том, что в условиях одинаковых ограничений на спектральный ресурс (полоса 400 кГц) точность измерения задержки при отношении сигнал/шум  $q^2 = 10$  дБ ха-

рактизуется значением СКО ошибки  $\sigma_{\tau} \approx 597$  нс, 468 нс и 751 нс соответственно. Таким образом, сигналы  $BOC(2)$  и  $BOC(3)$  обеспечивают по сравнению с сигналом  $BPSK$  выигрыш по критерию СКО ошибки в 1.25 и 1.6 раза, что эквивалентно энергетическому выигрышу 1.99 и 4.1 дБ.

Эффективная ширина спектра сигнала  $MSK$  при ограничении полосой  $\pm 200$  кГц составляет 87.03 кГц. Энергетические потери из-за ограничения спектра составляют около 3%. Точность измерения задержки в этом случае практически такая же, как и в случае сигнала  $BOC(2)$  при указанных ограничениях:  $\sigma_{\tau} \approx 578$  нс.

Эффективная ширина спектра сигналов  $MSK-BOC(2)$  и  $MSK-BOC(3)$  при ограничении спектра полосой  $\pm 200$  кГц составляет 94.31 кГц и 114.25 кГц соответственно. Энергетические потери из-за ограничения спектра составляют менее 2%. При указанных ограничениях точность измерения задержки в случае сигналов  $MSK-BOC(2)$  и  $MSK-BOC(3)$  выше, чем для сигналов  $BOC(2)$  и  $BOC(3)$ : 533 нс и 440 нс соответственно. Энергетический выигрыш составляет около 1 и 0.5 дБ соответственно. Причём сигнал  $MSK-BOC(3)$  в этих условиях обеспечивает наивысшую точность среди рассмотренных ШПС: СКО ошибки  $\sigma_{\tau} \approx 440$  нс при отношении сигнал/шум  $q^2 = 10$  дБ.

В таблице 1.5 приведены характеристики сигналов при ограничении спектра *согласованной полосой*  $W = 400$  кГц, соответствующей определению ширины спектра по нулям главных лепестков. Значения тактовой частоты  $f_{\tau} = 200, 100, 80$  и 67 кГц для сигналов  $BPSK, BOC(2), BOC(3)$  и  $BOC(4)$  соответственно. Для сигналов  $MSK, MSK-BOC(2), MSK-BOC(3)$  и  $MSK-BOC(4)$  тактовая частота  $f_{\tau} = 200, 100, 80$  и 67 кГц соответственно.

Таблица 1.5 – Выигрыш по СКО ошибки  $\sigma_\tau$  при одинаковом ограничении спектра

Вид модуляции	Полоса частот сигнала $W$ , кГц*	Коэффициент использования мощности $\gamma$	Эффективная ширина спектра $F_\Sigma$ , кГц	Выигрыш по СКО ошибки $\sigma_\tau$ **	Эквивалентный энергетический выигрыш, дБ
1	2	3	4	5	6
<i>BPSK</i>	400	0.903	67.0	1.00	0.00
<i>BOC(2)</i>	400	0.856	84.3	1.26	2.00
<i>BOC(3)</i>	400	0.841	107.5	1.60	4.11
<i>BOC(4)</i>	400	0.831	123.3	1.84	5.30
<i>MSK</i>	400	0.995	87.0	1.30	2.27
<i>MSK-BOC(2)</i>	400	0.989	94.3	1.41	2.97
<i>MSK-BOC(3)</i>	400	0.989	114.2	1.70	4.63
<i>MSK-BOC(4)</i>	400	0.982	128.4	1.92	5.65

\* – полоса, согласованная с шириной спектра по нулям главных лепестков

\*\* – по сравнению с сигналом *BPSK*

Как показывают расчёты, для *BPSK*-сигнала эффективная ширина спектра составляет около 67 кГц, а коэффициент использования мощности сигнала  $\gamma = 0.903$ , что соответствует полосе 400 кГц.

Для сигнала с модуляцией *BOC(4)* эффективная ширина спектра составляет около 123.3 кГц при *согласованной полосе* 400 кГц (определении ширины спектра по нулям главных лепестков), что соответствует коэффициенту использования мощности сигнала  $\gamma = 0.83$ . При этом выигрыш по СКО ошибки  $\sigma_\tau$  относительно сигнала *BPSK* составляет 1.8 раза, что эквивалентно энергетическому выигрышу 5.3 дБ.

Для сигнала с модуляцией *BOC(2)* эффективная ширина спектра в 2.7 раза выше, чем для *BPSK* сигнала с той же тактовой частотой, и составляет около 86 кГц при *согласованной полосе* 400 кГц (ширина спектра по нулям главных лепестков), что соответствует коэффициенту использования мощно-

сти сигнала  $\gamma = 0.93$ . При этом выигрыш по СКО ошибки  $\sigma_\tau$  составляет 1.26 раза, что эквивалентно энергетическому выигрышу 2 дБ.

На рисунке 1.6 приведены графики зависимостей СКО ошибки  $\sigma_\tau$  от отношения сигнал/шум  $q$  для сигналов *MSK*, *MSK-BOC(2)*, *MSK-BOC(3)* и *MSK-BOC(4)*, (кривые 1, 2, 3 и 4) при указанных в таблице 1.5 ограничениях на полосу частот.

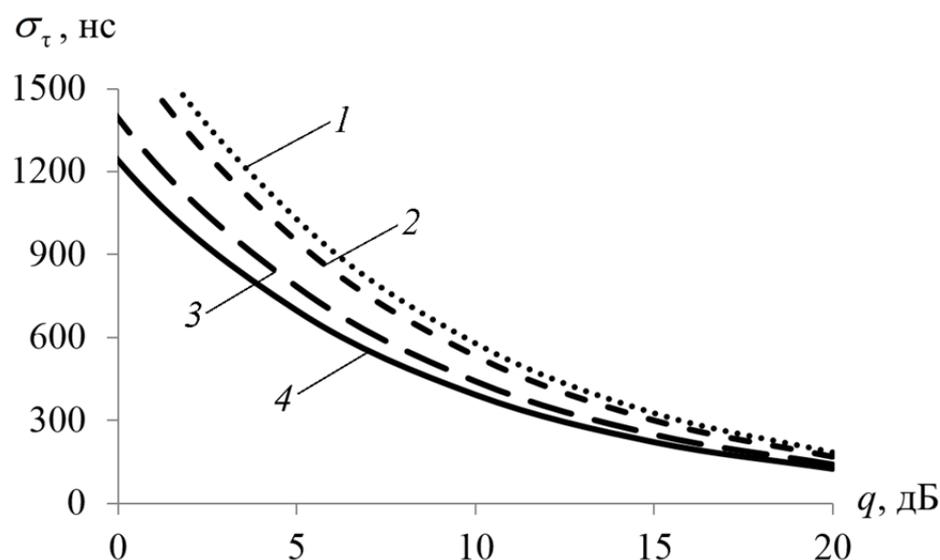


Рисунок 1.6 – Зависимости СКО ошибки  $\sigma_\tau$  от отношения сигнал/шум  $q$

При отношении сигнал/шум  $q^2 = 10$  дБ СКО ошибки  $\sigma_\tau$  приблизительно составляет: 578 нс (173 м по дальности) для сигнала *MSK*, 533 нс (159 м) для сигнала *MSK-BOC(2)*, 440 нс (132 м) для сигнала *MSK-BOC(3)* и 392 нс (117 м) для сигнала *MSK-BOC(4)*.

Сравнение сигналов *MSK-BOC(2)* и *MSK-BOC(4)* свидетельствует о том, что в условиях указанных ограничений на спектральный ресурс (согласованной полосой 400 кГц) сигнал *MSK-BOC(4)* обеспечивает выигрыш по критерию СКО ошибки в 1.36 раза, что эквивалентно энергетическому выигрышу около 2.7 дБ.

Результаты проведенного анализа свидетельствуют о том, что рассмотренные сигналы с *BOC*-модуляцией обеспечивают значительные преимущества в точности измерения задержки по сравнению с ШПС с традиционными способами модуляции *BPSK* и *MSK*. В то же время выбор вида модуляции и

параметров новых сигналов требует всестороннего анализа различных альтернативных вариантов как с учётом возможностей улучшения точностных и других характеристик широкополосных систем, так и технических ограничений, связанных с реализацией аппаратуры формирования, приёма и обработки новых сигналов. В частности, весьма привлекательным видом модуляции для применения в условиях ограниченного спектрального ресурса является спектрально-эффективная модуляция *MSK* в сочетании с *BOC*-модуляцией [80].

Для наземных систем средневолнового и длинноволнового диапазонов помимо указанных широкополосных сигналов с *BOC*-модуляцией привлекательными видами являются спектрально эффективные виды модифицированной минимальной частотной модуляции *GMSK* и *SMSK* (гауссовская и синусоидальная *MSK*).

#### **1.4 Способы передачи данных в широкополосных РНС с шумоподобными спектрально-эффективными сигналами**

Важным направлением расширения функциональных возможностей наземных РНС является использование навигационного радиоканала для передачи данных о дифференциальных поправках, предназначенных для потребителей глобальных навигационных спутниковых систем ГЛОНАСС и *GPS* (в перспективе и ГНСС *GALILEO*).

Передача дифференциальных поправок с помощью опорных станций наземных РНС является важной составной частью концепции интеграции РНС наземного и космического базирования. Целью её является создание на территории России единой системы координатно-временного обеспечения (КВО) [5]. В рамках указанной концепции предполагается, что каждая опорная станция оснащается контрольно-корректирующей станцией (ККС), предназначенной для осуществления следующих функций: контроля *целостности* ГНСС, формирования и передачи контрольно-корректирующей инфор-

мации ГНСС (дифференциальных поправок, сообщений о нарушении *целостности* и другой служебной информации).

С целью сокращения энергетических и аппаратурных затрат в наземных РНС для передачи данных (дифференциальные поправки и служебная информация) и навигационной информации целесообразно использовать совмещённый радиоканал, применяя дополнительную цифровую модуляцию шумоподобного сигнала.

Выбор способа цифровой модуляции должен проводиться с учётом ряда факторов и, прежде всего, сохранения требуемых показателей качества РНС (точности, помехозащищённости и др.). В то же время он должен обеспечивать высокую точность и помехозащищённость канала передачи цифровой информации. При этом в широкополосных РНС могут использоваться как известные способы цифровой модуляции, применяемые в узкополосных системах передачи информации, так и специфические виды модуляции.

Применительно к периодическим шумоподобным *MSK*-сигналам, перспективность применения которых в широкополосных РНС обсуждалась в п. 1.2, основными видами модуляции данными являются фазовая манипуляция, инверсная кодовая модуляция, минимальная частотная манипуляция [2]. Запишем выражения для комплексной огибающей сигнала (1.6) при указанных видах модуляции данными.

**Фазовая манипуляция.** Дополнительная ФМ шумоподобного сигнала с *MSK* может быть осуществлена путём инверсной модуляции кодовых последовательностей  $\{c_k\}$  и  $\{s_k\}$ , определяющих законы модуляции квадратурных ШПС:

$$\begin{aligned} \dot{S}(t) = \sqrt{2P_c} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} [ & D_i c_{k+iN} H_0(t - kT - iT_{\Pi}) + \\ & + jD_i s_{k+iN} H_0(t - kT - T/2 - iT_{\Pi}) ], \end{aligned} \quad (1.17)$$

При передаче символа  $D_i = +1$  используются прямые (основные) коды  $\{c_k\}$  и  $\{s_k\}$ , а при передаче символа  $D_i = -1$  – инверсные коды, в которых все

элементы заменяются на противоположные. При этом код  $\{d_k\}$ , определяющий закон широкополосной ЧМ, сохраняется неизменным вне зависимости от того, какой символ (+1 или -1) передаётся (при смене символа изменяется лишь начальная фаза, принимая значения 0 или  $\pi$ ).

**Инверсная кодовая модуляция.** Способ инверсной кодовой модуляции широко используется в широкополосных РНС с традиционной *BPSK*: символы  $D_i = +1$  передаются кодом  $\{d_k\}$ , а противоположные символы  $D_i = -1$  – инверсным кодом  $\{-d_k\}$ . Таким образом, *модифицированная* периодическая кодовая последовательность  $\{D_i d_k\}$  состоит из случайным образом чередующихся сегментов длины  $N$  основной и инверсной кодовых последовательностей.

В случае инверсной кодовой модуляции выражение (1.6) для комплексной огибающей периодического *MSK*-сигнала преобразуется к виду

$$\dot{S}(t) = \sqrt{2P_c} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \left[ c_{k+iN} H_0(t - kT - iT_n) + jD_i s_{k+iN} H_0(t - kT - T/2 - iT_n) \right], \quad (1.18)$$

Таким образом, данный способ передачи данных сводится к инверсной модуляции только кода  $\{s_k\}$  (мнимая компонента в (1.18)), в то время как код  $\{c_k\}$  остаётся неизменным независимо от передаваемого символа (пилотная компонента сигнала). В этом заключается принципиальное отличие *MSK*-сигнала от шумоподобных *BPSK*-сигналов, для которых указанный способ передачи данных эквивалентен передаче *противоположных* сигналов и позволяет реализовать потенциальную помехоустойчивость. В случае же *MSK* инверсная кодовая модуляция соответствует передаче *ортогональных* сигналов (синфазные составляющие совпадают, а квадратурные составляющие – противоположные).

**Частотная манипуляция.** При использовании для передачи данных дополнительной узкополосной МЧМ начальная фаза *MSK*-сигнала претерпевает на каждом интервале  $[iT_n, (i+1)T_n]$  сдвиг на  $\pm\pi/2$  (знак приращения фазы определяется знаком информационного символа).

В случае узкополосной МЧМ выражение (1.6) для комплексной огибающей периодического *MSK*-сигнала преобразуется к виду

$$\dot{S}(t) = \sqrt{2P_c} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \left[ c_{k+iN} H_0(t - kT - iT_{\Pi}) + js_{k+iN} H_0(t - kT - T/2 - iT_{\Pi}) \right] \times \exp[j\Theta_m(t - iT_{\Pi})], \quad (1.19)$$

где  $\Theta_m(t - iT_{\Pi}) = D_i \frac{\pi}{2T_{\Pi}}(t - iT_{\Pi}) + \frac{\pi}{2} \sum_k^{i-1} D_k$ ,  $t \in [iT_{\Pi}, (i+1)T_{\Pi}]$ ,  $i = \dots, -1, 0, 1, \dots$

– составляющая фазы, обусловленная модуляцией данными.

Сравнительный анализ способов модуляции данными [15] показывает, что наиболее перспективным для применения в широкополосных РНС с шумоподобными *MSK*-сигналами является способ ФМ, обеспечивающий потенциальную помехоустойчивость. Данный способ может быть реализован как путём непосредственной фазовой манипуляции шумоподобного *MSK*-сигнала, так и косвенно (путём фазовой манипуляции квадратурных видеочастотных компонентов).

Способ инверсной кодовой модуляции проигрывает в помехоустойчивости способу ФМ около 3 дБ при равных аппаратурных затратах. Применение дополнительной узкополосной МЧМ для передачи данных теоретически позволяет повысить помехоустойчивость приёма за счёт использования межсимвольной фазовой связи. Однако выигрыш в помехоустойчивости этого способа передачи данных по сравнению со способом ФМ не превышает 1 дБ, а его применение сопряжено с решением ряда технически сложных проблем.

### 1.5 Шумоподобные *MSK*-сигналы с пилотной и информационной компонентами

Модуляция ШПС данными приводит к существенному ухудшению характеристик поиска сигнала, снижению точности и устойчивости слежения за фазой и запаздыванием кода [10, 19]. Негативное влияние модуляции сигнала данными проявляется, прежде всего, в снижении порога слежения за фазой.

Энергетические потери, обусловленные информационной модуляцией, по этому показателю устойчивости слежения за фазой составляют 6 дБ и более [10].

Актуальность данной проблемы нашла отражение в том, что важное место в программе модернизации ГНСС ГЛОНАСС занимают вопросы выделения автономного пилотного канала. Указанный канал позволяет повысить точность и устойчивость слежения за фазой и запаздыванием кода, улучшить характеристики поиска сигнала, а также достоверность приёма навигационного сообщения.

В качестве примера организации отдельного канала передачи данных рассмотрим применение перспективных видов модуляции *MSK* и *MSK-BOC* в широкополосной радионавигационной системе с высокой устойчивостью в отношении внутрисистемных помех [10].

Составной шумоподобный сигнал представим в виде суммы двух квадратурных компонент (пилотной и информационной):

$$s(t) = I(t - \tau_c) \cos(\omega_0 t + \varphi) + D(t - \tau_c) Q(t - \tau_c) \sin(\omega_0 t + \varphi) \quad (1.20)$$

где  $\omega_0$  – несущая частота;  $\varphi$  – начальная фаза;  $\tau_c$  – время запаздывания;  $I(t)$  и  $Q(t)$  – действительная и мнимая компоненты нормированной комплексной огибающей;  $D(t)$  – двоичный информационный сигнал (данные). Выражение (1.20) записано в предположении, что амплитуда сигнала равна единице.

Каждая опорная станция (ОС) излучает двухкомпонентный сигнал с несущей частотой  $f_0 = 1.9$  МГц и тактовой частотой квадратурных ПСП  $f_T = 100$  кГц: пилот-сигнал  $P$  и информационный  $D$ -сигнал ( $I$  и  $Q$  компоненты соответственно). Сигнал  $P$  представляет собой ШПС с модуляцией *MSK-BOC(2)*. Информационная  $D$ -компонента – ШПС с модуляцией *MSK(2)*, отличающийся от сигнала *MSK-BOC(2)* тем, что его синусные чипы знакопостоянные. Частота следования синусных чипов сигнала *MSK(2)* равна  $2f_T$  (на длительности  $T$  элемента квадратурных ПСП укладывается 2 чипа).

Период повторения обеих компонент равен  $T_n = NT$ ,  $T = 1/f_T$  – длительность элемента. Модуляция чипов квадратурных компонент  $P$  и  $D$  осуществляется кодами  $\{c_k\}$  и  $\{s_k\}$  для  $I$  и  $Q$  компонент соответственно. Элементы кодов  $\{c_k\}$  и  $\{s_k\}$  связаны с элементами исходной  $M$ -последовательности  $\{d_i\}$ , определяющей закон частотной модуляции сигнала, соотношениями (1.5). Для разных ОС используются копии общей  $M$ -последовательности длины 16383, сдвинутые на  $m$  позиций, где  $m$  – число, кратное 4100 (при числе ОС равном 4).

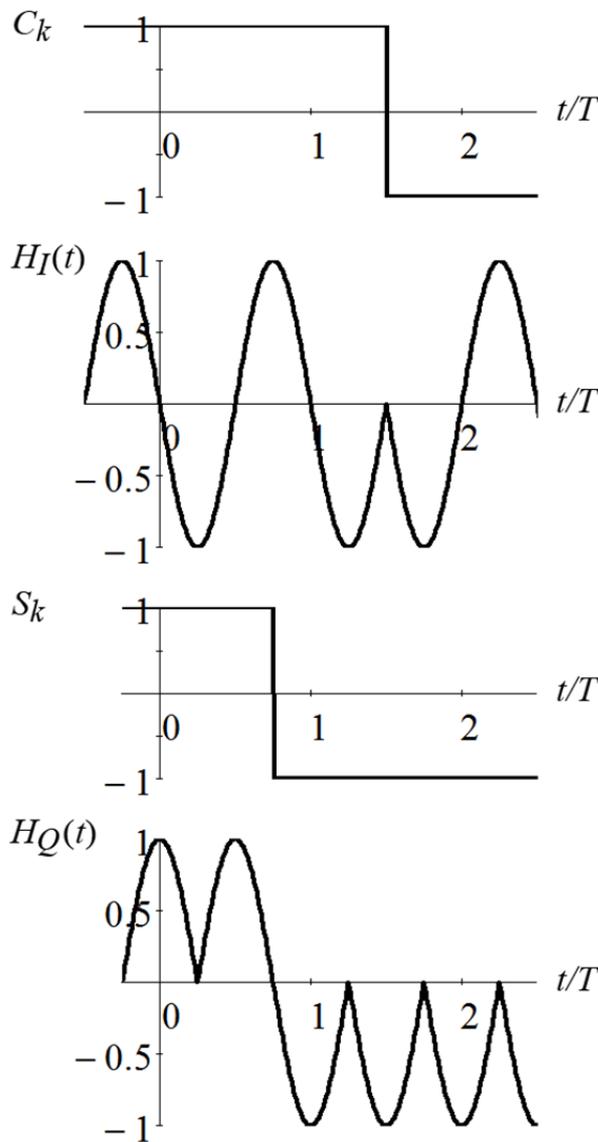


Рисунок 1.7 – Форма чипов квадратурных компонент сигнала

Сигнал (1.20) можно представить как  $MSK$ -сигнал с формой чипов квадратурных сигналов, определяемой формулой (1.13): при  $l=1$  и  $l=0.5$  для чипов  $H_I(t)$  и  $H_Q(t)$ . Для квадратурного сигнала  $I(t)$  чип  $H_I(t)$  имеет вид одного периода гармонического сигнала частоты  $f_T$ , а для сигнала  $Q(t)$  чип  $H_Q(t)$  представляет «выпрямленный» чип  $H_I(t)$  (рисунок 1.7). Сдвиг чипов квадратурных сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$  составляет  $T/4$ :

$$I(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k H_I(t - kT),$$

$$Q(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k H_Q(t - kT - T/4).$$

Энергетический спектр сигнала *MSK-BOC(2)* мощностью  $P_c$  определяются выражением (1.14) при  $l=1$ :

$$G_P(f) = \frac{2P_c}{\pi^2 f_T} \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi f}{f_T}\right)}{1 - \left(\frac{f}{f_T}\right)^2} \right|^2.$$

Энергетический спектр сигнала *MSK (2)* определяется формулой

$$G(\omega) = \frac{|g_0(j\omega)|^2}{T} |1 + e^{-j\omega T/2}|^2 = 4G_0(\omega) \cos^2\left(\frac{\omega T}{4}\right) \quad (1.22)$$

Подставив в (1.22) формулу (1.13) при  $l=0.5$  для энергетического спектра  $G_0(f)$  сигнала *MSK* мощностью  $P_c$  с тактовой частотой  $2f_T$ , находим

$$G_0(f) = \frac{8P_c}{\pi^2 f_T} \frac{\cos^4\left(\frac{\pi f}{2f_T}\right)}{\left[1 - \left(\frac{f}{f_T}\right)^2\right]^2}. \quad (1.23)$$

Графики нормированных по мощности спектров  $G(f)$  сигналов *MSK (2)* и *MSK-BOC(2)* представлены на рисунке 1.8 (кривые 1 и 2 соответственно). Там же приведён спектр полного сигнала (кривая 3).

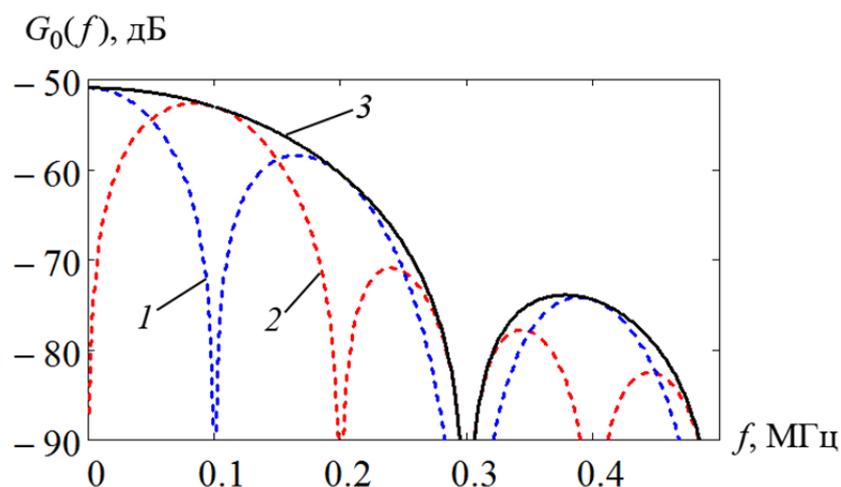


Рисунок 1.8 – Энергетический спектр двухкомпонентного сигнала:  
 1 – информационная компонента; 2 – пилотная компонента;  
 3 – двухкомпонентный сигнал

Реальной (99 процентной) шириной спектра сигналов *MSK-BOC(2)* и *MSK(2)* можно считать полосу  $W_1 \approx 4f_T$  и  $W_2 \approx 4.8f_T$ , что составляет 0.4 и 0.48 МГц соответственно. При ограничении спектра сигнала *MSK(2)* полосой  $W_2 \approx 4f_T$  (0.4 МГц) внутриполосная мощность составляет 95%.

Как видно из рисунка 1.8, спектр сигнала *MSK-BOC(2)* имеет характерные провалы в области локализации основного и боковых лепестков спектра сигнала *MSK(2)*. Это позволяет уменьшить уровень взаимных помех за счёт частичного спектрального разделения пилотного и информационного сигналов.

Рассмотренный формат спектрально-эффективных сигналов позволяет значительно ослабить негативное влияние модуляции сигнала данными, обеспечивая улучшение системных характеристик. Это такие характеристики как точность слежения за кодовой задержкой (когерентный временной дискриминатор для пилот-сигнала), точность слежения за фазой (одноканальный фазовый дискриминатор для пилот-сигнала), устойчивость слежения за фазой (уменьшение вероятности проскальзывания циклов), сокращение времени поиска вследствие возможности когерентного накопления в пилотном канале.

## 1.6 Взаимные помехи

В широкополосных системах с кодовым разделением сигналов, занимающих общую полосу частот, в результате неидеальной ортогональности сигналов образуются взаимные помехи, называемые также помехами *множественного доступа* или *структурными (сигналоподобными)* [10].

Для надёжного выделения сигналов на фоне совокупных взаимных помех необходимо, чтобы модуль нормированной двумерной взаимной корреляционной функции (ДВКФ) имел малый уровень при любых взаимных сдвигах по запаздыванию и частоте [4]:

$$R_{kl}(\tau, F) = \left| \frac{1}{2E} \int_0^{T_n} \dot{S}_k(t) \dot{S}_l(t - \tau) \exp(-j2\pi Ft) dt \right|, \quad k, l = 1, 2, \dots, M \quad (1.24)$$

где  $k \neq l$ ,  $M$  – объем ансамбля ПСП;  $\dot{S}_k(t)$  и  $\dot{S}_l(t - \tau)$  – комплексные огибающие  $k$ -го и  $l$ -го сигнала,  $\tau$  и  $F$  – временной и частотный сдвиги сигналов.

Для ослабления влияния помех из-за многолучёвости и снижения риска ложной кодовой синхронизации при поиске требование малого уровня ДВКФ необходимо дополнить требованием малого уровня боковых лепестков ДАКФ каждого из сигналов, определяемой формулой (1.24) при  $\dot{S}_k(t) = \dot{S}_l(t) = \dot{S}(t)$ . При этом совокупное требование к корреляционным свойствам ансамбля кодовых последовательностей выражается минимаксным критерием качества [5]

$$R_{\max} = \max_{\tau F} R_{kl}(\tau, F), \quad (1.25)$$

в соответствии с которым максимум определяется по всем  $\tau \in [0, T_n]$ , если  $k \neq l$ , и  $|\tau| > T/2$ , если  $k = l$ ; и  $|F| < F_{\max}$  ( $F_{\max}$  – максимальное абсолютное значение доплеровского частотного сдвига). Кодовые последовательности, обладающие минимальным значением показателя  $R_{\max}$ , являются оптимальными. Среди двоичных кодов такими свойствами обладают последовательности Касами, для которых  $R_{\max} \approx 1 / \sqrt{N}$  [27].

Уровень взаимных помех, характеризуемый максимальным  $R_{\max}$  и эффективным  $R_e$  значениями ДВКФ ансамбля сигналов, определяется, прежде всего, длиной  $N$  псевдослучайных модулирующих последовательностей, используемых при формировании ШПС. Структура кода при  $N \gg 1$  слабо влияет на указанные показатели уровня взаимных помех (особенно в доплеровской полосе частотных сдвигов). Ещё в меньшей степени на уровень взаимных помех влияет вид модуляции ШПС (форма чипа).

В широкополосных РНС средневолнового диапазона максимальное абсолютное значение доплеровского частотного сдвига  $F_{\max} = 0.2$  Гц [3]. В связи с этим уровень взаимных помех достаточно характеризовать максималь-

ным  $R_{\max}$  и эффективным  $R_3$  значениями ПАКФ и ПВКФ ансамбля сигналов (формулы (1.24), (1.25) при  $k=l$ ).

Корреляционные свойства ШПС (вид ПАКФ и ПВКФ ансамбля сигналов) во многом определяют основные показатели качества широкополосной РНС (точность, разрешающую способность, помехозащищённость и пр.). При выбранном способе широкополосной модуляции (*MSK*) форма основного лепестка ПАКФ определяется исключительно тактовой частотой  $f_t$ , а уровень боковых лепестков модуля нормированной ПАКФ в отсутствие дополнительной цифровой модуляции равен  $1/N$  (при использовании  $M$ -последовательностей и других оптимальных кодов).

Оценим влияние модуляции данными на корреляционные свойства *MSK*-сигналов, используя нормированную взаимную корреляционную функцию (1.24) и формулу (1.11) для ПАКФ *MSK*-сигнала.

На рисунке 1.9 представлены графики модуля нормированной ПАКФ *MSK*-сигнала на основе  $M$ -последовательности  $\{d_k\}$  длины  $N=16383$  в отсутствие модуляции данными (рисунок 1.5а) и при модуляции (противоположные информационные символы на смежных позициях) (рисунок 1.5б).

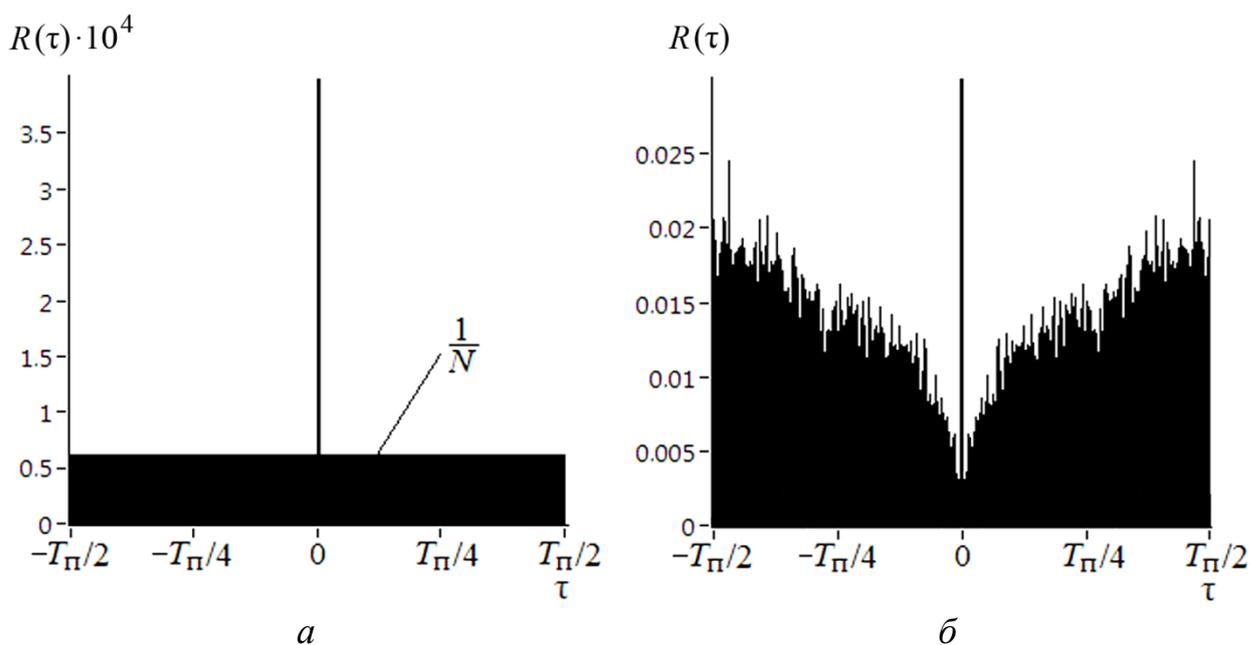


Рисунок 1.9 – Модуль ПАКФ: а – без модуляции данными; б – при модуляции данными.

Как видно из рисунка, при модуляции данными значение максимально-го бокового лепестка ПАКФ  $R_{\max} \approx 3 / \sqrt{N} \approx 0.024$  ( $-32.2$  дБ). При этом эффективное значение  $R_{\text{э}} \approx -42.1$  дБ, однопроцентный квантиль распределения (порог, вероятность превышения которого выбросом ВКФ равна 0.01)  $R_{0.01} \approx -35.6$  дБ (рисунок 1.11а).

На рисунке 1.10 представлены графики модуля нормированной ПВКФ *MSK*-сигналов на основе *M*-последовательностей структуры  $[14, 13, 12, 2]$  и  $[14, 10, 6, 1]$  длины  $N = 16383$  для случая  $D_2 = D_1$  (рисунок 1.10а) и  $D_2 = -D_1$  (рисунок 1.10б). Как видно из рисунка, уровень ПВКФ практически одинаков как при равных, так и при противоположных символах  $D_1$  и  $D_2$ : максимальное значение ВКФ  $R_{\max} \approx -29.8$  дБ, эффективное значение  $R_{\text{э}} \approx -40.4$  дБ, однопроцентный квантиль распределения  $R_{0.01} \approx -33.6$  дБ (рисунок 1.11б).

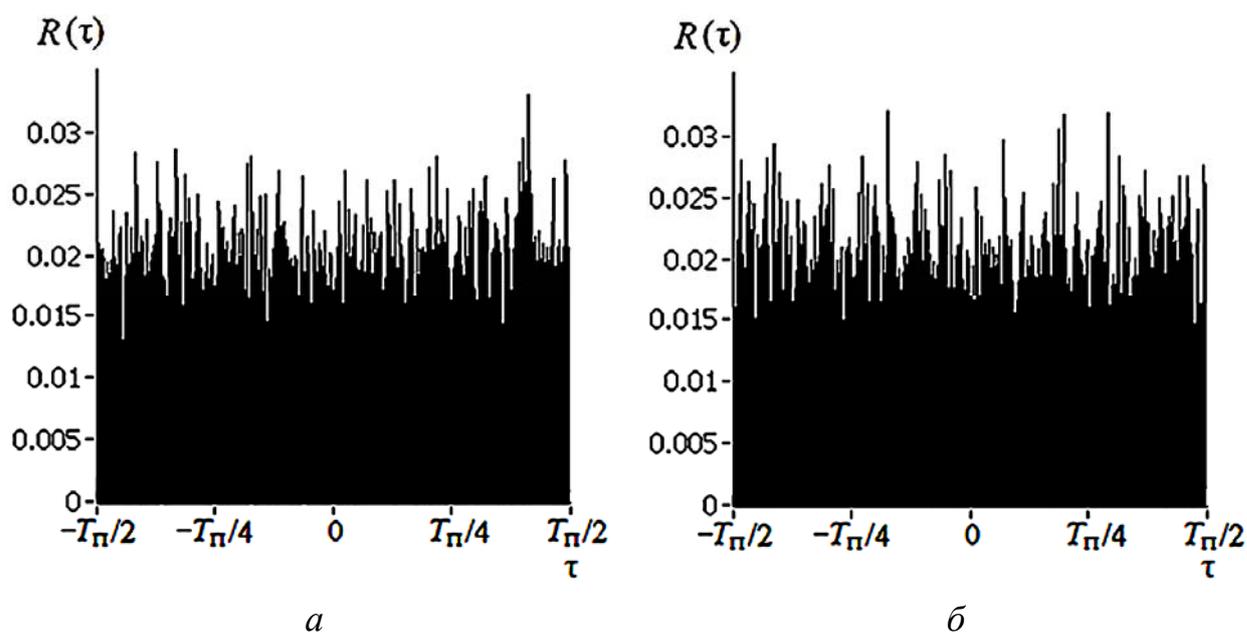


Рисунок 1.10 – Модуль ПВКФ: *a* – без модуляции данными;  
*б* – при модуляции данными

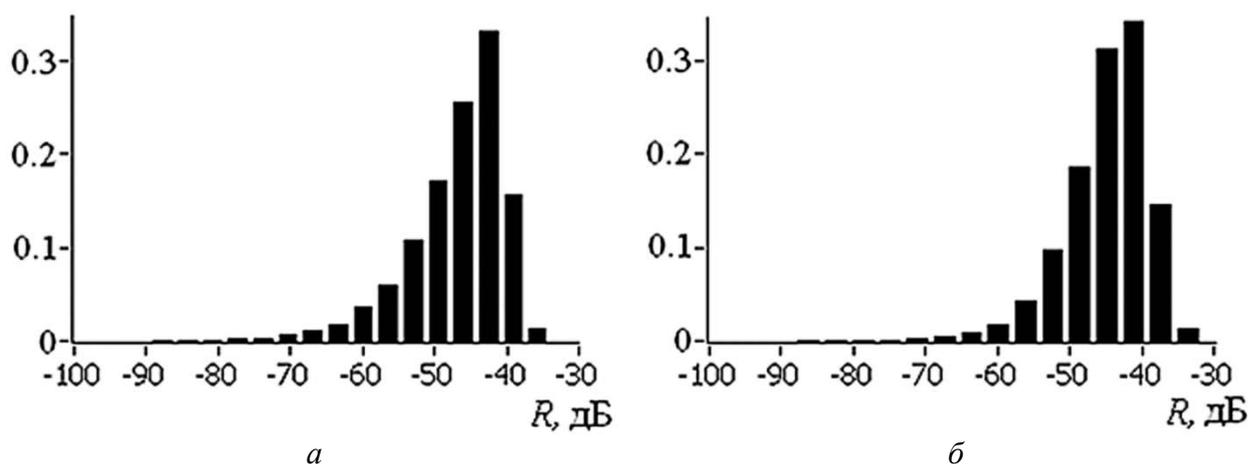


Рисунок 1.11 – Гистограммы значений ПВКФ: *a* – без модуляции данными; *б* – при модуляции данными

В таблице 1.6, таблице 1.7 приведены результаты расчёта уровня взаимных помех, характеризуемого значениями максимального бокового лепестка  $R_{\max}$  и эффективного значения  $R_3$  модуля нормированной ПВКФ для кодов длины  $N = 16383$ : 1) циклические сдвиги общей  $M$ -последовательности (рассматривался вариант сдвига на  $m = 4096$  элементов); 2) общая  $M$ -последовательность с частотными сдвигами, кратными элементу разрешения по частоте (рассматривался вариант сдвига на 400 элементов разрешения по частоте  $\Delta F = 1/T_{\Pi}$ ); 3) разные  $M$ -последовательности; 4) последовательности *Касами*.

Таблица 1.6 – Уровень взаимных помех в «широком» интервале временных сдвигов

Ансамбль кодовых последовательностей	ПVKФ (без модуляции)		ПVKФ (с модуляцией)	
	$R_{\max}$ , дБ	$R_3$ , дБ	$R_{\max}$ , дБ	$R_3$ , дБ
1	2	3	4	5
Циклические сдвиги $M$ -последовательности	-84.2879	-84.2879	-34.3770	-43.9328
$M$ -последовательность с частотными сдвигами	-42.1407	-42.1439	-34.6681	-42.1174
$M$ -последовательности	-28.1779	-42.1437	-32.4889	-42.9084
Последовательности <i>Касами</i>	-42.0761	-42.1788	-31.7201	-42.2326

Данные таблицы 1.6 соответствуют «широкому» интервалу временных сдвигов  $m$  ( $0 \dots N$ ), а таблицы 1.7 – «узкому» интервалу  $(-820 \dots 820)T$ . Первый случай соответствует поиску сигнала в режиме автономной синхронизации (без привлечения внешних источников точного времени). «Узкому» ин-

тервалу задержек отвечает задача поиска сигнала в режиме внешней синхронизации, когда априорная неопределённость по времени обусловлена лишь отсутствием информации о координатах станции. Данная модель задержек адекватна также условиям приема сигналов при наличии мощного сигнала. В этом случае вначале производится поиск сигнала мощной ОС (в широком интервале), после чего – поиск сигналов трёх других опорных станций (в узком интервале). Данные табл. 1.7 характеризуют также уровень взаимных помех в режимах слежения за кодовой задержкой и фазой сигналов.

Таблица 1.7 – Уровень взаимных помех в «узком» интервале временных сдвигов

Ансамбль кодовых последовательностей	ПВКФ (без модуляции)		ПВКФ (с модуляцией)	
	$R_{\max}$ , дБ	$R_3$ , дБ	$R_{\max}$ , дБ	$R_3$ , дБ
1	2	3	4	5
Циклические сдвиги $M$ -последовательности	-84.2879	-84.2905	-40.2599	-52.5244
$M$ -последовательность с частотными сдвигами	-42.1408	-42.1463	-37.5475	-42.2713
$M$ -последовательности	-28.1779	-42.1201	-28.0430	-42.1190
Последовательности <i>Касами</i>	-42.0761	-42.1787	-35.6928	-42.1496

Значения модуля нормированной ПВКФ кодовых последовательностей рассчитывались по формулам

$$R(m) = |D_1 R_1(m) + D_2 R_2(m)|, \quad (1.26)$$

$$R_1(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1-m} a_k b_{k+m}, \quad R_2(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=N-m}^{N-1} a_k b_{k+m}$$

для случаев  $D_2 = D_1$  и  $D_2 = -D_1$  (рисунок 1.13а).

В первом варианте (циклические сдвиги общей  $M$ -последовательности) в качестве кодовых последовательностей использовались  $M$ -последовательности  $\{a_k\}$  и  $\{b_k = a_{k-i}\}$ ,  $i = (N+1)/4 = 4096$ . При сдвиге  $m=i$  в отсутствие модуляции  $R(i) = 1$ , а при модуляции (несовпадении символов  $D_2 = -D_1$ )  $R(i) = 1/2$ . Это затрудняет идентификацию опорных станций на этапе поиска.

Во втором варианте (общая  $M$ -последовательность с частотными сдвигами) в качестве кодовых последовательностей использовались  $M$ -последовательности  $\{a_k\}$  и  $\{b_k = a_k \exp(-j2\pi kl / N)\}$ ,  $l=400$  (частотный сдвиг на 10 кГц:  $\Delta F = l / T_{\text{п}}$ ).

В случае разных  $M$ -последовательностей использовались ПСП структуры  $[14, 13, 12, 2]$  и  $[14, 10, 6, 1]$ .

В четвёртом случае последовательность *Касами*  $\{a_k\}$  имеет элементы  $a_k = c_k d_k$ ,  $k = \dots, -1, 0, 1, \dots$ , где  $\{d_k\}$  – длинная  $M$ -последовательность четной памяти  $n = 14$  и периода  $N = 2^n - 1 = 16383$ , а  $\{c_k\}$  – короткая  $M$ -последовательность памяти  $n / 2 = 7$  и длины  $\sqrt{N+1} = 127$ . Последовательность *Касами*  $\{b_k\}$  имеет элементы  $b_k = c_{k-i} d_k$ ,  $i=1$  (сдвиг короткой ПСП на одну позицию).

Как свидетельствуют результаты анализа, негативное влияние модуляции данными на корреляционные свойства шумоподобного *MSK*-сигнала в максимальной степени сказывается для ансамбля из циклических сдвигов общей  $M$ -последовательности (в отсутствие модуляции значение минус 84.3 дБ определяет уровень боковых лепестков ПАКФ). Наименьший уровень взаимных помех обеспечивает ансамбль из циклических сдвигов общей  $M$ -последовательности: минус 34.4 дБ и минус 43.9 дБ по значениям  $R_{\text{max}}$  и  $R_{\text{с}}$  соответственно (таблица 1.6). Наибольший уровень ПМД обеспечивает ансамбль из разных  $M$ -последовательностей: минус 28.1 дБ и минус 42 дБ по значениям  $R_{\text{max}}$  и  $R_{\text{с}}$  соответственно. Два других ансамбля ( $M$ -последовательности с частотными сдвигами и последовательности *Касами*) практически равноценны по показателю  $R_{\text{с}}$ : около минус 42 дБ. Это объясняется тем, что уровень ПВКФ шумоподобных сигналов определяется, главным образом, корреляционными свойствами используемых кодов (которые при одинаковой длине  $N$  мало отличаются).

Уровень взаимных помех в «узком» интервале (таблица 1.7) заметно меньше, чем в «широком» интервале: на 5–8 дБ в зависимости от кодовой последовательности.

Негативное влияние модуляции данными на корреляционные свойства сигнала может быть значительно уменьшено за счёт увеличения интервала интегрирования (когерентного накопления) результатов корреляционной обработки ШПС (рисунок 1.12). При времени интегрирования  $nT_n$  значения модуля нормированной ПВКФ определяются формулой

$$R(m) = \frac{1}{n} |n_+ r_1(m) - n_- r_1(m) + n_{+-} r_2(m) - n_{-+} r_2(m)|, \quad (1.27)$$

где  $r_1(m) = R_1(m) + R_2(m)$ ,  $r_2(m) = R_1(m) - R_2(m)$  – значения нормированной ПВКФ соответственно при совпадении информационных символов  $D_2 = D_1$  (без модуляции) и несовпадении  $D_2 = -D_1$  (с модуляцией);  $n_+$  и  $n_-$  – число периодов без смены символа  $D_2 = D_1 = 1$  и  $D_2 = D_1 = -1$  соответственно;  $n_{+-}$  и  $n_{-+}$  – число периодов со сменой символа  $D_2 = -1, D_1 = 1$  и  $D_2 = 1, D_1 = -1$  соответственно.

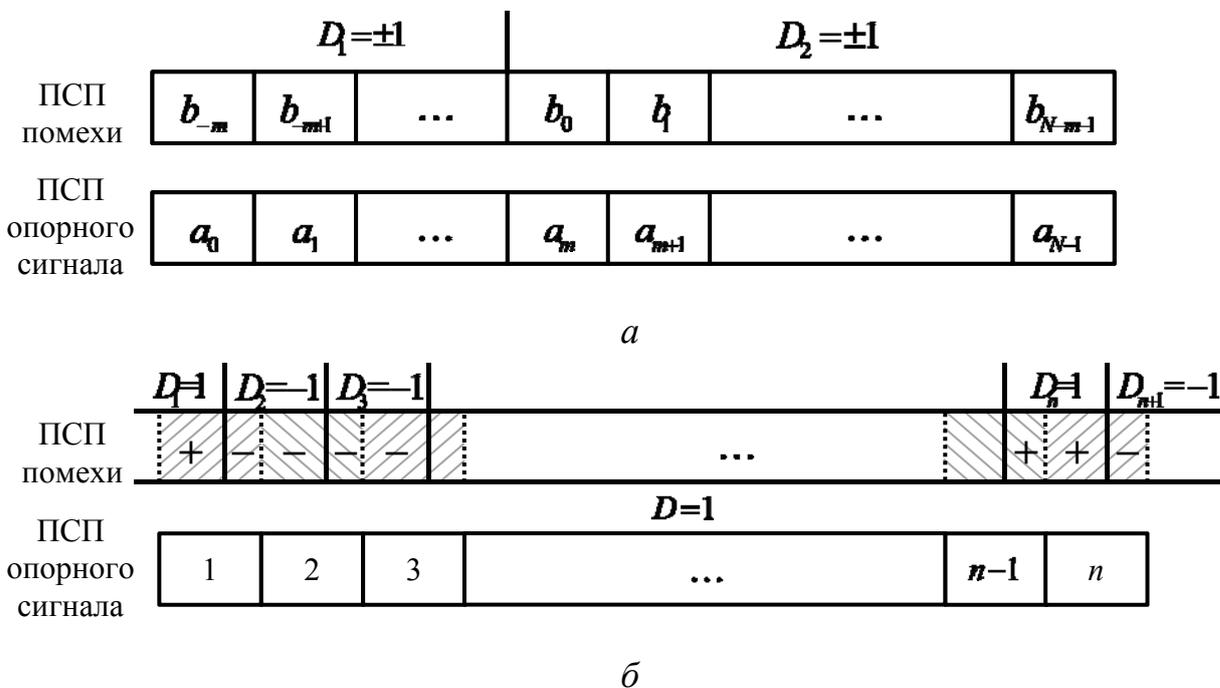


Рисунок 1.12 – Эпюры, поясняющие вычисление ПВКФ

Поскольку числа  $n_{+-}$  и  $n_{-+}$  могут отличаться не более чем на 1, для ПВКФ (1.21) можно записать

$$R(m) = \frac{1}{n} |n_+ r_1(m) - n_- r_1(m) \pm r_2(m)|. \quad (1.24)$$

В случае циклических сдвигов общей  $M$ -последовательности  $r_1(m) = -1/N$  и в соответствии с (1.21) имеем  $R(m) = |r_2(m)|/n$ .

Таким образом, уровень взаимных помех при времени интегрирования  $nT_n$  снижается на  $20 \lg n$  дБ. Так, при  $n = 24$  (формат сигналов РНС «Спрут») дополнительное подавление за счёт когерентного накопления составит 27.6 дБ, а общее подавление – около 72 дБ.

В случае других кодов (таблица 1.6) выигрыш в помехоустойчивости за счёт когерентного накопления не столь ощутим, поскольку значения ПВКФ  $r_1(m)$  и  $r_2(m)$  отличаются не так сильно, как для  $M$ -последовательностей с временным сдвигом. Сказанное обуславливает целесообразность использования ансамбля из циклических сдвигов общей  $M$ -последовательности для формирования шумоподобных  $MSK$ -сигналов.

Недостатком данного варианта кодовых последовательностей является наличие выбросов ПВКФ, соизмеримых с максимальным значением ПАКФ, равным единице. При четырёх ОС и «равномерном» сдвиге  $M$ -последовательностей (на 4100, 8200 и 12300 позиций) значения модуля ПВКФ при указанных сдвигах противоположного знака  $m = -k$  составят  $r_1(k) = 1$  и  $r_2(k) = 1/2$ ,  $0$  и  $-1/2$  для  $k = 4100, 8200$  и  $12300$  соответственно. В худшем случае, когда принимается пакет из  $n$  информационных бит одного знака,  $n_+ = n$  или  $n_- = n$  в соответствии с (1.22) имеем  $R(k) = 1$  для  $k = 4100, 8200$  и  $12300$ .

Наличие четырёх пиков вместо одного сигнального затрудняет идентификацию опорных станций на этапе поиска. Данный недостаток можно устранить, используя передачу меток времени в начале каждого секундного интервала (каждого цикла). Передача секундных меток может производиться

посредством передачи четырёхбитового кода  $1,1,-1,1$ , обладающего идеальной ПАКФ (нулевые боковые лепестки). Благодаря секундным меткам устанавливается цикловая синхронизация и производится идентификация ОС на основе априорных данных о кодовых задержках.

Допустимое значение отношения помеха/сигнал на входе коррелятора  $\gamma = \sqrt{P_n / P_c}$  можно определить, задавшись предельно допустимым уровнем взаимных помех. Полагая допустимым отношение помеха/сигнал  $\gamma R_s = -5$  дБ, что соответствует равенству мощностей взаимной помехи и флуктуационного шума, можем определить допустимое значение  $\gamma < -(R_s + 5)$  дБ.

Как видно из таблицы 1.6, для ШПС с длиной кода  $N = 16383$  ( $M$ -последовательности с временным сдвигом) эффективное значение  $R_s$  составляет около минус 44 дБ и допустимое значение  $\gamma_{\max} \approx 40$  дБ. В то же время для средневолновых широкополосных РНС большой дальности действия  $\gamma_{\max} \approx 80$  дБ, что соответствует динамическому диапазону сигналов опорных станций.

С учетом сказанного можно сделать вывод, что кодовое разделение сигналов, модулированных данными, в широкополосных РНС большой дальности действия возможно при условии ограничения рабочей зоны РНС минимальной дальностью около 50 км по каждой опорной станции. Снять указанное ограничение возможно с использованием дополнительных методов нейтрализации помех, одним из которых является компенсация мощных структурных помех.

## Выводы по главе 1

1. Сравнительный анализ спектрально-эффективных шумоподобных сигналов свидетельствует о преимуществах сигналов *MSK-BOC* перед сигналами с традиционной модуляцией *MSK* в точности измерения задержки (СКО ошибки уменьшается в  $2l$  раз). С учётом технических ограничений, связанных с реализацией аппаратуры формирования, приёма и обработки сигналов, следует признать целесообразным применение в широкополосных РНС большой дальности сигналов *MSK-BOC(2)*.

2. Двухкомпонентный формат спектрально-эффективных сигналов с пилотной компонентой *MSK-BOC(2)* и информационной компонентой *MSK(2)* позволяет значительно ослабить негативное влияние модуляции сигнала данными, обеспечивая улучшение системных характеристик: сокращения времени поиска, повышения точности и устойчивости слежения за кодовой задержкой и фазой.

3. Наиболее перспективными для формирования шумоподобных спектрально-эффективных сигналов широкополосных РНС с кодовым разделением являются ансамбли из циклических сдвигов общей  $M$ -последовательности длины  $N=16383$ , оптимальные среди бинарных кодов по критерию минимума мощности взаимных помех.

4. Требуемый для средневолновых широкополосных РНС большой дальности действия допустимый уровень взаимных помех (отношение помеха/сигнал  $\gamma_{\max} \approx 80$  дБ) может быть обеспечен с использованием компенсации мощных структурных помех.

## **Глава 2. Компенсация структурных помех в широкополосных радионавигационных системах**

### **2.1 Способы нейтрализации структурных помех в широкополосных системах**

Как следует из постановки проблемы, внутрисистемная помеха, называемая также структурной помехой (СП), представляет собой ШПС, подобный полезному сигналу и отличающийся от него амплитудой, информационным сигналом, временем запаздывания, частотным и фазовым сдвигом. На сегодняшний день существует ряд способов подавления структурных помех в широкополосных системах.

Одним из них является адаптивная весовая обработка сигналов [49]. Весовая обработка заключается в суммировании сигналов, получаемых с  $n$  выходов различных каналов приема, с учетом весов  $W_i$ . При этом необходимо так сформировать весовые коэффициенты, чтобы напряжение сигнала суммировалось в фазе, а напряжение помехи компенсировалось. Реализация такого способа сопряжена с использованием антенной решетки, применение которой для средневолнового диапазона приводит к значительному увеличению массогабаритных показателей аппаратуры потребителя. Другим недостатком такого способа является сложность вычислений коэффициентов в условиях высокой подвижности потребителя.

Также известно устройство подавления широкополосных структурных помех, в котором структурная помеха сворачивается в узкополосную помеху, которая затем подавляется полосно-заграждающим фильтром [54, 101]. Недостатком известного устройства является подавление части спектра полезного сигнала в полосе режекторного фильтра.

Существует способ, в котором вычисляют реплики мешающих сигналов без учета информационных символов [43], однако такой способ требует значительных вычислительных затрат (для каждой дальности объекта требуется расчет новых реплик) и, как подчеркивают сами авторы, с увеличением числа пользователей такой алгоритм перестает быть физически реализуем даже при современном уровне элементной базы. На его основе существует декоррелятор, требующий одинаковой амплитуды мешающих друг другу сигналов, что не приемлемо к рассматриваемой задаче.

Известен способ, в котором информацию о параметрах помехи (кодированная задержка и информация) передают в дополнительном канале в S-диапазоне с помощью "Приемника ДМВ" [68], но данный способ требует значительного частотного ресурса для дополнительного канала, что категорически не приемлемо для наземных навигационных систем дальнего действия.

Известный адаптивный асимптотически робастный инвариантный алгоритм [6] предназначен для цифровых систем пакетной передачи данных и, поэтому, внедрение такого алгоритма подразумевает формирование символического пакета в навигационном сигнале, а значит, многократное увеличение длительности сигнала, это делает невозможным обеспечение навигации подвижных объектов.

Известен способ подавления структурной помехи, предназначенный для систем с двухкомпонентными сигналами. Сигнал каждой опорной станции состоит из пилотной и информационной компонент. В приемнике производят выделение пилот-сигнала из преобразованного множества пилот-сигналов посредством обнуления подмножества из преобразованного множества пилот-сигналов от одной или более создающих помехи базовых станций или секторов из множества базовых станций или секторов для подавления внутриканальных помех [57]. Однако использование данного алгоритма невозможно, поскольку поиск слабых по мощности пилотных компонент ста-

новится затруднительным из-за присутствия мощной информационной составляющей помехи. Частотное разделение пилотных компонент неэффективно из-за ограниченности частотного диапазона.

Известен метод подавления внутриканальных помех на основе БПФ [96]. В одном из аспектов сначала преобразовывают пилот-сигнал приемника в частотной области во временную область. Это обеспечивает простой механизм для подавления внутриканальных помех, даже с большим разбросом задержки. Когда внутриканальные помехи подавляют через простую операцию во временной области, оценку канала преобразовывают обратно в частотную область для дополнительной обработки в частотной области (например, демодуляции данных и т.д.).

Известен способ борьбы с широкополосными помехами [86], в котором полученные  $I$  и  $Q$  компоненты от соседнего канала вычитаются из заглушаемого. Однако в данном способе не учитывается влияние фазовых сдвигов несущего колебания, полученные при полосовой фильтрации, поэтому компенсация  $I$  и  $Q$  компонент происходит лишь с точностью синхронизации по коду и, поэтому, не может обеспечить мощное подавление структурной помехи (погрешность синхронизации по фазе несущего колебания должна составлять порядка 0.01 рад для компенсации помехи не хуже чем на 40 дБ).

Известно устройство компенсации нескольких структурных помех для приемников широкополосных сигналов [53]. В устройстве на входе приемника имеется  $n$  идентичных узлов, в каждом из которых осуществляется компенсация одной из структурных помех в том случае, если ее уровень превышает допустимое значение. В данном устройстве входной сигнал перемножают с опорным, отличающимся задержкой по времени (задержкой распространения), фазой, амплитудой и частотным сдвигом. Результат перемножения пропускают через фильтр нижних частот, а затем перемножают с тем же опорным сигналом, формируя очищенную от полезного сигнала копию помехи. Сформированную копию помехи вычитают из входного сигнала. Извест-

ное устройство не обеспечивает эффективное подавление помехи вследствие частичного проникновения полезного сигнала на выход формирователя копии помехи. Кроме того, известное устройство предназначено для компенсации узкополосных помех и не позволяет компенсировать помехи с большой базой, поскольку с ростом базы величина на выходе фильтра нижних частот (оценка помехи) стремится к нулю.

Также одним из способов подавления широкополосных структурных помех является применение компенсаторов, которые выделяют помеху в канале приема полезного сигнала, а затем вычитают ее на входе приемника полезного сигнала. Для формирования копии структурной помехи приемником мешающего сигнала определяют информационный бит, а затем модулируют широкополосный сигнал с использованием этой оценки. Недостатком является применение задержки входного сигнала на время, равное длительности информационного бита. Хранение большого объема выборок входного сигнала практически не представляется возможным в аппаратуре потребителя, требующей компактности. Кроме того, средневолновый диапазон для морских применений, требования к скрытности, ограниченный частотный ресурс – диктуют разработчикам условия работы, при которых отношение сигнал/шум на периоде ШПС в околоранжированной зоне составляет около 0 дБ в режиме «холодного» поиска. В связи с этим задержка навигационного сигнала в аппаратуре потребителя на период критически скажется на динамических характеристиках системы.

## 2.2 Оптимальный алгоритм измерения задержки шумоподобного MSK-сигнала при воздействии структурной и флуктуационной помех

Синтез оптимального алгоритма измерения задержки шумоподобного MSK-сигнала проведём с использованием теории оценивания параметров сигналов [31]. Пусть на интервале  $[0, T_c]$  наблюдается реализация

$$y(t) = s(t, \tau, \varphi, D) + s_{\Pi}(t, \lambda) + n(t), \quad (2.1)$$

где  $s(t, \tau, \varphi, D)$  – принимаемый сигнал (1.1),  $\tau$  и  $\varphi$  – задержка и начальная фаза (частота известна),  $D$  – информационный символ;  $s_{\Pi}(t, \lambda)$  – структурная помеха,  $\lambda = (A, H, \delta, F, \psi)$  – векторный параметр СП,  $A$  – амплитуда СП,  $H$  – информационный символ СП,  $\delta$  – кодовая задержка СП,  $F$  – доплеровский частотный сдвиг СП,  $\psi$  – начальная фаза СП;  $n(t)$  – белый гауссовский шум со спектральной плотностью мощности  $N_0/2$ . Выражение (2.1) записано в предположении, что амплитуда сигнала равна 1.

Используя модель наблюдений (2.1) и полагая параметры  $\tau$  и  $\lambda$  постоянными на интервале наблюдения  $T_c$ , для функции (функционала) правдоподобия запишем

$$W(y(t)|\tau, \varphi, D, \lambda) = k \exp\left(\frac{2}{N_0} \int_0^{T_c} [y(t) - s_{\Pi}(t, \lambda)] s(t, \tau, \varphi, D) dt\right) \quad (2.2)$$

где  $k$  – коэффициент, не зависящий от  $\tau$ ,  $\varphi$ ,  $\lambda$ .

Используя известные тригонометрические преобразования, представим (2.2) в виде

$$W(y(t)|\tau, \varphi, \lambda) = k \exp\left(\frac{1}{N_0} Z(\tau) \cos(\varphi - \hat{\varphi})\right), \quad (2.3)$$

$$Z(\tau) = \sqrt{z_1^2(\tau) + z_2^2(\tau)}; \quad \hat{\varphi} = \arctg(z_2(\tau)/z_1(\tau)), \quad (2.4)$$

$$z_1(\tau) = \int_0^{T_c} [y(t) - s_{\Pi}(t, \lambda)] s_1(t - \tau) dt; \quad z_2(\tau) = \int_0^{T_c} [y(t) - s_{\Pi}(t, \lambda)] s_2(t - \tau) dt;$$

$$s_1(t) = I(t) \cos(\omega_0 t) + Q(t) \sin(\omega_0 t);$$

$$s_2(t) = -I(t) \sin(\omega_0 t) + Q(t) \cos(\omega_0 t),$$
(2.5)

где  $\omega_0$  – несущая частота;  $I(t)$  и  $Q(t)$  – действительная и мнимая компоненты нормированной комплексной огибающей (1.2).

Усредняя условную плотность вероятности (2.3) по случайной фазе  $\varphi$ , которую полагаем случайной величиной, равномерно распределённой на интервале  $[-\pi, \pi]$ , находим

$$W(y(t)|\tau, \lambda) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} W(y(t)|\tau, \varphi, \lambda) d\varphi = k I_0 \left( \frac{1}{N_0} Z(\tau) \right),$$
(2.6)

где  $I_0(x)$  – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка [18].

Используя (2.6) и учитывая монотонность функции  $I_0(x)$ , оптимальный по критерию максимального правдоподобия алгоритм оценивания параметра  $\tau$  представим в виде

$$\max_{\tau} \ln W(y(t)|\tau) \Big|_{\tau = \hat{\tau}} = \max_{\tau} Z(\tau) \Big|_{\tau = \hat{\tau}}$$
(2.7)

где  $\hat{\tau}$  – максимально правдоподобная оценка параметра  $\tau$ .

Оптимальный алгоритм (2.4)–(2.7) получен в предположении, что параметры СП известны, а потому не может быть реализован. Практическая его ценность заключается в том, что он позволяет определить потенциально достижимую помехоустойчивость применительно к рассматриваемой задаче измерения задержки ШПС. При неизвестных (случайных) параметрах СП указанный алгоритм должен быть дополнен алгоритмом оценивания векторного параметра  $\lambda$  мешающего сигнала.

Структура оптимального алгоритма оценки параметров *MSK*-сигнала при воздействии СП и флуктуационной помехи приведена на рисунке 2.1.

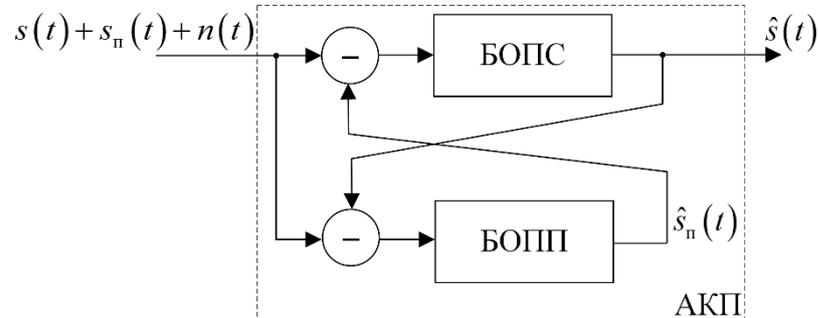


Рисунок 2.1 – Структура оптимального автокомпенсатора помехи

В блоке оценки параметров помехи (БОПП) производится оптимальное оценивание параметров СП. На вход БОПП поступает смесь СП и флуктуационной помехи: сигнал исключается путём вычитания из принятой реализации его копии, сформированной блоком оценки параметров сигнала (БОПС). На вход последнего поступает смесь сигнала и флуктуационной помехи: СП исключается путём вычитания из принятой реализации её копии, сформированной БОПП.

В случае мощной СП мешающее влияние сигнала на точность оценивания параметров СП и формирования её копии пренебрежимо мало. Это позволяет упростить структуру алгоритма, отказавшись от режекции сигнала в канале блока оценки параметров СП (рисунок 2.2).

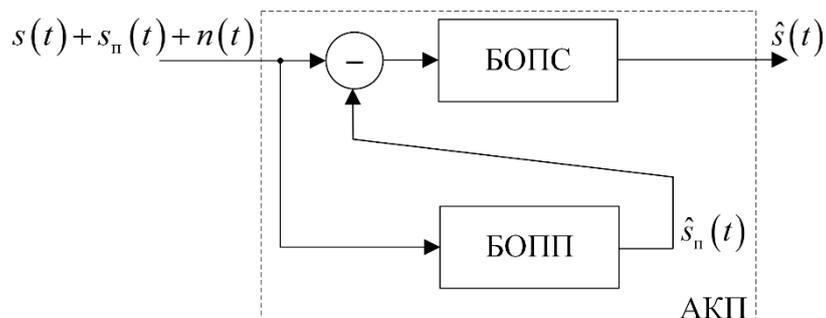


Рисунок 2.2 – Структура квазиоптимального автокомпенсатора помехи

Структура оптимального алгоритма (2.4)–(2.7) измерения задержки *MSK*-сигнала приведена на рисунке 2.3. Каждый канал измерителя содержит пару корреляторов, осуществляющих приём и обработку синфазной и квадратурной составляющих принимаемого сигнала. Квадратурный расщепитель является общим для всех каналов измерителя и содержит два перемножителя, на опорные входы которых подаются гармонические сигналы несущей частоты с фазами 0 и  $\pi/2$ .

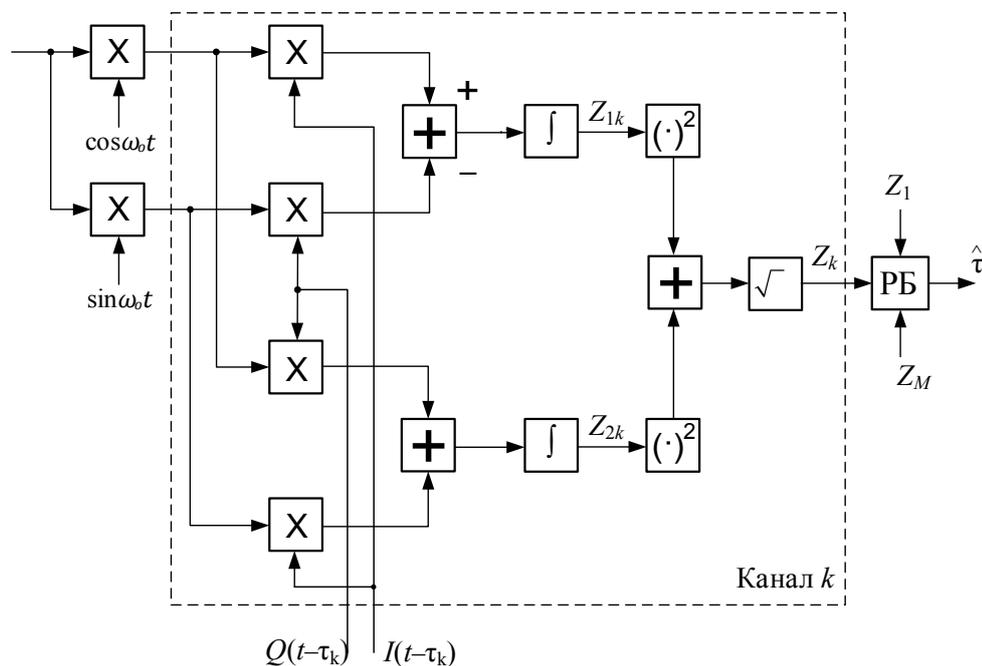


Рисунок 2.3 – Структура канала оптимального алгоритма измерения задержки *MSK*-сигнала

Выходной сигнал АКП, представляющий смесь сигнала и шума (без учёта остатка подавленной СП), перемножается с опорными сигналами несущей частоты. Затем каждая из двух компонент перемножается с каждым из опорных видеочастотных сигналов  $I(t-\tau_k)$  и  $Q(t-\tau_k)$  с задержкой  $\tau_k = (k-1)\Delta$ ,  $k=1,2,\dots,M$  ( $M$  – число каналов измерителя). Результаты перемножения интегрируются на интервале наблюдения  $T_c$ , образуя синфазную и квадратурную составляющие, на основе которых вычисляются модули корреляций (2.4).

Принятие решения о значении параметра  $\tau$  производится решающим блоком (РБ) на основе выбора максимальной из выходных величин каналов (2.7). При шаге измерения  $\Delta$  ошибка не превысит по абсолютной величине значения  $\Delta/2$  (в отсутствие аномальных ошибок).

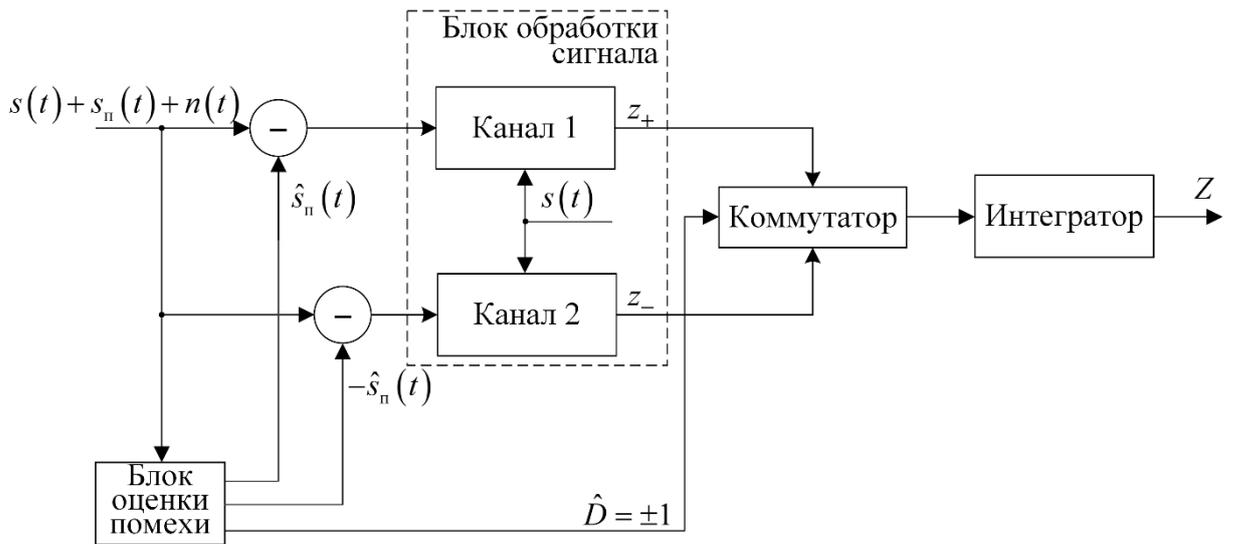
## 2.3. Способы компенсации структурной помехи

### 2.3.1 Двухканальный автокомпенсатор структурной помехи

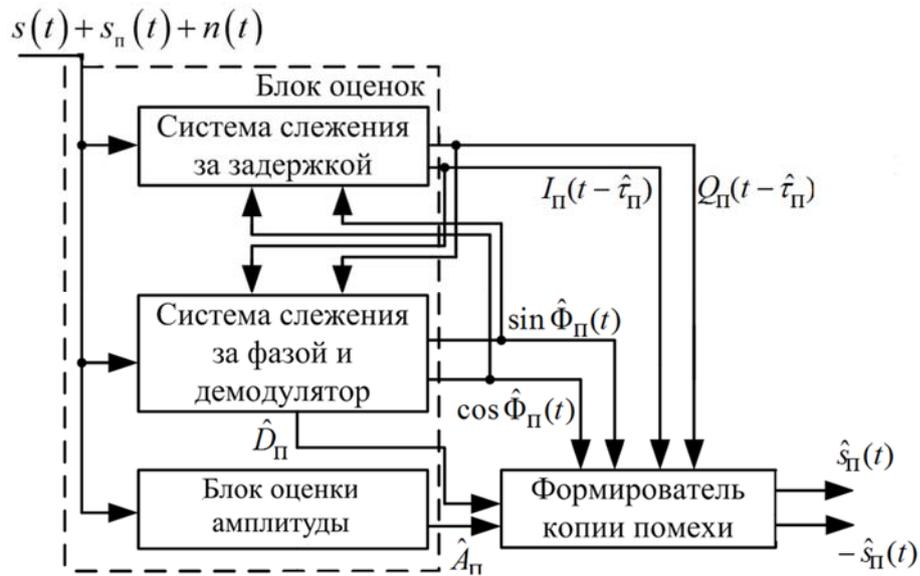
Структура двухканального автокомпенсатора помехи приведена на рисунке 2.4а. Входной сигнал, представляющий аддитивную смесь полезного сигнала, структурной помехи и шума, поступает на входы двух вычитателей и блока оценки помехи (БОП), который содержит блоки кодовой и фазовой синхронизации, блок оценки амплитуды и квадратурный модулятор. Для обеспечения высокой точности слежения за параметрами СП в блоках кодовой и фазовой синхронизации используются оптимальные дискриминаторы периодического *MSK*-сигнала [14, 17], а в качестве петлевых фильтров применяются астатические фильтры.

Структурная схема блока оценки помехи приведена на рисунке 2.4б. Блок кодовой синхронизации содержит устройство поиска и систему слежения за задержкой (ССЗ), которая формирует квадратурные видеочастотные компоненты  $\hat{I}_n = I_n(t - \hat{\tau}_n)$  и  $\hat{Q}_n = Q_n(t - \hat{\tau}_n)$  структурной помехи, поступающие на опорные входы фазового дискриминатора (ФД), а также на входы квадратурного модулятора.

Блок фазовой синхронизации формирует квадратурные составляющие  $\cos \hat{\Phi}_n$  и  $\sin \hat{\Phi}_n$  несущей частоты СП, где  $\hat{\Phi}_n = \hat{\Phi}_n(t) = 2\pi(f_0 + \hat{F}_{дп})t - \hat{\phi}_n$  – оценка полной фазы. Квадратурные составляющие несущей частоты СП по-



а



б

Рисунок 2.4 – Двухканальный автокомпенсатор помехи:  
 а – структура коррелятора с АКП, б – структура блока оценки помехи

ступают на опорные входы временного дискриминатора когерентной ССЗ, а также на входы квадратурного модулятора.

Блок оценки амплитуды формирует оценку амплитуды СП  $\hat{A}_\Pi$ , которая используется в квадратурном модуляторе для формирования копии структурной помехи. Для этого используется результат  $z_1$  интегрирования в синфазном канале ФД:  $\hat{A}_\Pi = 2|z_1|/M$ , где  $M = T_\Pi / T_d$  – число отсчетов на интер-

вале интегрирования,  $T_d$  – интервал дискретизации. Фильтр нижних частот служит для сглаживания флуктуаций оценки амплитуды помехи. При превышении оценкой  $\hat{A}_n$  заданного порогового уровня блок оценки амплитуды формирует управляющий сигнал на включение обоих вычитателей в тракт приема полезного сигнала. В каждом из двух каналов АКП выходной сигнал вычитателя, представляющий собой смесь полезного сигнала, остатка подавленной СП и шума, поступает на второй вход канального коммутатора. Коммутатор по команде с выхода блока оценки амплитуды включает вычитатель в тракт приема полезного сигнала (цепи управления канальными коммутаторами на схеме не показаны).

Результат  $z_1$  интегрирования в синфазном канале ФД поступает на вход решающего устройства демодулятора, осуществляющего оценку  $\hat{D}_k$  текущего информационного символа структурной помехи на момент  $t = kT_n$ , которая используется для управления коммутатором каналов блока обработки сигнала (БОС).

Квадратурный модулятор формирует квадратурные составляющие копии СП перемножением опорных видеочастотных сигналов  $\hat{I}_n = I_n(t - \hat{\tau}_n)$  и  $\hat{Q}_n = Q_n(t - \hat{\tau}_n)$  с опорными квадратурными сигналами  $\cos \hat{\Phi}_n$  и  $\sin \hat{\Phi}_n$  соответственно. Копия структурной помехи  $\hat{s}_n = s_n(t - \hat{\tau}_n)$ , соответствующая информационному биту  $D=1$ , формируется перемножением копии СП единичной амплитуды и оценки  $\hat{A}_n$ , сформированной блоком оценки амплитуды. Копия структурной помехи  $-\hat{s}_n = -s_n(t - \hat{\tau}_n)$ , соответствующая информационному биту  $D = -1$ , образуется инвертированием копии СП для  $D=1$ . Обе копии СП поступают на входы соответствующих вычитателей.

Блок обработки сигнала представляет собой два идентичных канала (по одному коррелятору в канале), на каждый из которых поступает смесь сигнала и флуктуационной помехи: СП подавляется путём вычитания из принятой

реализации её копии, сформированной БОП. При этом на один коррелятор поступает принятая реализация за вычетом копии СП, соответствующей информационному биту  $D=1$ , а на другой коррелятор – за вычетом копии СП с информационным битом  $D = -1$ .

Каждый канал блока обработки сигнала осуществляет оптимальную корреляционную обработку *MSK*-сигнала. Заметим, что в каждом канале блока обработки сигнала приведено по одному коррелятору в предположении, что фаза полезного сигнала известна. В зависимости от решаемой задачи (поиск сигнала, слежение за задержкой, слежение за фазой и демодуляция) БОС вычисляет синфазную и квадратурную составляющие, а также модуль ВКФ принятой реализации и опорных *MSK*-сигналов [3]. Управление коммутатором выходных сигналов каналов БОС осуществляется с использованием оценки  $\hat{D}_n$ , формируемой демодулятором блока фазовой синхронизации.

К достоинству такой структуры компенсатора относится то, что прием сигнала осуществляется с подавленной помехой, независимо от ее информационного символа. Однако реализация такого метода требует увеличения ресурсов аппаратуры более чем в два раза (к повторению каналов БОС добавляются схемы коммутации), что существенно увеличивает стоимость и габариты приемоиндикатора.

### **2.3.2 Автокомпенсатор структурной помехи с задержкой в каналах сигнала и помехи**

Структура автокомпенсатора помехи приведена на рисунке 2.5. В этом случае входной сигнал, представляющий смесь полезного сигнала, структурной помехи и шума, поступает на вход вычитателя через блок задержки на  $m$  элементов ПСП. Блок задержки может быть реализован в виде оперативного запоминающего устройства.

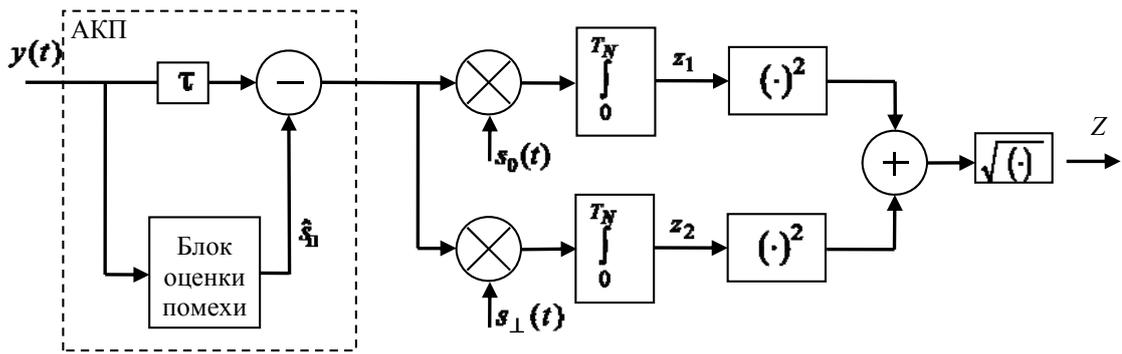


Рисунок 2.5 – АКП с задержкой в каналах сигнала и помехи

Как и в схеме на рисунке 2.4б, блок оценки помехи содержит блоки кодовой и фазовой синхронизации, блок оценки амплитуды и квадратурный модулятор. Интегратор демодулятора блока фазовой синхронизации осуществляет интегрирование поступающей на его вход синфазной составляющей сжатой по спектру структурной помехи на элементах ШПС, кратных дискрету поиска по задержке  $\Delta = T/2$ . При этом на синхронизирующий вход интегратора (на схеме не показан) поступают синхроимпульсы тактовой частоты  $f_T$ , что обеспечивает установку на выходе интегратора текущего значения результата интегрирования  $z_{1k}$  на интервале  $m\Delta < t \leq k\Delta$ ,  $k = m + 1, \dots, 2N$ , где  $N$  – длина кода. Результат интегрирования  $z_{1k}$  поступает на вход решающего устройства демодулятора, осуществляющего оценку  $\hat{D}_k$  текущего информационного символа структурной помехи на момент  $t = k\Delta$ .

Блок оценки амплитуды формирует оценку комплексной амплитуды  $\hat{D}_\Pi \hat{A}_\Pi$  с учетом текущего информационного символа, которая используется в квадратурном модуляторе для формирования копии структурной помехи. Оценка  $\hat{D}_\Pi$  информационного символа начинает формироваться с момента окончания элемента ШПС с номером  $m$  и затем уточняется по мере обработки его элементов.

Копия структурной помехи поступает на вход вычитателя с задержкой на  $m$  элементов ПСП. Блок аналогичной задержки присутствует и в канале

сигнала. Включение вычитателя в тракт приема полезного сигнала производится коммутатором (на схеме не показан) аналогично тому, как это осуществлялось в варианте АКП на рисунке 2.2. Минимальная задержка входного сигнала составляет около 10 элементов ПСП [27].

Корреляционный приемник с квадратурными каналами на рисунке 2.5 формирует синфазную  $z_1$  и квадратурную  $z_2$  составляющие, а также модуль  $Z$  ВКФ принятой реализации и опорных *MSK*-сигналов:

$$z_1 = \int_0^{T_{\Pi}} [y(t) - \hat{s}_{\Pi}(t)] s_0(t) dt; \quad (2.8)$$

$$z_2 = \int_0^{T_{\Pi}} [y(t) - \hat{s}_{\Pi}(t)] s_{\perp}(t) dt,$$

$$Z = \sqrt{z_1^2 + z_2^2}, \quad (2.9)$$

где  $\hat{s}_{\Pi}(t)$  – оценка структурной помехи;  $s_0(t)$  и  $s_{\perp}(t)$  – опорные *MSK*-сигналы, отличающиеся начальной фазой (0 и  $\pi/2$  соответственно).

В зависимости от решаемой задачи (поиск сигнала, слежение за задержкой, слежение за фазой и демодуляция) статистики (2.8)–(2.9) используются тем или иным образом [3].

В случае наличия на входе приемника мощного мешающего сигнала отношение структурная помеха/шум является достаточно большим, чтобы правильно детектировать информационный символ помехи с большой вероятностью за время  $mT \ll T_{\Pi}$ . При отношении помеха/сигнал, равном 80 дБ отношение структурная помеха/шум может составлять величину порядка 40 дБ. Тогда СКО эквивалентных флуктуаций амплитуды

$$\sigma_{\Delta A} \leq 1/q = 0.01. \quad (2.10)$$

Для сглаживания флуктуаций следует использовать фильтр нижних частот (ФНЧ). Тогда СКО погрешности оценки  $\hat{A}_k$  определяется выражением

$$\sigma_A = \sigma_{\text{шА}} \sqrt{2F_{\text{шА}} T_{\text{п}}}, \quad (2.11)$$

где  $F_{\text{шА}}$  – эквивалентная шумовая полоса ФНЧ.

Недостатками данного компенсатора являются аппаратные затраты на реализацию задержки входной смеси.

### 2.3.3 Автокомпенсатор структурной помехи с бланкированием в канале сигнала

Структурная схема корреляционного приемника с автокомпенсатором структурной помехи приведена на рисунке 2.6. Принятая реализация  $y(t)$  поступает на вход АКП, содержащего блок оценок, формирователь копии помехи, вычитатель, временной селектор и коммутатор (рисунок 2.7). Блок оценок содержит систему слежения за задержкой, систему слежения за фазой (ССФ) и демодулятор, измеритель амплитуды [7].

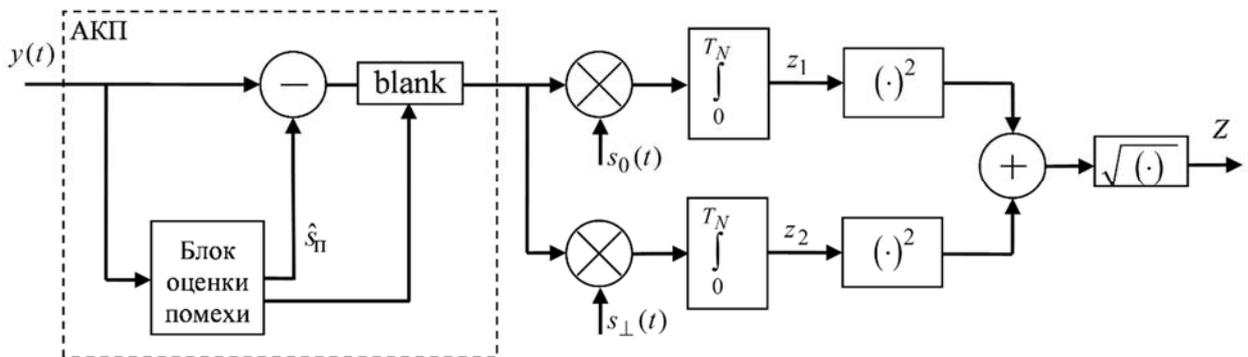


Рисунок 2.6 – Структура корреляционного приёмника с АКП с бланкированием

Система слежения за задержкой формирует квадратурные видеочастотные компоненты  $\hat{I}_{\text{п}} = I_{\text{п}}(t - \hat{\tau}_{\text{п}})$  и  $\hat{Q}_{\text{п}} = Q_{\text{п}}(t - \hat{\tau}_{\text{п}})$ , где  $\hat{\tau}_{\text{п}}$  – оценка кодовой задержки, обновляемая с шагом фильтрации, равным периоду  $T_{\text{п}}$  повторения СП. Указанные сигналы поступают на опорные входы фазового дискриминатора, а также на формирователь копии помехи.

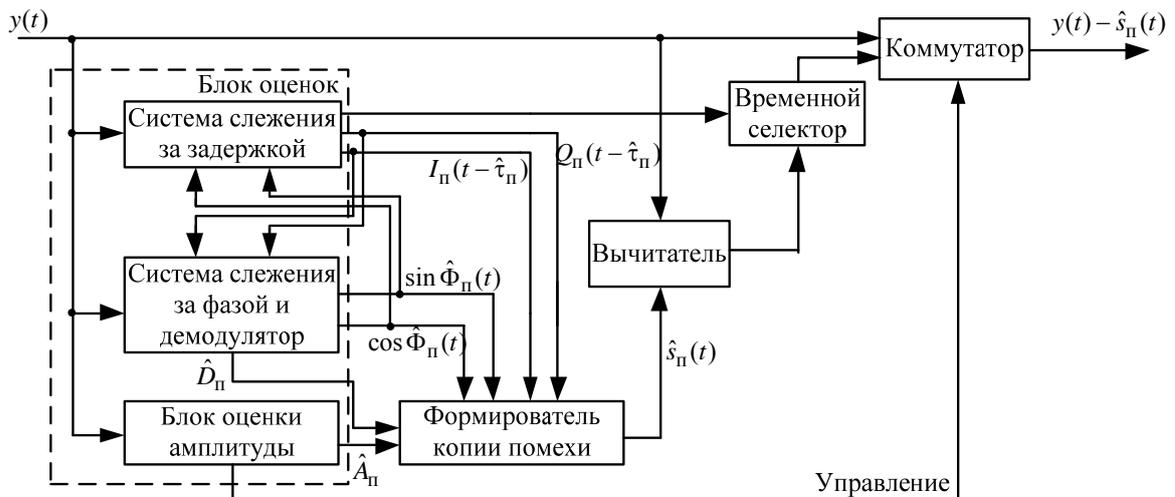


Рисунок 2.7 – Структура АКП с бланкированием в канале сигнала

Система слежения за фазой формирует квадратурные составляющие  $\cos \hat{\Phi}_n$  и  $\sin \hat{\Phi}_n$  несущей частоты СП, где  $\hat{\Phi}_n = \hat{\Phi}_n(t) = 2\pi(f_0 + \hat{F}_n)t - \hat{\varphi}_n$  – полная фаза,  $\hat{\varphi}_n$  и  $\hat{F}_n$  – оценки параметров СП  $\varphi_n$  и  $F_n$  (начальной фазы и доплеровского сдвига частоты), обновляемые с тем же шагом  $T_n$ , что и оценка кодовой задержки. Квадратурные составляющие несущей частоты СП поступают на опорные входы временного дискриминатора, а также на формирователь копии помехи.

Копия структурной помехи  $\hat{s}_n = s_n(t - \hat{\tau}_n)$  формируется путём объединения квадратурных компонент СП, полученных перемножением видеочастотных сигналов  $\hat{I}_n = I_n(t - \hat{\tau}_n)$  и  $\hat{Q}_n = Q_n(t - \hat{\tau}_n)$  с опорными квадратурными сигналами  $\cos \hat{\Phi}_n$  и  $\sin \hat{\Phi}_n$  соответственно, с последующим умножением на оценку комплексной амплитуды  $\hat{D}_n \hat{A}_n$ . Последняя формируется на основе оценки  $\hat{A}_n$ , вырабатываемой измерителем амплитуды, и оценки  $\hat{D}_n$  текущего информационного символа, поступающей от демодулятора. Оценка  $\hat{D}_n$  начинает формироваться с момента окончания первого элемента ШПС и затем уточняется по мере обработки его элементов (длительность информационного символа равна периоду повторения  $T_n$ ).

Выходной сигнал вычитателя, представляющий собой смесь полезного сигнала, шума и остатка подавленной СП, поступает на второй вход коммутатора через временной селектор. При превышении оценкой  $\hat{A}_n$  заданного порогового уровня измеритель амплитуды формирует управляющий сигнал для коммутатора на включение вычитателя в тракт приема полезного сигнала.

Система слежения за задержкой вырабатывает импульс бланкирования для управления временным селектором, запрещая прохождение сигнала с выхода вычитателя на выход АКП. Импульс бланкирования формируется на интервале первого элемента каждого периода повторения кода. Достоинство такого способа компенсации структурных помех заключается в том, что использование бланкирования позволяет нейтрализовать действие импульсной помехи, образующейся на выходе вычитателя вследствие несовпадения информационных символов принимаемой СП и её копии. Несовпадение обусловлено тем, что оценка информационного символа  $\hat{D}_n$  помехи формируется с задержкой на длительность  $T$  элемента кода, поэтому на интервале первого элемента кода при формировании копии помехи полагается, что информационный символ  $D_n = 1$ , в то время как в действительности он с равной вероятностью принимает значения 1 или минус 1.

Недостатками данного способа компенсации являются в том, что теряется доля энергии сигнала и помехи, необходимы аппаратные затраты на реализацию коммутатора. Также ухудшаются корреляционные свойства сигналов: при бланкировании на одном элементе  $M$ -последовательности АКФ сигналов без модуляции может ухудшиться на 6 дБ. Однако, в случае слабого сигнала помехоустойчивость приемника определяется главным образом отношением сигнал/шум, и рост боковых лепестков АКФ является пренебрежительным. Кроме того, при длине ПСП  $N = 16383$  потеря энергии помехи

будет незначительной для обеспечения достаточно точных оценок параметров этой помехи.

Таким образом, построение автокомпенсатора структурной помехи с бланкированием в канале сигнала является наиболее практически приемлемым и эффективным.

## 2.4 Оценка параметров структурной помехи

### 2.4.1 Квазиоптимальный алгоритм параллельного поиска структурной помехи

В общем случае кодовая задержка структурной помехи  $\delta$ , входящая в векторный параметр  $\lambda$ , априорно не определена, поэтому для ее оценки необходимо выполнить поиск по времени запаздывания ШПС. Точность процедуры поиска определяют, исходя из ширины основного лепестка нормированной ПАКФ *MSK*-сигнала по уровню 0.5, равной около  $0.7T$ . Дискрету поиска  $\Delta = T/2$  будет соответствовать число точек поиска, равное  $2N$ . Трудности решения проблемы поиска возрастают с увеличением базы ШПС, а успешное решение указанной проблемы во многом определяет характеристики АКП в целом (время установления синхронизации, аппаратурные и вычислительные затраты и пр.).

Реализация оптимального алгоритма параллельного поиска [34] при большой базе ШПС сопряжена со значительными аппаратурными и вычислительными затратами. Упрощение оптимального алгоритма поиска СП возможно за счет аппроксимации опорных видеочастотных квадратурных сигналов (равновесовая поэлементная обработка) [41]. Это позволяет снизить требования к быстродействию элементной базы по сравнению с оптимальным алгоритмом за счет исключения операций умножения при реализации алгоритма поиска.

Максимальное упрощение оптимального алгоритма корреляционной обработки наблюдений возможно за счёт аппроксимации опорных видеочастотных квадратурных сигналов знаковыми функциями:

$$C_k = \text{sign}[I(t_k)] = \text{sign}[\cos \Theta(t_k)], \quad S_k = \text{sign}[Q(t_k)] = \text{sign}[\sin \Theta(t_k)], \quad (2.12)$$

где  $t_k = t_0 + (k-1)\Delta t$ ,  $k = 1, 2, \dots$  – моменты взятия отсчётов при шаге  $\Delta t = T$  и  $t_0 = T/2$ . Указанная аппроксимация соответствует «равновесовой» обработке наблюдений на интервалах, равных длительности элемента ШПС: значения отсчётов  $C_k = \pm 1$  и  $S_k = \pm 1$ . С учётом аппроксимации опорных сигналов (2.12) алгоритм корреляционной обработки наблюдений на интервалах, равных периоду повторения ШПС, принимает вид:

$$X_{jk} = \sum_i x_i, \quad Y_{jk} = \sum_i y_i, \quad (2.13)$$

$$z_{1jl} = \sum_{k=1}^N (X_{jk+l} C_{jk} - Y_{jk+l} S_{jk}), \quad (2.14)$$

$$z_{2jl} = \sum_{k=1}^N (Y_{jk+l} C_{jk} + X_{jk+l} S_{jk}),$$

где  $j$  – номер периода накопления ШПС;  $x_i$  и  $y_i$  – наблюдения на выходах квадратурного преобразователя;  $C_{jk}$  и  $S_{jk}$  – отсчёты (2.12) с учётом замены моментов  $t_k$  на  $t_k = t_0 + (k-1)\Delta t + (j-1)N$ ;  $l = 0, 1, \dots, N-1$  – номер канала поиска. Суммирование наблюдений в (2.13) ведётся от  $i = (k-1)m + (j-1)N + 1$  до  $i = km + (j-1)N$ ,  $m = T/T_d$  – число наблюдений на интервале, равном длительности элемента ПСП,  $T_d$  – интервал дискретизации.

Дальнейшее упрощение алгоритма поиска достигается заменой оптимального межпериодного накопителя с обратной связью по решению [38] некогерентным накопителем. В этом случае алгоритм (2.13), (2.14) дополняется алгоритмом межпериодного некогерентного накопления и принятия решения:

$$Z_l = \sum_{j=1}^n Z_{jl}, \quad Z_{jl} = \sqrt{z_{1jl}^2 + z_{2jl}^2}, \quad (2.15)$$

$$Z_m = \max_l Z_l, \quad l = 0, 1, \dots, N-1.$$

Структура квазиоптимального алгоритма поиска (2.12)–(2.15) поясняется схемой на рисунке 2.8. Квадратурный преобразователь (КП) формирует наблюдения  $x_i$  и  $y_i$  путём перемножения отсчётов  $v_i$  принятой реализации с отсчётами квадратурных опорных сигналов несущей частоты  $f_0$ . В устройстве поэлементной обработки (УЭО) реализуется алгоритм (2.13) равновесной корреляционной обработки наблюдений  $x_i$  и  $y_i$  на интервалах, равных длительности элемента ПСП. Результаты  $X_{jk}$  и  $Y_{jk}$  поэлементной обработки (2.13) запоминаются в оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ), а затем используются для вычисления статистик (2.14), (2.15) для каждого из  $N$  каналов блока поиска. Опорные кодовые последовательности  $\{c_{jk}\}$  и  $\{s_{jk}\}$  вырабатываются формирователем кодовых последовательностей (ФКП). Решающее устройство блока поиска определяет номер канала с максимальным значением выходной величины (модуля корреляции), формируя оценку  $\hat{\tau}_n$  времени запаздывания СП.

Структура одного канала поиска приведена на рисунке 2.9, где обозначения  $\times$ ,  $\Sigma$ ,  $(\cdot)^2$ ,  $\sqrt{\quad}$  соответствуют перемножителю, накапливающему сумматору, квадратору и вычислителю модуля корреляции.

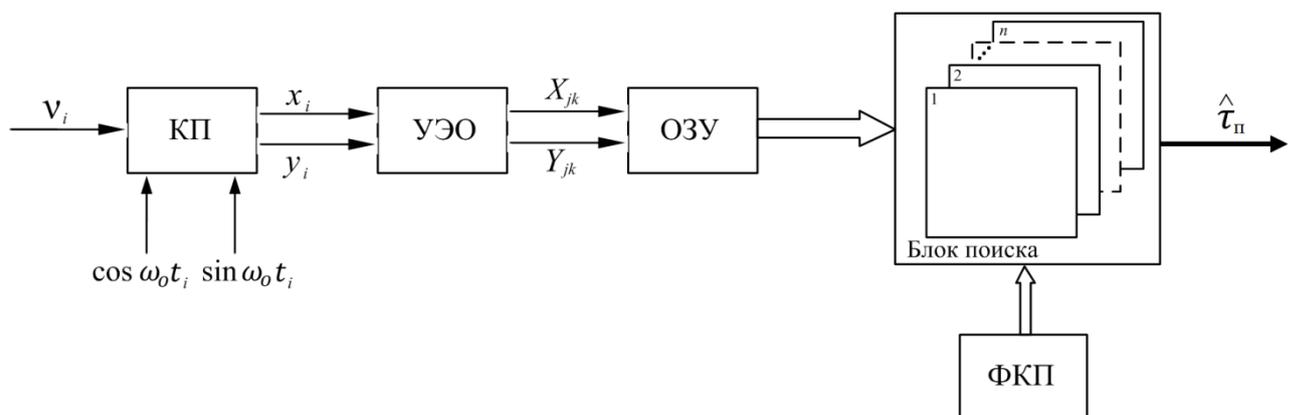


Рисунок 2.8 – Структура квазиоптимального алгоритма поиска структурной помехи

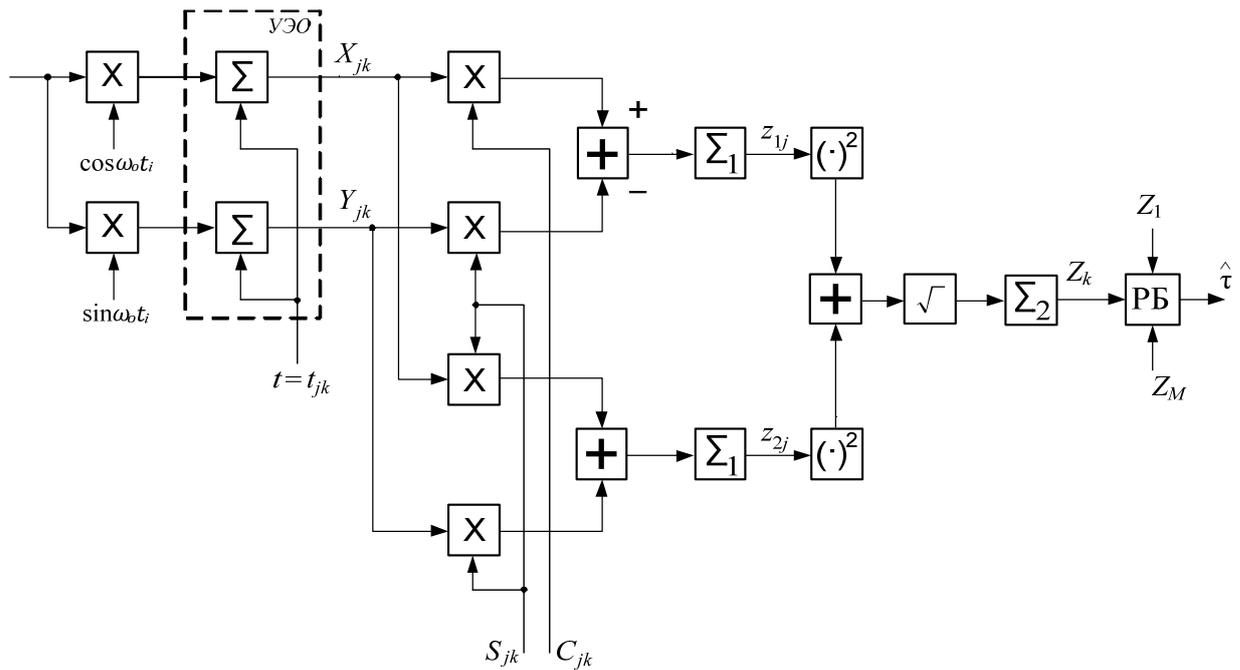


Рисунок 2.9 – Структура канала поиска квазиоптимального приёмника структурной помехи

Цифровые интеграторы  $\Sigma_1$  осуществляют интегрирование на интервалах, равных периоду ШПС (формулы (2.14)), а интегратор  $\Sigma_2$  – некогерентное суммирование модулей корреляции на  $n$  периодах ШПС (формулы (2.15)).

Время поиска для предлагаемого способа состоит из времени наблюдения  $nT_n$  и межпериодное некогерентное накопление  $N$  дискретных значений модуля ВКФ в режиме постобработки:  $(n+1)T_n < t < (n+1)T_n + T_{\text{доп}}$ , где  $T_{\text{доп}}$  – дополнительное время, затраченное на постобработку;  $T_{\text{доп}} \approx N^2 T_{\text{слож}}$  ( $T_{\text{слож}} = 1/f_t$  – время выполнения операции сложения/вычитания). При тактовой частоте операций вычислителя  $f_t = 300$  МГц (поддерживаемая частота ряда ПЛИС фирмы *Xilinx*® среднего уровня), числе периодов накопления  $n = 25$ , длительности ШПС  $T_n = 40$  мс, время поиска  $t_{\text{поиск}}$  составляет около 2 с. При поиске в режиме реального времени с помощью устройства, реализующего циклический способ поиска, с числом параллельных каналов  $N_{\text{кан}}$  время поиска для тех же условий составляет  $t_{\text{поиск}} = nT_n N / N_{\text{кан}} \approx 16383 \text{ с} / N_{\text{кан}}$  (около 2.5 мин при  $N_{\text{кан}} = 100$ ).

Приведенное упрощение алгоритма поиска достигается ценой потерь в помехоустойчивости не более 1 дБ по сравнению с оптимальным алгоритмом поиска при  $q \geq 5$  дБ [38].

#### 2.4.2 Блок-схема алгоритма поиска и обнаружения мощной структурной помехи

Поскольку компенсация необходима в случае сильного превышения сигнала помехой, алгоритм поиска и обнаружения мощной структурной помехи построен следующим образом:

1. Вычисляются значения модуля ВКФ (2.15) на одном периоде ШПС (накопление не требуется, т. к. отношение структурная помеха/шум составляет 0 дБ и более) в каждом из 4-х каналов приёма сигналов  $Pr1 - Pr4$  (по числу опорных станций).
2. Определяется максимальный выброс ВКФ  $Z_{mj}$  в каждом из 4-х каналов приёма сигналов  $Pr1 - Pr4$  ( $j=1,2,3,4$ ).
3. Определяется максимальный выброс ВКФ  $Z_m$  среди значений  $Z_{mj}$ .
4. Определяется 2-й по величине максимум ВКФ  $Z'_m$  в каналах приёма сигналов  $Pr1 - Pr4$ .
5. Проверяется критерий обнаружения сильного (мешающего) сигнала – структурной помехи:

$$Z_m > 50Z'_m .$$

Превышение мешающего сигнала от близкой ОС над сигналом других ОС на 34 дБ и более соответствует наличию мощной СП, для подавления которой и служит АКП. Номер  $m$  канала с максимальным значением выходной величины (модуля корреляции) соответствует оценке  $\hat{\tau}_n$  времени запаздывания СП на этапе поиска.

Приведенный алгоритм поиска и обнаружения мощной структурной помехи изображен на рисунке 2.10.

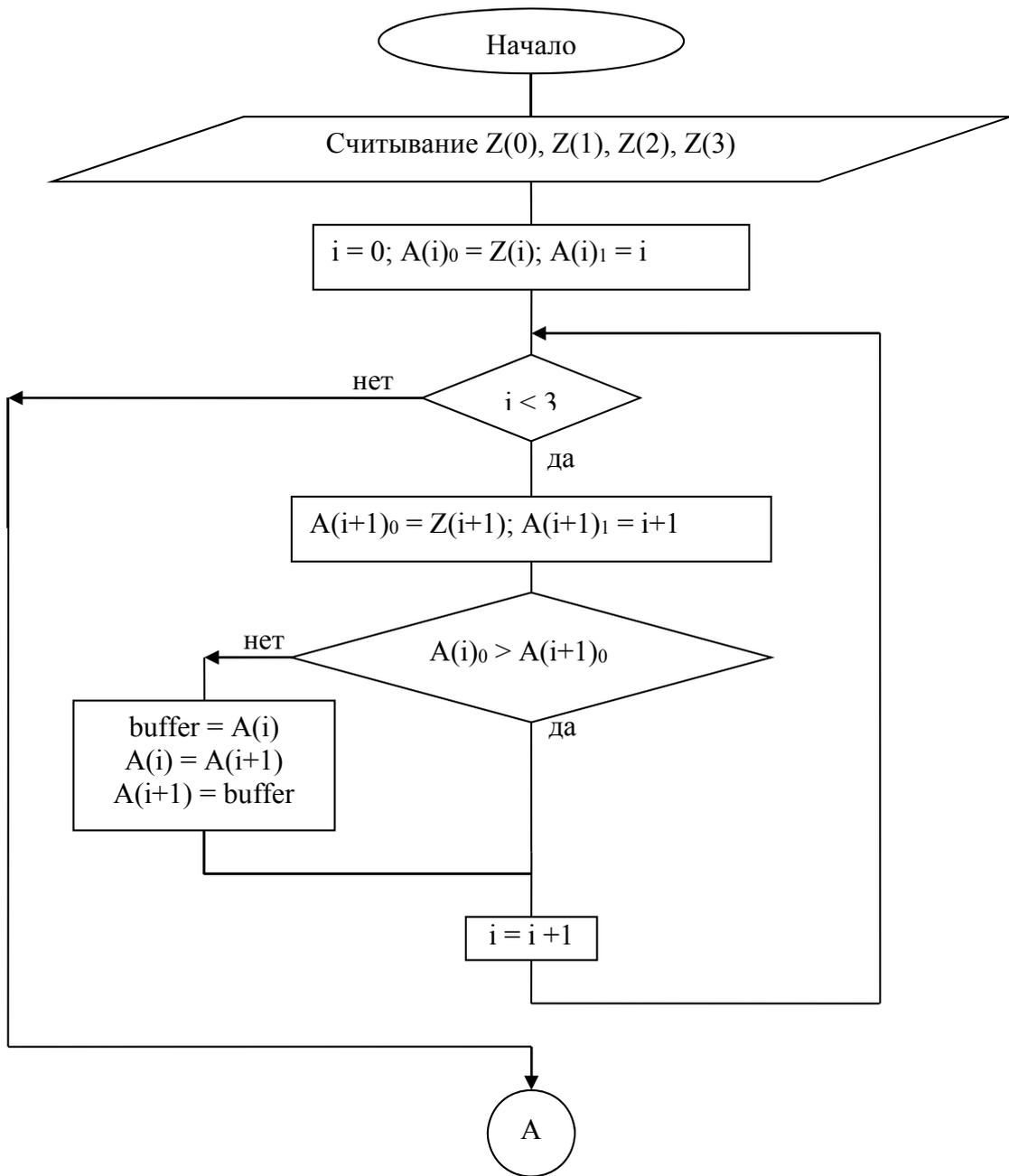


Рисунок 2.10 – Блок-схема алгоритма поиска и обнаружения мощной структурной помехи

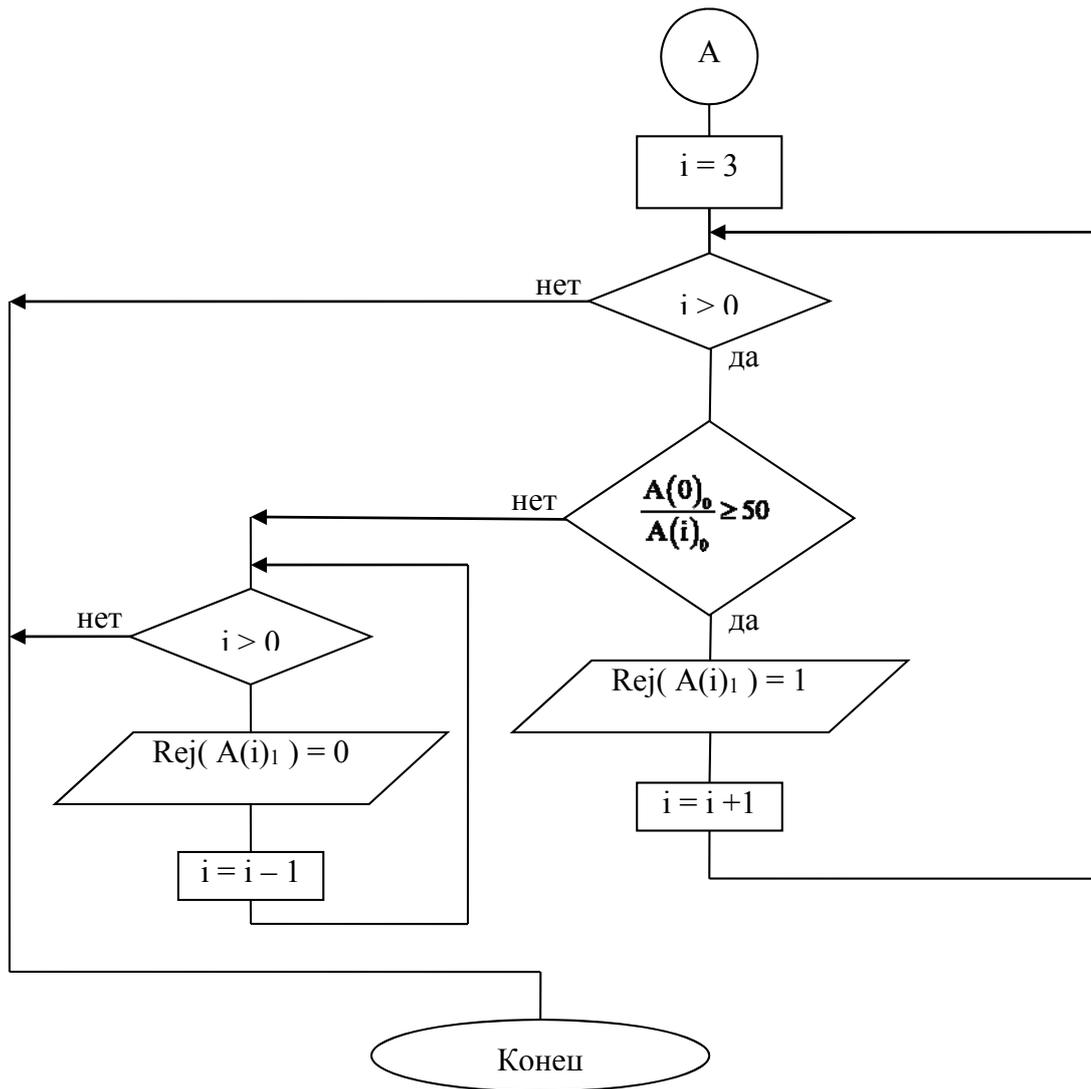


Рисунок 2.10. Продолжение – Блок-схема алгоритма поиска и обнаружения мощной структурной помехи

Приведенный алгоритм поиска и обнаружения мощной структурной помехи может быть реализован на базе одного канала.

### 2.4.3 Слежение за задержкой структурной помехи

Кодовой синхронизации (слежению за задержкой) предшествует поиск СП по времени запаздывания с точностью  $|\tau| \leq T/2$  (аномальные ошибки отсутствуют). По завершении поиска на начальном этапе кодовой синхронизации реализуется алгоритм некогерентного слежения за задержкой (*некоге-*

рентная ССЗ), а затем (после установления фазовой синхронизации) – алгоритм когерентной ССЗ.

В случае некогерентной ССЗ используется некогерентный временной дискриминатор, реализующий алгоритм [17]:

$$\begin{aligned} Z_{\text{д}} &= Z(\Delta) - Z(-\Delta), & Z(\pm\Delta) &= \sqrt{z_1^2(\pm\Delta) + z_2^2(\pm\Delta)}, \\ z_1(\pm\Delta) &= \sum_{i=1}^M [x_i I_i(\pm\Delta) - y_i Q_i(\pm\Delta)], & z_2(\pm\Delta) &= \sum_{i=1}^M [x_i Q_i(\pm\Delta) + y_i I_i(\pm\Delta)], \end{aligned} \quad (2.16)$$

где  $\hat{I}_i(\pm\Delta) = I(t_i - \hat{\tau}_{\text{п}} \pm \Delta)$  и  $\hat{Q}_i(\pm\Delta) = Q(t_i - \hat{\tau}_{\text{п}} \pm \Delta)$  – отсчеты опорных квадратурных сигналов, соответственно опережающих на  $\Delta$  (знак “+”) и отстающих на  $\Delta$  (знак “-“) относительно «синхронных» опорных сигналов  $I(t_i - \hat{\tau}_{\text{п}})$  и  $Q(t_i - \hat{\tau}_{\text{п}})$ ,  $\hat{\tau}_{\text{п}}$  – оценка времени запаздывания СП (априорное значение задержки  $\hat{\tau}$  формируется на этапе поиска);  $z_1(\pm\Delta)$  и  $z_2(\pm\Delta)$  – квадратурные компоненты корреляции комплексных огибающих принимаемого и опорных сигналов в «опережающем» и «задержанном» каналах дискриминатора;  $M = T_{\text{п}} / T_{\text{д}}$  – число отсчетов на интервале интегрирования.

Структура алгоритма (2.16) поясняется схемой на рисунке 2.11 (подробно показана схема «опережающего» канала). При малом дискрете  $\Delta$  изменения задержки  $\tau$  возможна асимптотически точная реализация оптимального алгоритма некогерентного слежения за задержкой СП.

В режиме слежения за фазой СП возможно когерентное (синхронное) детектирование, в результате которого выделяются квадратурные видеочастотные компоненты СП –  $I(t - \tau_{\text{п}})$  и  $Q(t - \tau_{\text{п}})$ . Систему слежения за указанными видеосигналами называют *когерентной*, как и временной дискриминатор, который в ней используется. В этом случае используется временной дискриминатор, реализующий алгоритм [17]:

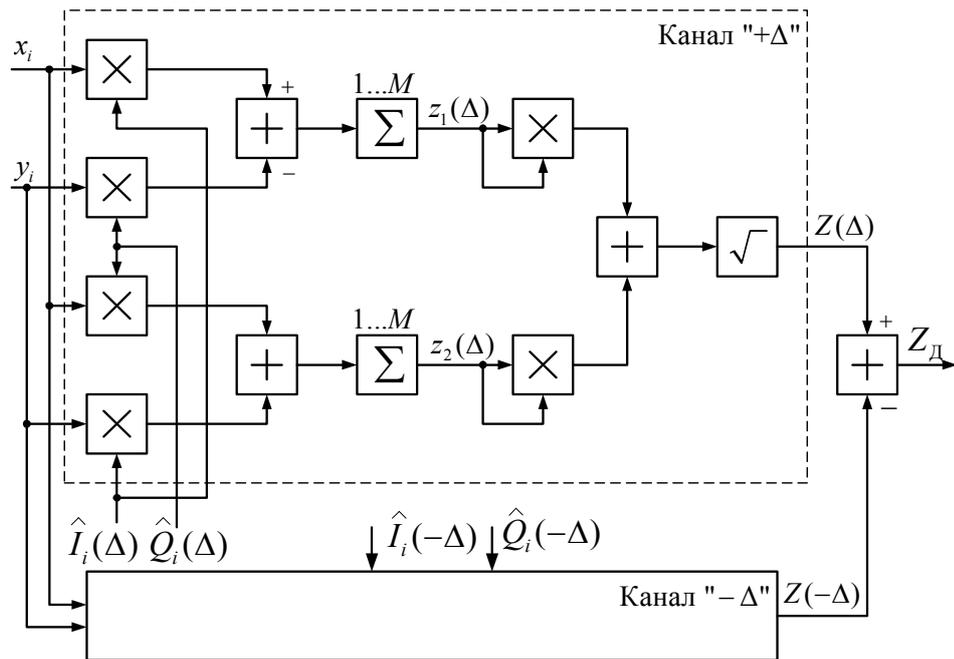


Рисунок 2.11 – Структура некогерентного временного дискриминатора

$$Z_{\text{допт}} = \text{th} \left[ \frac{z_1(\hat{\tau})}{\sigma^2} \right] z(\tau), \quad z(\tau) = \sum_{i=1}^M d(t_i - \hat{\tau}) [x_i Q(t_i - \hat{\tau}) + y_i I(t_i - \hat{\tau})]. \quad (2.17)$$

Структура оптимального алгоритма (2.16) поясняется схемой на рисунке 2.12, где обозначение  $f(\bullet)$  соответствует функциональному преобразователю с характеристикой  $f(x) = \text{th}(x)$ ,  $d_i = d(t_i - \hat{\tau})$ ,  $I_i = I(t_i - \hat{\tau})$  и  $Q_i = Q(t_i - \hat{\tau})$  – соответственно отсчеты опорной кодовой ПСП, а также отсчеты опорных квадратурных сигналов, формируемые синтезатором отсчетов (исполнительный элемент системы кодовой синхронизации). В отсутствие модуляции ШПС данными, когда  $D(t) = \text{const}(t) = 1$ , характеристика  $f(x) \equiv 1$ : оптимальный *когерентный дискриминатор* в отсутствие модуляции данными (рисунок 2.13).

Особенностью схемы когерентного временного дискриминатора является то, что синхронный детектор содержит два квадратурных канала для выделения видеочастотных сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$  с элементами вида *полуволны косинуса* (длительность элемента каждого квадратурного ШПС составляет  $2T$ ).

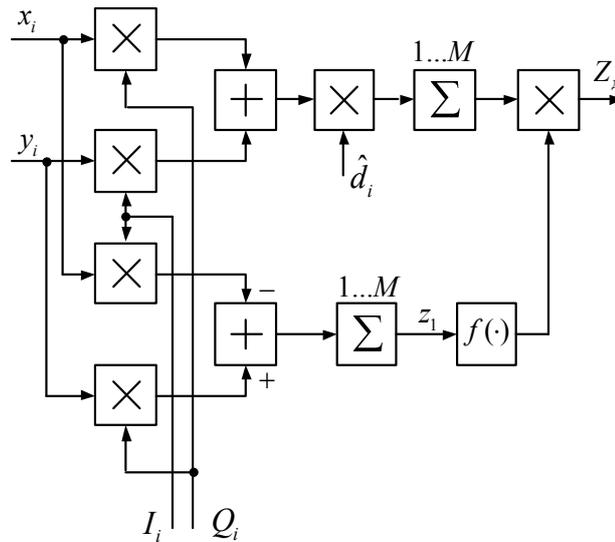


Рисунок 2.12 – Структура когерентного временного дискриминатора

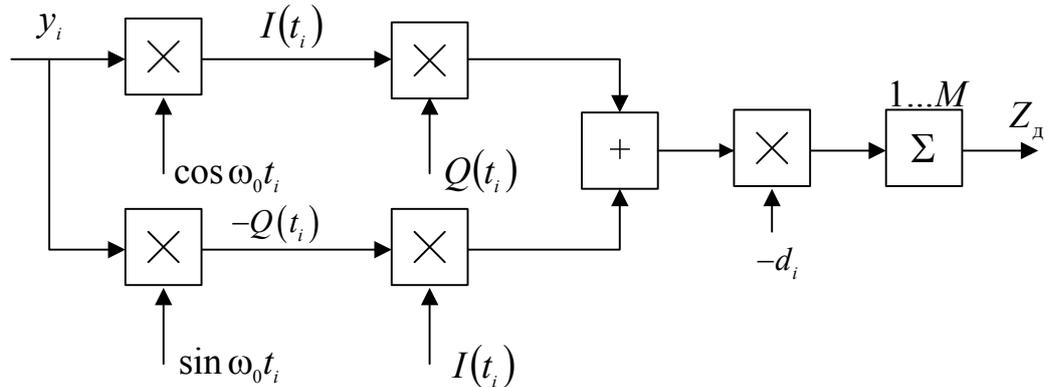


Рисунок 2.13 – Структура когерентного временного дискриминатора в отсутствие модуляции данными

В случае слежения за задержкой структурной помехи, промодулированной цифровыми данными, схема когерентного ВД должна быть дополнена перемножителем для снятия инверсной модуляции с сигнала ошибки  $Z_{дj}$  (рисунок 2.9). Нижний канал схемы предназначен для формирования оценки  $\hat{D}_j$  текущего информационного бита (демодулятор). Время интегрирования в когерентном дискриминаторе с обратной связью по решению определяется длительностью бита  $T_{П}$ .

Структурная схема когерентной ССЗ представлена на рисунке 2.14. Принятая реализация (отчеты  $y_i$ ) перемножается с опорными сигналами

$\cos \omega_0 t$  и  $\sin \omega_0 t$  промежуточной частоты, синфазными принятому ШПС. Результат синхронного детектирования представляет собой аддитивную смесь квадратурных видеочастотных компонент СП  $I(t - \tau_n)$  и  $Q(t - \tau_n)$  и дискретного белого шума. Составляющая удвоенной частоты  $\omega_0$  устраняется в процессе последующего интегрирования.

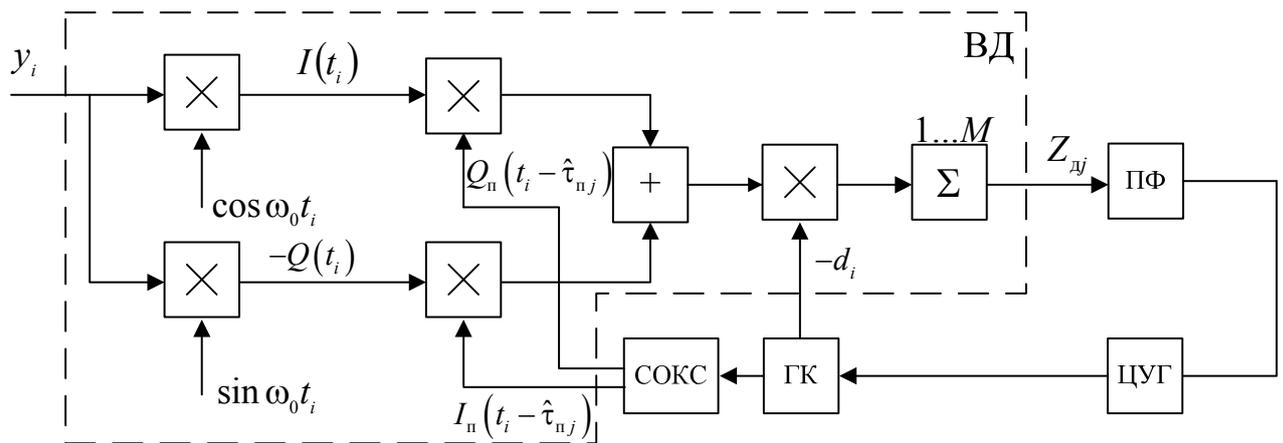


Рисунок 2.14 – Структурная схема когерентной СЗС

Сигнал с выхода сумматора в верхнем канале когерентного временного дискриминатора перемножается с опорной кодовой последовательностью  $d(t)$ , формируемой генератором кода. Код  $d(t) \in [1, -1]$  используется также при формировании опорных видеочастотных сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$  в синтезаторе опорных квадратурных сигналов. Результат перемножения интегрируется на интервалах, равных периоду  $T_n$  повторения ШПС, в результате чего образуется сигнал ошибки. Функции цифрового интегратора выполняет накапливающий сумматор со сбросом (цепи сброса на рисунке не показаны).

Далее, в перемножителе полученный сигнал ошибки перемножается с сигналом с выхода преобразователя  $f(\bullet)$ . Благодаря этому исключается влияние цифровой модуляции структурной помехи на формирование сигнала ошибки, пропорционального временному рассогласованию принятой СП и опорных квадратурных сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$ . Отсчеты  $Z_{dj}$  (2.7) запоминаются

на время  $T_n$ , определяющее шаг фильтрации, и поступают на петлевой фильтр (ПФ), цифровой управляемый генератор (ЦУГ) тактовой частоты, генератор кода (ГК) и синтезатор опорных квадратурных сигналов (СОКС), представляющие собой сглаживающие цепи и исполнительное устройство ССЗ. В моменты  $t = jT_n$  ( $j=1,2,\dots$ ) интеграторы сбрасываются, и начинает формироваться последующий отсчёт сигнала ошибки.

Петлевой фильтр ПФ сглаживает флуктуации сигнала ошибки, формируя управляющий сигнал для цифрового управляемого генератора. Сигнал тактовой частоты  $f_T = 1/T$ , формируемый ЦУГ, поступает на вход генератора кода. Формируемая генератором кода кодовая последовательность  $d(t)$  поступает на вход синтезатора опорных квадратурных сигналов, определяя знак приращения фазы  $\pi/2$  на интервалах, равных длительности  $T$  элемента кода.

С выходов синтезатора опорных квадратурных сигналов опорные квадратурные сигналы  $I(t)$  и  $Q(t)$  поступают на входы перемножителей ФД, а также на входы перемножителей модулятора блока оценки помехи.

#### 2.4.4 Слежение за фазой структурной помехи

Структура кольца слежения за фазой СП определяется, прежде всего, тем, имеется ли дополнительная модуляция данными или такая модуляция отсутствует. В первом случае используется фазовый дискриминатор, реализующий алгоритм [14]:

$$Z_{\text{допт}} = \text{th}\left(\frac{z_1}{\sigma^2}\right)z_2, \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} z_1 &= z_1(\hat{\phi}) = \sum_{i=1}^M y_i (I_i \cos \hat{\phi}_i - Q_i \sin \hat{\phi}_i), \\ z_2 &= z_2(\hat{\phi}) = \sum_{i=1}^M y_i (Q_i \cos \hat{\phi}_i + I_i \sin \hat{\phi}_i), \end{aligned} \quad (2.19)$$

где  $I_i = I(t_i)$ ,  $Q_i = Q(t_i)$  – отсчеты опорных сигналов  $I(t) = \cos \Theta(t)$ ,  $Q(t) = \sin \Theta(t)$ ,  $\hat{\Phi}_i = 2\pi f_0 t_i - \hat{\phi}$  – отсчеты полной фазы опорных сигналов несущей частоты (в режиме слежения);  $\hat{\phi}$  – оценка фазы  $\phi$  СП на предыдущем шаге фильтрации, экстраполированная на текущий шаг фильтрации.

Структура оптимального алгоритма ФД (2.18), (2.19) поясняется схемой на рисунке 2.15, где обозначение  $f(\bullet)$  соответствует функциональному преобразователю с характеристикой  $f(x) = \text{th}(x)$ . Отсчеты  $I_i$  и  $Q_i$  опорных квадратурных сигналов формируются системой кодовой синхронизации приемника, а отсчеты  $\cos \hat{\Phi}_i$  и  $\sin \hat{\Phi}_i$  опорных квадратурных сигналов несущей частоты формируются синтезатором отсчетов, который является исполнительным элементом ССФ.

Варианты реализации оптимального алгоритма ФД, представленные схемами на рисунке 2.15 (*a* и *б*), отличаются порядком выполнения операций фазового детектирования (умножения на отсчеты  $\cos \hat{\Phi}_i$  и  $\sin \hat{\Phi}_i$  опорных квадратурных сигналов несущей частоты) и «снятия» широкополосной частотной манипуляции (умножения на отсчеты  $I_i$  и  $Q_i$  квадратурных составляющих: на рисунке 2.15*a* – в первую очередь умножение на отсчеты опорных квадратурных сигналов несущей частоты; на рисунке 2.15*б* – в первую очередь умножение на отсчеты квадратурных составляющих комплексной огибающей опорного ШПС комплексной огибающей опорного ШПС). С точки зрения аппаратных и вычислительных затрат, связанных с реализацией, оба варианта эквивалентны.

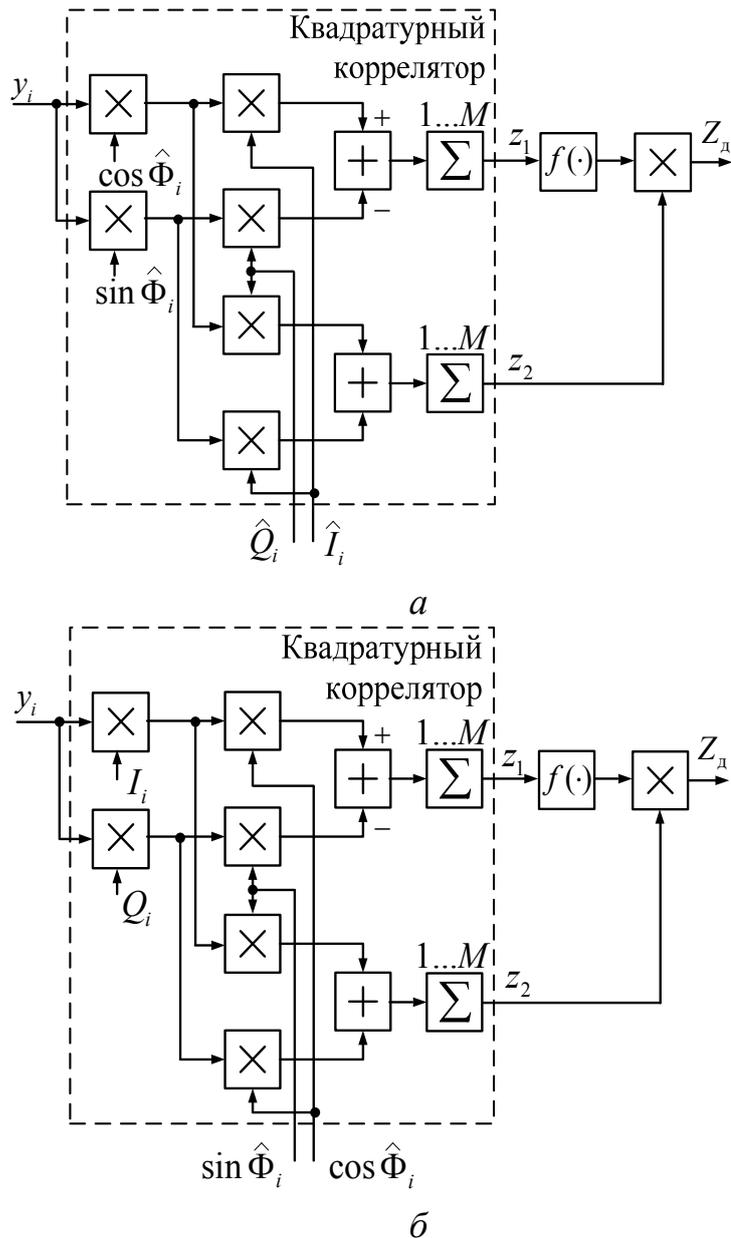


Рисунок 2.15 – Структура оптимального фазового дискриминатора СП

Рассмотрим работу ССФ (рисунок 2.16) с оптимальным фазовым дискриминатором СП (рисунок 2.11а). Входной сигнал, представляющий аддитивную смесь полезного сигнала, структурной помехи и шума, поступает на вход фазового дискриминатора системы слежения за фазой.

В фазовом дискриминаторе входной сигнал перемножается с опорными квадратурными сигналами, соответственно  $\cos(\omega_0 t)$  и  $\sin(\omega_0 t)$  частоты  $\omega_0$ , равной средней частоте структурной помехи. Указанные сигналы вырабаты-

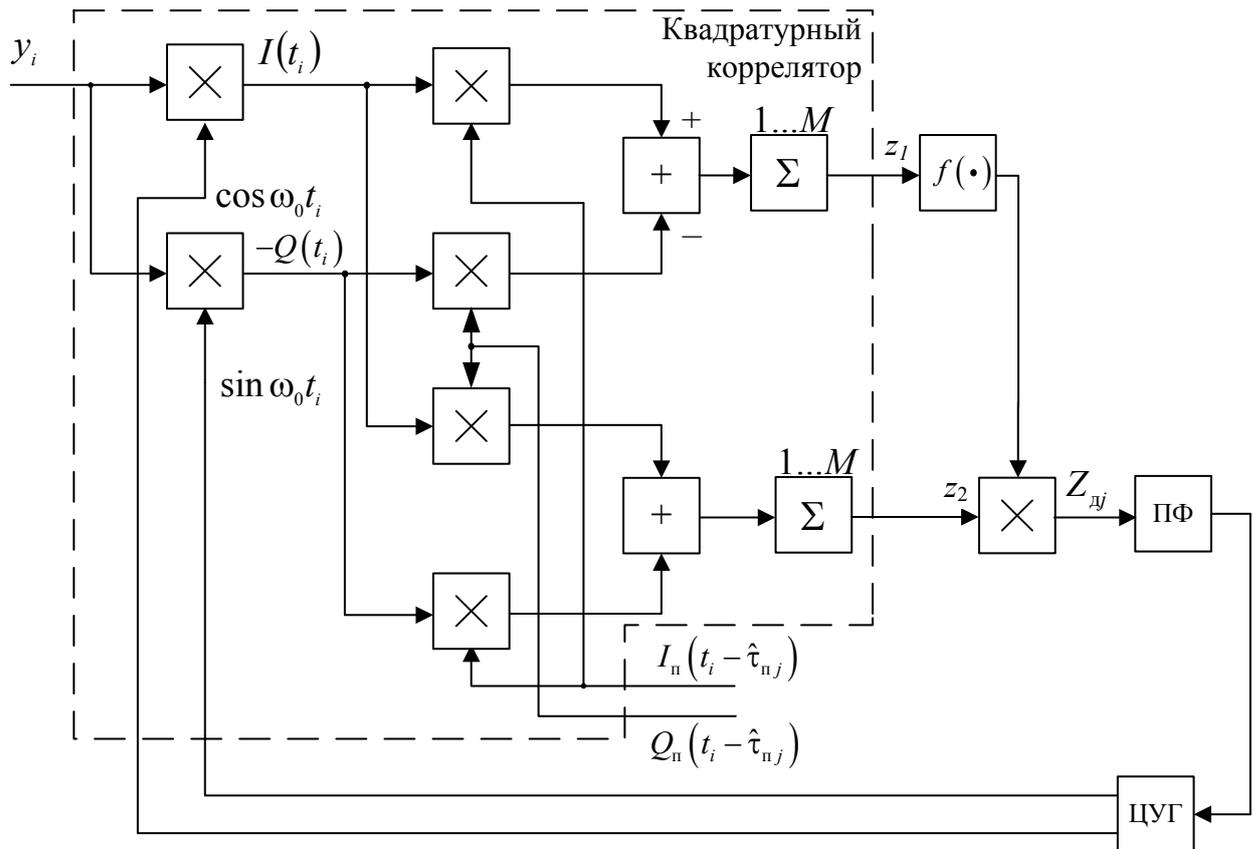


Рисунок 2.16 – Структура системы слежения за фазой СП

ваются подстраиваемым генератором блока слежения за фазой. Подстраиваемый генератор формирует квадратурные сигналы несущей частоты  $\cos \hat{\Phi}$  и  $\sin \hat{\Phi}$ ,  $\hat{\Phi} = \omega_0 t - \hat{\phi}$  – оценка полной фазы,  $\hat{\phi}$  – оценка начальной фазы несущего колебания. Квадратурные видеочастотные составляющие структурной помехи перемножаются с опорными видеочастотными сигналами, формируемыми синтезатором опорных квадратурных сигналов блока слежения за задержкой. При идеальной кодовой синхронизации опорные квадратурные сигналы  $\hat{I} = I(t - \hat{\tau})$  и  $\hat{Q} = Q(t - \hat{\tau})$  являются точными копиями квадратурных видеочастотных компонентов  $I(t)$  и  $Q(t)$  принимаемой структурной помехи:  $\hat{\tau}$  – оценка группового времени запаздывания на трассе распространения сигналов – оценка кодовой задержки СП.

Результаты перемножения квадратурных составляющих входного и опорных сигналов объединяются в вычитателе и сумматоре, образуя соответственно «косинусную» и «синусную» квадратурные составляющие, пропорциональные  $\cos\varphi(t)$  и  $\sin\varphi(t)$ , где  $\varphi(t)$  – фазовая ошибка системы синхронизации (составляющие удвоенной частоты  $\omega_0$  подавляются при последующей обработке). Цифровые интеграторы в квадратурных каналах ФД осуществляют интегрирование поступающих на их входы квадратурных составляющих сжатой по спектру структурной помехи на интервалах, равных периоду  $T_n$  повторения ШПС (одинаковому для полезного сигнала и структурной помехи). Сброс интеграторов осуществляется с шагом  $T_n$  синхроимпульсами, вырабатываемыми ССЗ (цепи сброса на рисунке не показаны).

Результаты  $z_1$  и  $z_2$  интегрирования в квадратурных каналах ФД, пропорциональные величинам  $A\cos\varphi$  и  $A\sin\varphi$ , где  $A$  – амплитуда СП, поступают на выходной перемножитель. Последний формирует сигнал ошибки  $z_d(\varphi)$ , пропорциональный фазовому рассогласованию принимаемой структурной помехи и опорных сигналов частоты  $\omega_0$ . При этом составляющая  $z_2$  поступает на сигнальный вход перемножителя непосредственно, а составляющая  $z_1$  поступает на опорный вход через функциональный преобразователь с характеристикой  $f(\bullet)$ , благодаря чему исключается влияние цифровой модуляции  $D(t) \in [1, -1]$  структурной помехи на формирование сигнала ошибки  $z_d(\varphi)$ .

Выходной сигнал петлевого фильтра ПФ<sub>1</sub>, сглаживающего флуктуации сигнала ошибки  $z_d(\varphi)$ , обусловленные действием шума, используется для управления частотой и фазой опорных сигналов, формируемых подстраиваемым генератором.

Результат  $z_1$  интегрирования в синфазном канале ФД поступает на вход решающего устройства демодулятора, осуществляющего оценку  $\hat{D}_k$  текущего

информационного символа структурной помехи на момент  $t = kT_{\Pi}$ , которая используется при формировании копии структурной помехи.

Блок оценки амплитуды формирует оценку амплитуды СП  $\hat{A}_{\Pi}$ , которая используется в квадратурном модуляторе для формирования копии структурной помехи. Для этого используется результат  $z_1$  интегрирования в синфазном канале ФД (рисунок 2.16):  $\hat{A}_{\Pi} = 2|z_1|/M$ , где  $M = T_{\Pi}/T_{\text{д}}$  – число отсчетов на интервале интегрирования,  $T_{\text{д}}$  – интервал дискретизации. Фильтр нижних частот служит для сглаживания флуктуаций оценки амплитуды помехи. При превышении оценкой  $\hat{A}_{\Pi}$  заданного порогового уровня блок оценки амплитуды формирует управляющий сигнал на включение АКП в тракт приема полезного сигнала.

## **2.5 Алгоритм измерения задержки двухкомпонентного шумоподобного сигнала**

Трудности задачи межпериодного накопления результатов корреляционной обработки, полученных на интервалах интегрирования, равных периоду повторения ШПС, возрастают с ростом базы ШПС и уменьшением энергopotенциала радиолинии. Успешное решение этой задачи во многом определяет характеристики приемника ШПС в целом (время установления синхронизации, аппаратные и вычислительные затраты и пр.)

Рассмотрим алгоритм поиска по времени запаздывания двухкомпонентного шумоподобного сигнала с использованием обеих его компонент (пилотной и информационной). Принимаемый сигнал представим в виде суммы двух квадратурных компонент (пилотной и информационной):

$$s(t) = H_1(t - \tau_c) \cos(\omega_0 t + \varphi) + D(t - \tau_c) H_2(t - \tau_c) \sin(\omega_0 t + \varphi), \quad (2.20)$$

где  $\omega_0$  – несущая частота;  $\varphi$  – начальная фаза;  $\tau_c$  – время запаздывания;

$$H_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d_{lk} H_0(t - kT), \quad \{d_{lk} = \pm 1\}, \quad l = 1, 2$$
 – квазиортогональные периодиче-

ские псевдослучайные последовательности (ПСП) длины  $N$  с частотой следования символов  $f_T = 1/T$ ;  $H_0(t)$  – функция, описывающая форму одиночного элементарного импульса длительности  $T$  (чипа);  $D(t)$  – двоичный информационный сигнал (данные). Выражение (2.20) записано в предположении, что амплитуда сигнала равна 1.

Каждый канал блока корреляторов устройства поиска содержит две пары корреляторов, осуществляющих приём и обработку квадратурных компонент сигнала (2.20). Принятая реализация  $y(t)$ , представляющая смесь сигнала и шума, поступает на общий для всех каналов устройства поиска квадратурный расщепитель, где перемножается с опорными гармоническими сигналами несущей частоты  $\omega_0$  с фазами  $0$  и  $\pi/2$ . Затем каждая из двух квадратурных компонент перемножается с каждой опорной ПСП  $H_1(t - \tau_k)$  и  $H_2(t - \tau_k)$  с задержкой  $\tau_k$ ,  $k = \overline{1, M}$  ( $M$  – число каналов устройства поиска). Результаты перемножения интегрируются на интервалах наблюдения, равных периоду повторения ПСП  $T_{\Pi} = NT$ , образуя квадратурные составляющие корреляционных интегралов (корреляции) пилотной ( $I_{1i}(\tau)$  и  $Q_{1i}(\tau)$ ) и информационной ( $I_{2i}(\tau)$  и  $Q_{2i}(\tau)$ ) компонент. На основе квадратурных корреляций, накопленных за  $n$  периодов ПСП, вычисляются модули корреляций. Принятие решения о значении параметра  $\tau_c$  производится решающим блоком на основе выбора максимальной из выходных величин каналов блока межпериодного накопления.

Проведем анализ помехоустойчивости алгоритма поиска по времени запаздывания двухкомпонентного шумоподобного сигнала с использованием обеих его компонент: пилотной и информационной. Полагаем, что на вход блока межпериодного накопления устройства поиска поступают с шагом  $T_n$  квадратурные корреляции, вычисленные на интервалах интегрирования  $[(i-1)T_n, iT_n]$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ , для  $\tau = \tau_k$ ,  $k = \overline{1, M}$ :

$$I_{1i}(\tau) = \int_{(i-1)T_n}^{iT_n} y(t) H_1(t-\tau) \cos(\omega_0 t) dt; \quad Q_{1i}(\tau) = \int_{(i-1)T_n}^{iT_n} y(t) H_1(t-\tau) \sin(\omega_0 t) dt, \quad (2.21)$$

$$I_{2i}(\tau) = \int_{(i-1)T_n}^{iT_n} y(t) H_2(t-\tau) \sin(\omega_0 t) dt; \quad Q_{2i}(\tau) = \int_{(i-1)T_n}^{iT_n} y(t) H_2(t-\tau) \cos(\omega_0 t) dt.$$

Структура одного канала блока межпериодного накопления представлена на рисунке 2.17, где обозначения  $\times$ ,  $\sum$  и  $\text{sign}$  соответствуют множителю, накапливающему сумматору и функциональному преобразователю с характеристикой  $\text{sign}(x)$ . Два верхних квадратурных канала соответствуют когерентному накопителю для пилотной компоненты, а нижние два канала – квазикогерентному накопителю для информационной компоненты сигнала.

Когерентный накопитель формирует квадратурные корреляции

$$I_1(\tau) = \sum_{i=1}^n I_{1i}(\tau), \quad Q_1(\tau) = \sum_{i=1}^n Q_{1i}(\tau). \quad (2.22)$$

Структура квазикогерентного квадратурного накопителя определяется алгоритмом [69]

$$I_2(\tau) = \sum_{i=1}^n \hat{D}_i(\tau) I_{2i}(\tau), \quad Q_2(\tau) = \sum_{i=1}^n \hat{D}_i(\tau) Q_{2i}(\tau), \quad (2.23)$$

$$\hat{D}_i(\tau) = \text{sign} [I_{2i}(\tau) I_1(\tau|i) - Q_{2i}(\tau) Q_1(\tau|i)].$$

В соответствии с (2.23) (первое равенство) производится снятие инверсной модуляции с квадратурных составляющих на каждом  $i$ -м шаге накопления ( $i=1, \dots, n$ ). Для этого используется оценка информационного символа (второе равенство), которая формируется на основе текущих результатов когерентного накопления (2.22):

$$I_1(\tau|i) = \sum_{j=1}^i I_{1j}(\tau), \quad Q_1(\tau|i) = \sum_{j=1}^i Q_{1j}(\tau). \quad (2.24)$$

Результаты накопления (2.24) объединяются, образуя квадратурные корреляции  $I(\tau) = I_1(\tau) + I_2(\tau)$  и  $Q(\tau) = -Q_1(\tau) + Q_2(\tau)$ , на основе которых вычисляются модули корреляции  $Z(\tau) = \sqrt{I^2(\tau) + Q^2(\tau)}$ .

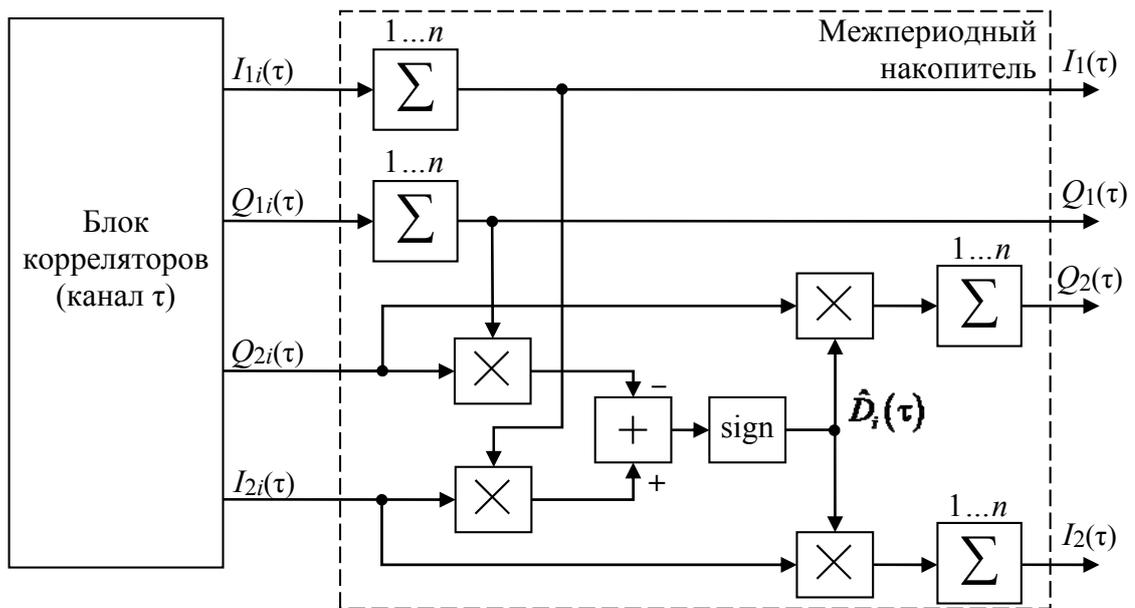


Рисунок 2.17 – Структура алгоритма межпериодного накопления

Предложенный алгоритм поиска может быть использован в корреляционных приемниках периодических ШПС с пилотной и информационной компонентами, обеспечивая помехоустойчивость, близкую к потенциально достижимой в отсутствие модуляции данными [69].

## **Выводы по главе 2**

1. Эффективным способом нейтрализации мощной структурной помехи в широкополосных РНС является применение автокомпенсатора на основе двухпетлевого следящего фильтра.

2. С учетом реализации наиболее перспективен алгоритм АКП с бланкированием первого элемента СП в канале принимаемого сигнала. Данная мера позволяет значительно ослабить негативное влияние модуляции данными на эффективность подавления СП.

3. Предложенный квазиоптимальный алгоритм поиска с использованием прямоугольной аппроксимации элементов опорных видеочастотных квадратурных сигналов позволяет существенно сократить время поиска и аппаратные затраты на реализацию.

4. Алгоритм обнаружения мощной СП позволяет идентифицировать мощную структурную помеху и при отношении мощного сигнала к слабым выше порогового включить автокомпенсатор в тракт приема.

## **Глава 3. Эффективность подавления структурной помехи при приёме шумоподобного *MSK*-сигнала**

### **3.1 Моделирование автокомпенсатора структурной помехи в системе автоматизированного проектирования *Matlab-Simulink***

На сегодняшний день существует широкий выбор систем инженерного анализа, систем автоматизированного проектирования. Современной и одной из наиболее перспективных систем является *Matlab-Simulink*, предоставляющая обширные возможности для структурного моделирования и анализа сложных систем. Система *Matlab-Simulink* характеризуется высокой оптимальностью алгоритмов работы по сравнению с аналогами, что приводит к высокой точности результатов моделирования. При моделировании автокомпенсатора в системе *Matlab-Simulink* применяются библиотечные элементы, имеющие однозначное соответствие с готовыми модулями, реализуемыми в программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС), что существенно на этапе разработки реального устройства. Для решения задачи реализации устройств на ПЛИС имеется пакет *Xilinx System Generator for DSP*, интегрируемый с системой *Matlab-Simulink*. Малое время проектирования, простота моделирования, а также возможность оперативного исправления ошибок на этапе реализации и малая стоимость разработки делает методику проектирования радиоэлектронной аппаратуры с использованием ПЛИС очень привлекательной. Временные характеристики современных ПЛИС удовлетворяют требованиям, предъявляемым к системным контроллерам, контроллерам высокоскоростных интерфейсов ввода-вывода и, тем более, к медленным периферийным контроллерам. Размеры же современных программируемых схем позволяют достичь высокого уровня интеграции, полностью соответствующего современным требованиям. На рисунке 3.1 показана модель блока формирования СП.



фазой и задержкой, блока оценки амплитуды и блока имитации СП содержит также формирователи СП и копии СП и вычитатель. На рисунке А.1 приняты обозначения:  $Fdop$  – доплеровский частотный сдвиг, Гц;  $Tau0$  – начальное значение задержки, с;  $phi0$  – начальное значение фазового сдвига, рад;  $Vozdeistv$  – блок имитации (рисунок 3.2), формирующий в соответствии с доплеровским сдвигом значения задержки, фазового сдвига и информационный символ  $D(t) = (-1)^k$ , где  $k$  – номер периода ШПС;  $Pomeha Generator$  – блок формирования структурной помехи;  $BSF$  – блок слежения за фазой;  $BSZ$  – блок слежения за задержкой;  $BOA$  – блок оценки амплитуды;  $PF1$  – первый петлевой фильтр;  $PF2$  – второй петлевой фильтр;  $Former IQ$  – формирователь опорных видеочастотных сигналов  $I(t - \hat{t})$  и  $Q(t - \hat{t})$ ;  $Former Cos Sin$  – формирователь квадратурных сигналов несущей частоты  $\cos \hat{\Phi}$  и  $\sin \hat{\Phi}$ ,  $\hat{\Phi} = \omega_0 t - \hat{\phi}$  – оценка полной фазы;  $Modulator$  – модулятор;  $Rejector$  – вычитатель;  $To File: Vihod Compensatora$  – блок записи данных в файл.

Блок, представленный на рисунке 3.2, имитирует СП с учетом доплеровского частотного сдвига. Начальные значения кодовой задержки и фазового сдвига, значение доплеровского сдвига подаются на порты, обозначенные соответственно  $tau0$ ,  $phi0$ ,  $Fdop$ .

Модель компенсатора на рисунке А.1 имитирует СП, изменяя ее задержку и фазовый сдвиг в соответствии с установленными начальными значениями и доплеровским частотным сдвигом и формируя информационный символ  $D(t)$ , формирует СП, имитирует работу блоков слежения за фазой и задержкой и блока оценки амплитуды, на основе полученных оценок формирует копию СП и вычитает ее из самой структурной помехи.

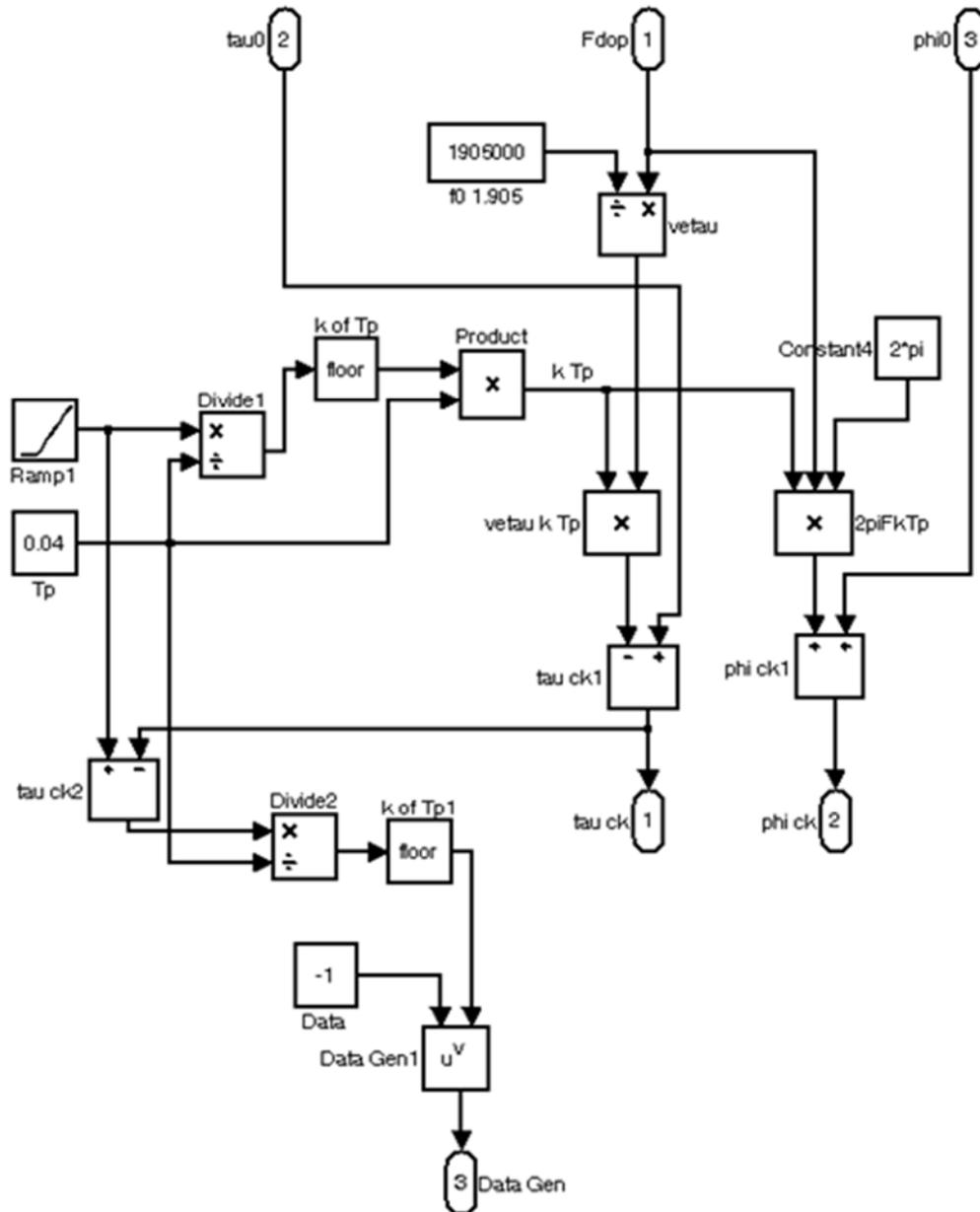


Рисунок 3.2 – Блок имитации параметров СП с учетом доплеровского частотного сдвига

### 3.1.1 Блок оценки амплитуды

На рисунке 3.3 представлена модель блока оценки амплитуды и информационного символа в режиме реального времени. На рисунке обозначено:  $Z_{1k}$  – вход для сигнала синфазного канала ФД; *sign block* – блок вычисления знаковой функции; *Noise<sub>3</sub>* – источник шума  $n_{3k}$  с дисперсией 0.0001 и тактовым интервалом равным  $T$ ,  $Dk\_cosPhi$  – вход для сигнала

модели ФД. БОА использует синфазный канал фазового дискриминатора, что сокращает вычислительные затраты на вычисление модуля корреляции по квадратурным каналам. В режиме слежения за фазой несущего колебания фазовая ошибка не оказывает заметного влияния на оценку амплитуды. При подаче на вход  $Z1k$  сигнала с выхода синфазного канала ФД блок оценки амплитуды сглаживает флуктуации сигнала, устанавливая на своем выходе значение оценки амплитуды СП.

Дисперсия оценки относительной амплитуды  $(\hat{A} - A) / A$  определяется отношением СП/шум на выходе синфазного канала ФД:  $\sigma_{\delta A}^2 = 1 / q^2$ . В худшем случае, когда отношение СП/шум на входе АКП составляет  $h = -5$  дБ, отношение СП/шум в полосе ШПС составляет  $q = 40$  дБ, а СКО ошибки по относительной амплитуде составляет  $\sigma_{\delta A} = 0.01$ . Усреднение ошибки за счёт использования ФНЧ даёт дополнительное уменьшение ошибки в  $1 / \sqrt{2F_{ш}T_n}$  раз. При шумовой полосе ФНЧ  $F_{ш} = 0.5$  Гц уменьшение ошибки составит 5 раз, а СКО ошибки  $\sigma_{\delta A} = 0.002$ .

На рисунке 3.4 приведена временная диаграмма оценки  $\hat{A}_k$  амплитуды СП, которая отражает переходной процесс в БОА и флуктуации, обусловленные воздействием шума.

На рисунке 3.5 приведена временная диаграмма ошибки оценки амплитуды. Как видно из рисунка, модель БОА, составляющие приемник мешающего сигнала, обеспечивает требуемую точность оценки амплитуды в условиях воздействия шума и при доплеровском сдвиге 0.2 Гц, считающимся максимально возможным для данной РНС. При этом СКО нормированной ошибки оценки амплитуды  $\sigma_A = 0.0022$ , что совпадает с аналитическим результатом.

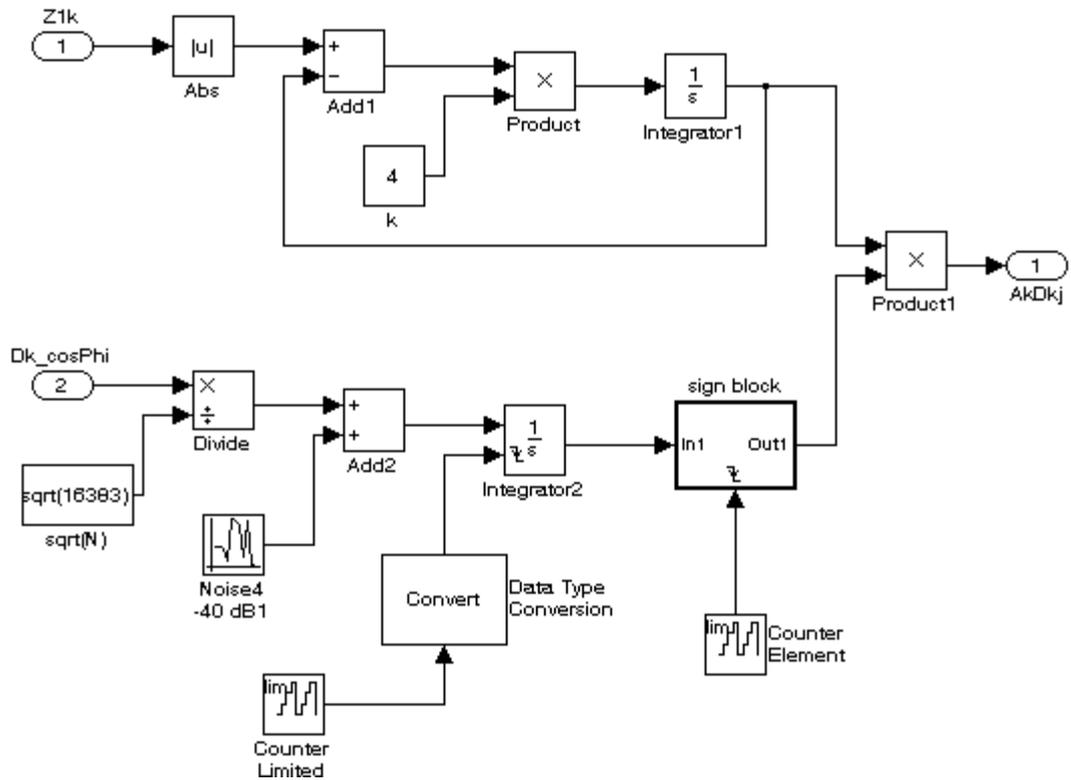


Рисунок 3.3 – Модель блока оценки амплитуды в системе *Matlab-Simulink*

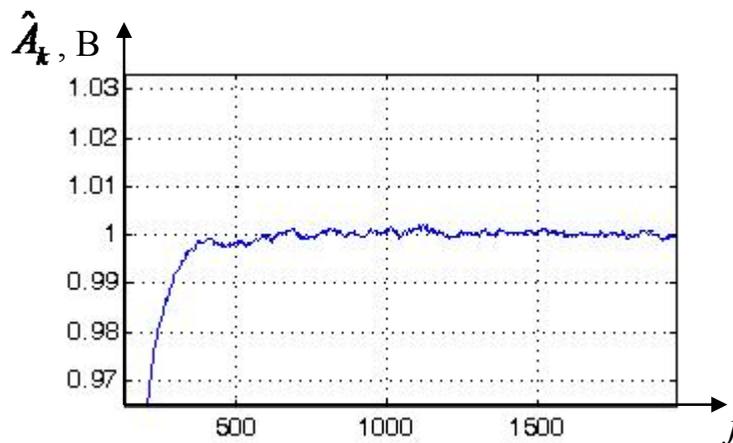


Рисунок 3.4 – Временная диаграмма оценки амплитуды СП

С выхода модели  $Dk\_cosPhi$  фазового дискриминатора сигнал, модулированный цифровым сообщением  $D(t)$ , поступает в БОА. Блок оценки амплитуды производит оценку текущего информационного символа с интервалом  $T$  в условиях воздействия шума.

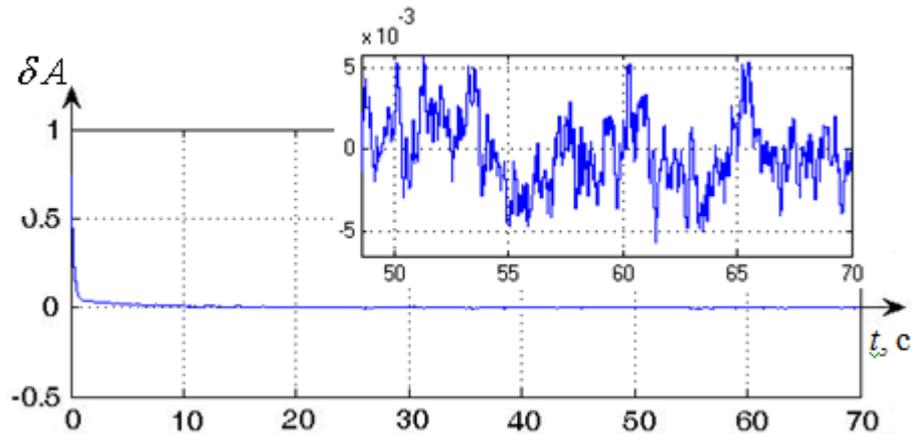


Рисунок 3.5 – Временная диаграмма ошибки оценки амплитуды.

Отношение СП/шум после корреляционной обработки на интервале  $T_n$  в приемнике составляет порядка 40 дБ и определяется выражением

$$q = \sqrt{2E_n / N_0}, \quad E_n = P_n T_n = P_n N T,$$

где  $E_n$  и  $P_n$  – соответственно энергия и мощность СП,  $N_0$  – спектральная плотность шума. отношение СП/шум за время длительности элемента  $T$

$$q_T = \sqrt{\frac{2P_n T}{N_0}} = \sqrt{\frac{2P_n N T}{N_0 N}} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sqrt{\frac{2E_n}{N_0}} = \frac{q}{\sqrt{N}}.$$

Тогда вероятность ошибки определения информационного символа находится как

$$P_{\text{ош}} = 1 - \Phi(q_T \sqrt{j}), \quad (3.1)$$

где  $q_T = \sqrt{\frac{2P_n T}{N_0}}$  – отношение СП/шум на длительности элемента  $T$ ;

$\Phi(x)$  – интеграл вероятности Лапласа [22];  $j$  – номер текущего элемента ПСП,  $j = 0, 1, 2, \dots$

На рисунке 3.6а представлена зависимость вероятности  $P_{\text{ош}}$  от относительного времени интегрирования  $t/T$ , равного количеству проинтегрированных элементов ПСП при отношении СП/шум  $q_T = 3$  дБ (0 дБ в полосе ШПС). Из рисунка видно, что при оценивании текущего информационного символа по первым 25 элементам ПСП вероятность ошибки  $P_{\text{ош}} \approx 1 \cdot 10^{-4}$ . На рисунке 3.6б представлена временная диаграмма

оценки  $\hat{D}_{k,j}$  текущего информационного символа после окончания переходных процессов в системе: по оси абсцисс отложено относительное время  $j = t/T$ .

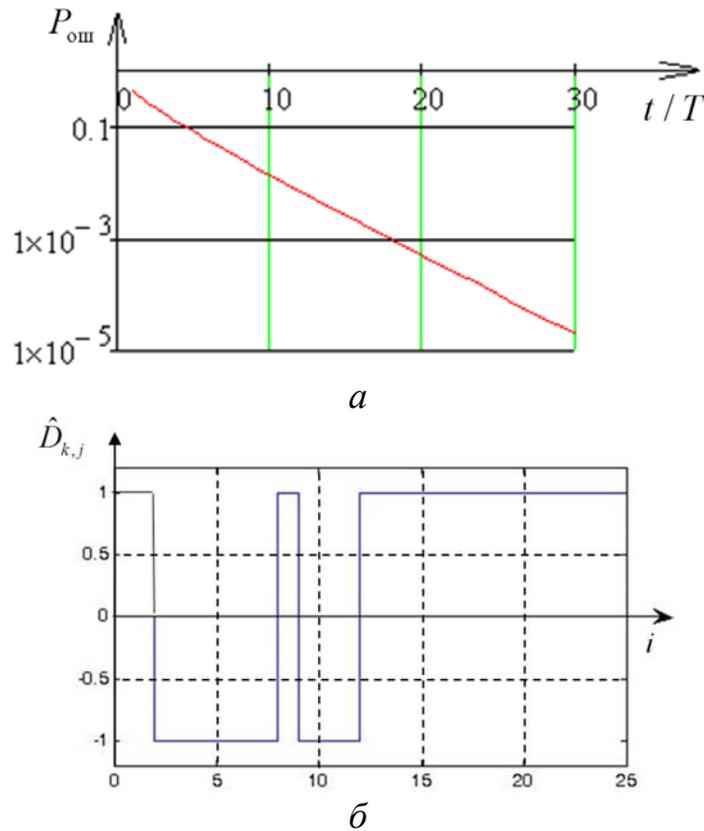


Рисунок 3.6 – Оценка текущего информационного символа:  
 а – зависимость вероятности  $P_{\text{ош}}$  от времени интегрирования;  
 б – временная диаграмма оценки  $\hat{D}_{k,j}$

Таким образом,  $m$  может составлять величину до нескольких элементов. Для исключения проникновения ошибочно компенсируемой помехи (копия помехи модулирована ошибочным информационным символом) следует : а) включить в тракт задержку на 5 элементов (см. параграф 2.4), б) бланкировать на 5 позиций (см. параграф 2.5). В первом случае задержка на 5 элементов ПСП потребует около 4 кб (при 16-разрядном представлении входного сигнала и частоте дискретизации  $f_{\text{д}} = 10f_0 \approx 20$  МГц). Во втором случае количество исключаемых элементов ПСП при  $N = 16383$  пренебрежимо мало, как и потери энергии сигнала и помехи.

### 3.1.2 Система слежения за задержкой

Кодовой синхронизации предшествует поиск СП по времени запаздывания с точностью  $|\tau| \leq T/2$  (аномальные ошибки отсутствуют), где  $\tau$  – ошибка синхронизации:  $\tau = \tau_n - \hat{\tau}_{n0}$ ,  $\hat{\tau}_{n0}$  – априорное значение задержки ШПС  $\tau_n$ , формируемое на этапе поиска. На схеме автокомпенсатора помехи ради упрощения не показан блок поиска.

Вероятность аномальных ошибок определяется формулой [17]

$$P_{\text{ош}} \cong \frac{N-1}{2} \exp\left(-\frac{q^2}{4}\right) \cong \frac{N}{2} \exp\left(-\frac{q^2}{4}\right), \quad (3.2)$$

где  $q_R = qR(T/2) \approx 0.78q$  – отношение СП/шум для наименее благоприятного случая, когда погрешность кодовой синхронизации по завершении поиска составляет  $\pm T/2$  (при дискрете поиска  $\Delta = T$  и  $P_{\text{ош}} \rightarrow 0$ ). В этом случае правильному окончанию поиска соответствует один из двух опорных сигналов, имеющих временную расстройку  $-T/2$  и  $T/2$  относительно принимаемой СП.

При отношении СП/шум  $q = 40$  дБ и  $N = 2^{14} - 1 = 16383$  рассчитанная по формуле (3.2) вероятность ошибки пренебрежимо мала ( $P_{\text{ош}} < 10^{-10}$ ).

По завершении поиска на начальном этапе кодовой синхронизации реализуется алгоритм некогерентного слежения за задержкой СП (*некогерентная ССЗ*), а затем (после установления фазовой синхронизации) – алгоритм *когерентной ССЗ*.

Дискриминатор *некогерентной ССЗ* является двухканальным. Каналы "+T/2" и "-T/2" соответствуют опорным квадратурным сигналам  $I_{\pm}(t) = I_n(t \pm T/2)$  и  $Q_{\pm}(t) = Q_n(t \pm T/2)$ , опережающим и отстающим на  $T/2$  относительно «синхронных» опорных сигналов  $I_n(t) = I(t - \tau)$  и  $Q_n(t) = Q(t - \tau)$ , где  $\tau$  – ошибка синхронизации:  $\tau = \tau_n - \hat{\tau}_n$ ,  $\hat{\tau}_n$  – оценка задержки ШПС  $\tau_n$ , формируемая системой слежения за задержкой. Сигнал

ошибки  $Z_d(\tau)$  формируется в соответствии с алгоритмом (2.16) временного дискриминатора.

Когерентный дискриминатор использует только синфазную составляющую  $z_1(\tau)$  «синхронного» канала (алгоритм (2.17)). На рисунке 3.7 приведена модель когерентного временного дискриминатора, описываемая формулой (2.17). Смысл обозначений следующий:  $\tau_{\text{auk}}$  – вход для задержки СП по коду,  $\tau$  to minus – вход для сигнала петлевого фильтра ССЗ,  $\text{Noise3}$  – источник шума  $n_{\text{зк}}$  с дисперсией 0.0001,  $\text{Sign in}$  – вход для сигнала знакового преобразователя,  $Z_{\text{tau}}$  – выход дискриминатора,  $R(\tau)$  – выход сигнала для модели ФД,  $Dk\_cosPhi$  – вход для сигнала модели ФД.

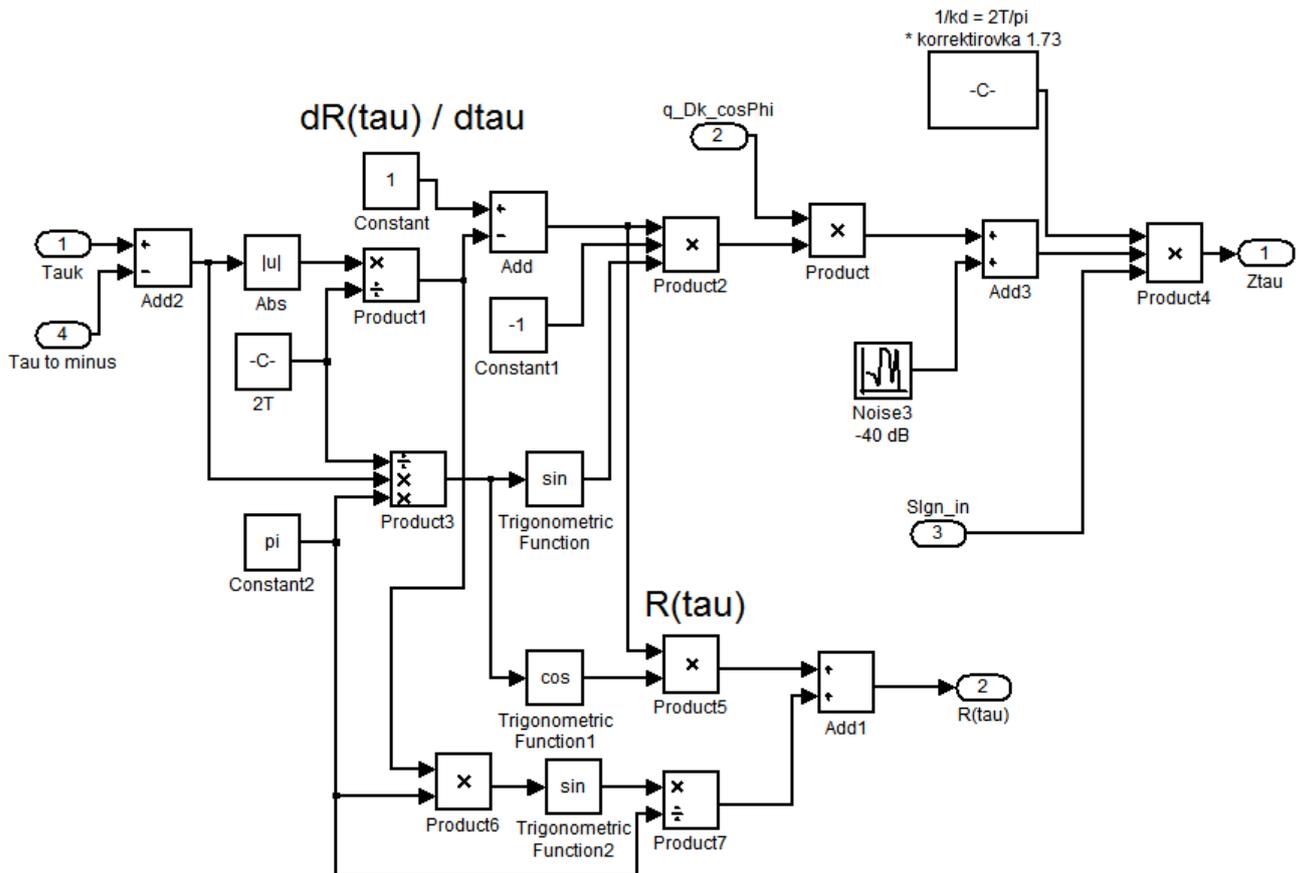


Рисунок 3.7 – Модель когерентного временного дискриминатора в системе *Matlab-Simulink*

На рисунке 3.8 приведены модели петлевых фильтров ССЗ, где приняты обозначения:  $in1$  и  $out1$  – вход и выход фильтра ССФ,  $in2$  и  $out2$  –

вход и выход фильтра ССЗ,  $F(k)$  – выход фильтра ССФ с информацией об оценке доплеровского сдвига.

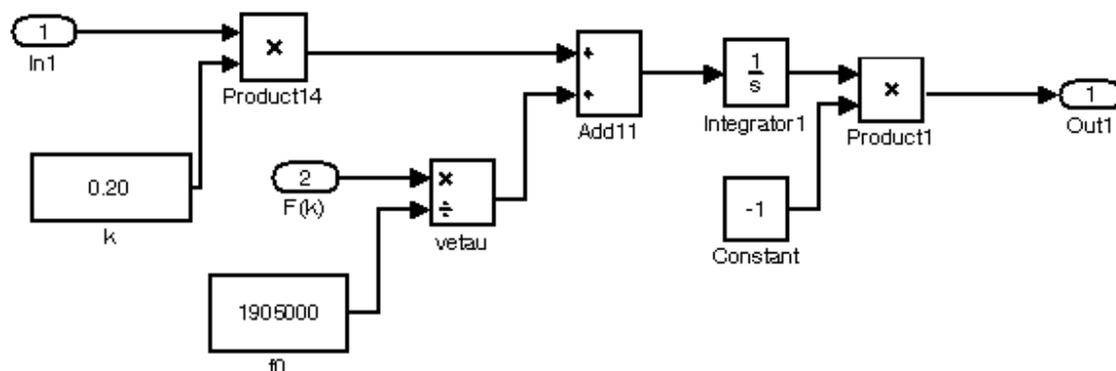


Рисунок 3.8 – Модель петлевого фильтра блока слежения за задержкой в системе *Matlab-Simulink*

Для некогерентной ССЗ используется фильтр с передаточной функцией  $K_\phi(p) = (1 + Tp)/p$  (система с астатизмом 2-го порядка), оптимальный для линейной модели изменения задержки  $\tau_c(t) = v_1 t$  [18]. Такой фильтр соответствует следящей системе с астатизмом 2-го порядка. Для когерентной ССЗ используется фильтр с передаточной функцией  $K_\phi(p) = 1/p$  (система с астатизмом 1-го порядка). Динамическая ошибка исключается за счёт использования оценки скорости изменения задержки  $\hat{v} = -\hat{F} / f_0$ , которая формируется на основе оценки доплеровского частотного сдвига  $\hat{F}$  системой слежения за фазой несущего колебания.

Дисперсии ошибки слежения в установившемся режиме определяется выражением [25]

$$\sigma_\tau^2 = 2\sigma_{\text{от}}^2 F_\text{ш} T_\text{п}, \quad (3.3)$$

где  $F_\text{ш}$  – шумовая полоса ССЗ,  $\sigma_{\text{от}}^2$  – дисперсия эквивалентных временных флуктуаций, определяемая формулой [18]

$$\sigma_{\text{от}}^2 = \frac{T^2}{(4\pi q)^2}.$$

При отношении СП/шум на входе АКП равном  $h = -5$  дБ (худший случай), и шумовой полосе ССЗ  $F_{\text{ш}} = 0.05$  Гц, отношение СП/шум  $q = 40$  дБ и СКО ошибки  $\sigma_{\tau} \approx 1.2$  нс.

Зададимся начальной задержкой по коду и доплеровским частотным сдвигом: соответственно  $0.5T$  и  $0$  Гц. Произведем моделирование работы ССЗ, разомкнув при этом кольцо ССФ. На рисунке 3.9 приведена временная диаграмма ошибки слежения за задержкой в отсутствие доплеровского сдвига. В установившемся режиме СКО ошибки слежения за задержкой составляет  $\sigma_{\tau} \approx 0.85$  нс.

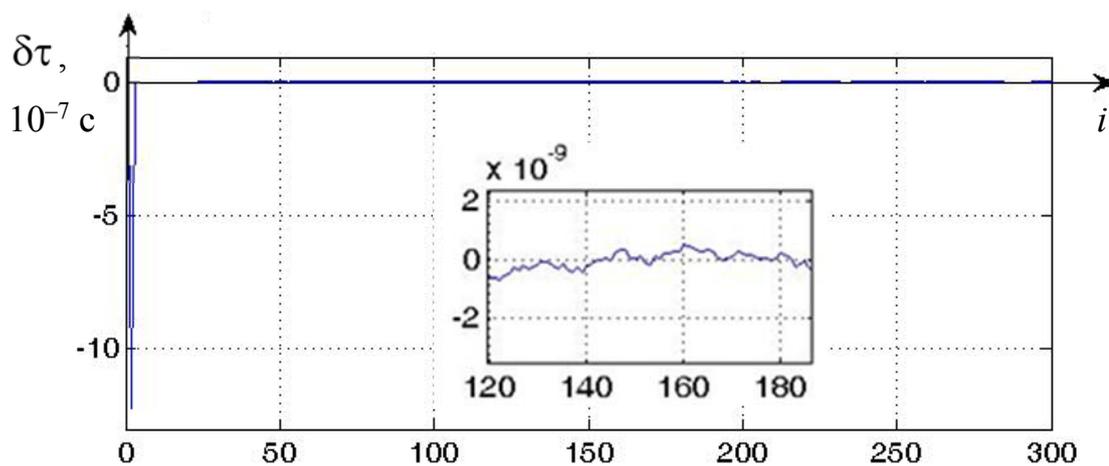


Рисунок 3.9 – Диаграмма ошибки слежения за задержкой: начальная задержка по времени  $0.5T$ ; доплеровский сдвиг  $0$  Гц

Зададимся начальной задержкой по коду и доплеровским частотным сдвигом: соответственно  $0.5T$  рад и  $0.2$  Гц. Произведем моделирование работы ССЗ, по-прежнему разомкнув кольцо ССФ. На рисунке 3.10 приведена временная диаграмма ошибка слежения за задержкой при доплеровском сдвиге  $0.2$  Гц. Присутствует динамическая ошибка  $8.2$  нс, СКО динамической ошибки составляет  $\sigma_{\tau} \approx 1.3$  нс.

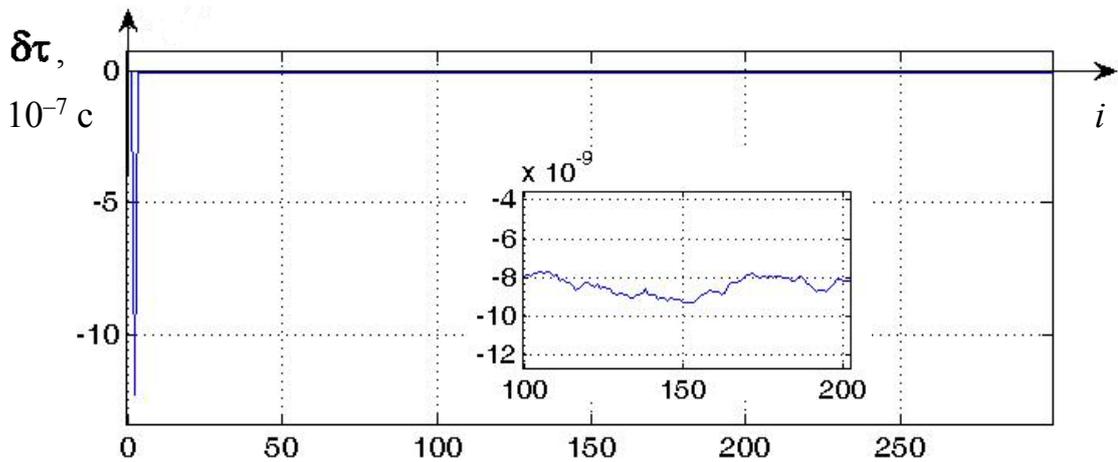


Рисунок 3.10 – Диаграмма ошибки слежения за задержкой: начальная задержка  $0.5T$ ; доплеровский сдвиг  $0.2$  Гц

На рисунке 3.11 приведены временные диаграммы ошибок слежения за кодовой задержкой СП при замкнутой системе слежения за фазой. Представленные зависимости соответствуют начальной ошибке  $\tau_0 = 0.5T$ , отношению СП/шум на входе АКП  $h = -5$  дБ, скорости объекта  $V = 100$  км/ч (доплеровский сдвиг  $0.2$  Гц), шумовой полосе системы  $F_{\text{ш}} = 0.05$  Гц. Как видно из рисунка, требуемая точность слежения при заданных условиях обеспечивается: СКО ошибки слежения в установившемся режиме составляет  $\sigma_{\tau} = 1.8$  нс. Время установления синхронизации  $\bar{t}_{\text{сх}} \approx 80$  с, динамическая ошибка  $\tau_{\text{д}} = \bar{\tau} \rightarrow 0$ .

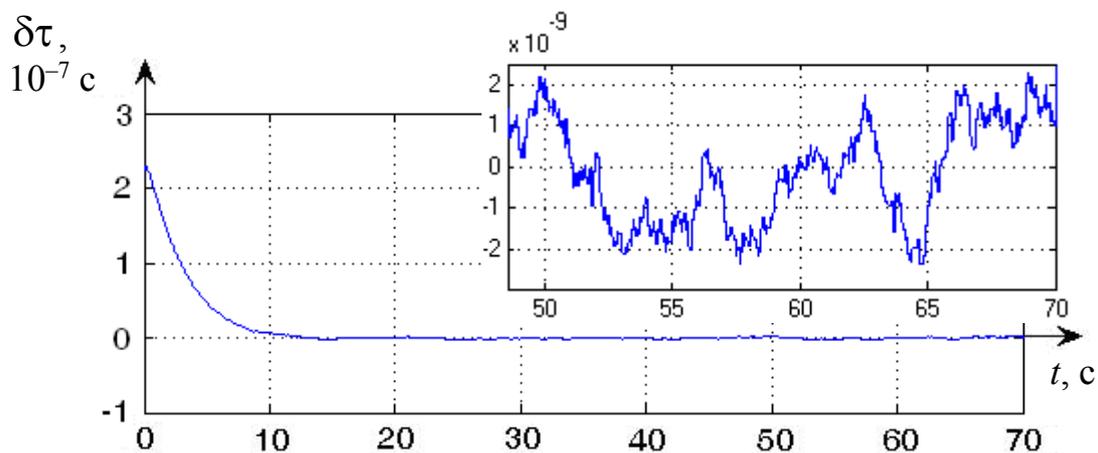


Рисунок 3.11 – Временные диаграммы ошибки слежения за кодовой задержкой

Сравнение результатов моделирования с результатами расчёта дисперсии  $\sigma_{\tau}^2$  с использованием формулы (3.3) свидетельствует о приемлемом для приложений совпадении (расхождение менее 10%).

Как видно из рисунка 3.10 и 3.11, модель ССЗ обеспечивает требуемую точность слежения за задержкой в условиях воздействия шума и при ненулевом доплеровском сдвиге. Результаты моделирования с достаточной точностью совпадают с аналитическими результатами.

### 3.1.3 Система слежения за фазой

Сигнал ошибки  $Z_d(\varphi)$  формируется в соответствии с алгоритмом (2.11) фазового дискриминатора. В качестве петлевого фильтра системы слежения за фазой используется фильтр с передаточной функцией  $K_{\phi}(p) = (1 + Tp)/p$ . Такой фильтр соответствует следящей системе с астатизмом 2-го порядка и является оптимальным для линейной модели изменения фазы  $\varphi_c(t) = 2\pi Ft$ , описывающей доплеровскую составляющую фазового сдвига принимаемого ШПС со средней частотой  $f_0$  ( $F$  – частотная расстройка относительно значения  $f_0$ ) [14]. Исходя из вышесказанного, целесообразно создание моделей фазового и когерентного временного дискриминаторов на основе математического описания их работы в соответствии с формулами (2.18)–(2.19). При этом на вход моделей подается не модель СП, а ее параметры, за которыми происходит слежение.

Созданная в системе *Matlab-Simulink* модель фазового дискриминатора показана на рисунке 3.12, которая имитирует работу фазового дискриминатора. На рисунке 3.12 приняты следующие обозначения:  $Z1k$  – выход синфазного канала, *Sign out* – выход знакового преобразователя,  $Zphi$  – выход фазового дискриминатора,  $R(\tau)$  – вход для сигнала модели ВД,  $Dk\_cosPhi$  – выход для модели ВД и БОА,  $Dk$  – вход для цифровой модуляции и информации об амплитуде (амплитуда СП принята единичной),

$\Phi_{1k}$  – вход для фазового сдвига СП,  $\Phi_{1k} - \Phi_{2k}$  – вход для сигнала петлевого фильтра ССФ,  $Noise1$  и  $Noise2$  – источники шумов  $n_{1k}$  и  $n_{2k}$  с дисперсией 0.0001.

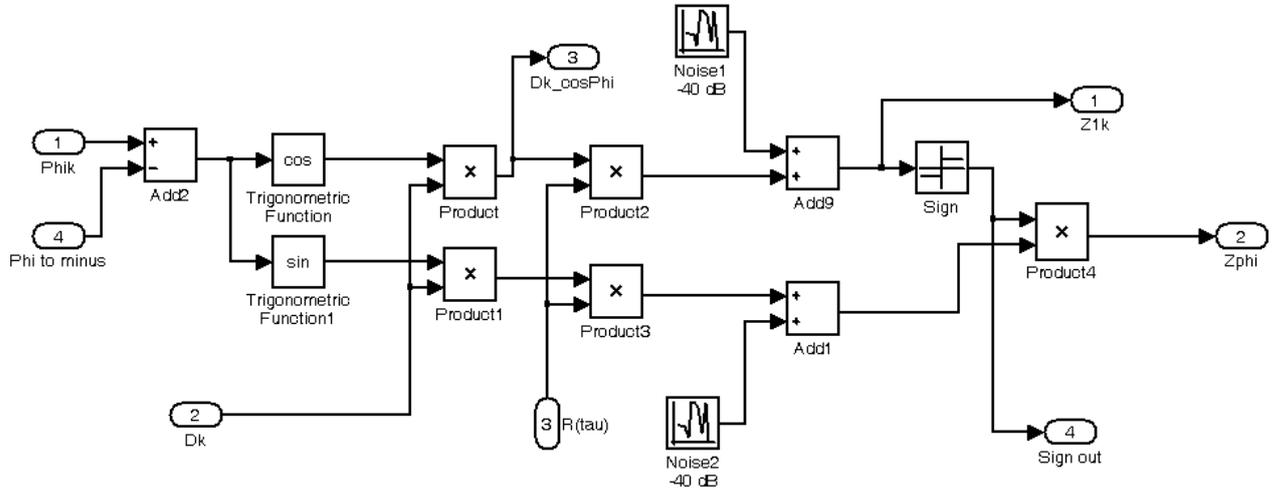


Рисунок 3.12 – Модель фазового дискриминатора в системе *Matlab-Simulink*

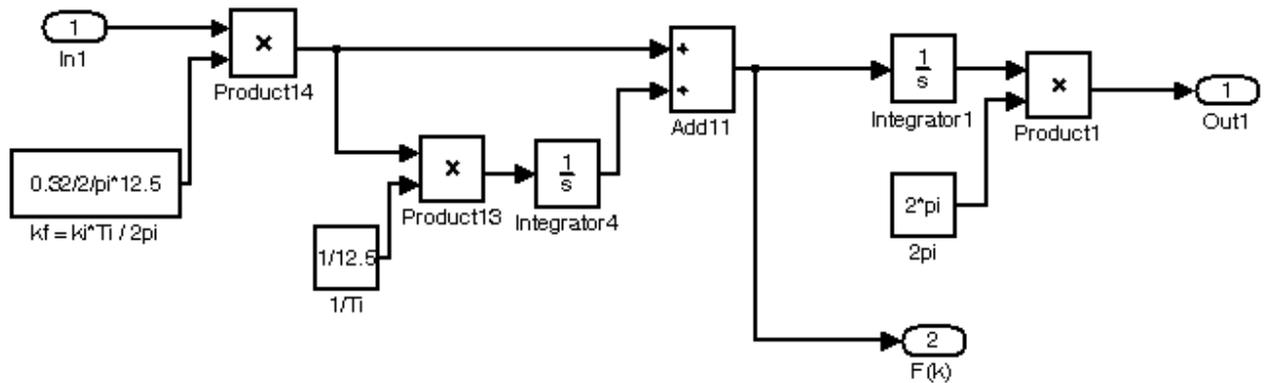


Рисунок 3.13 – Модель петлевого фильтра ССФ

Для дисперсии фазовой ошибки в установившемся режиме можем записать

$$\sigma_{\phi}^2 = 2\sigma_{\text{эф}}^2 F_{\text{ш}} T_{\text{п}}, \tag{3.4}$$

где  $F_{\text{ш}}$  – шумовая полоса ССФ;  $\sigma_{\text{эф}}^2$  – дисперсия эквивалентных фазовых флуктуаций, определяемая формулой [14]

$$\sigma_{\text{эф}}^2 = \frac{1}{q^2}. \tag{3.5}$$

При отношении СП/шум на входе АКП равном минус 5 дБ (худший случай), и шумовой полосе ССФ  $F_{\text{ш}} = 0.1$  Гц, отношение СП/шум  $q = 40$  дБ и СКО ошибки  $\sigma_{\varphi} \approx 0.0009$  рад.

Оценим эффективность работы моделей ССФ и ССЗ. Зададимся начальным фазовым сдвигом и доплеровским частотным сдвигом: соответственно 0.1 рад и 0 Гц. Произведем моделирование работы ССФ, разомкнув при этом кольцо ССЗ. На рисунке 3.5 приведена временная диаграмма ошибки слежения за фазой. В установившемся режиме СКО ошибки слежения за фазой составляет  $\sigma_{\varphi} = 0.00083$  рад.

Зададимся начальным фазовым сдвигом и доплеровским частотным сдвигом: соответственно 0.1 рад и 0.2 Гц. Произведем моделирование работы ССФ, по-прежнему разомкнув кольцо ССЗ. На рисунке 3.14, 3.15 приведены временные диаграммы ошибки слежения за фазой. В установившемся режиме СКО ошибки слежения за фазой составляет  $\sigma_{\varphi} = 0.0009$  рад.

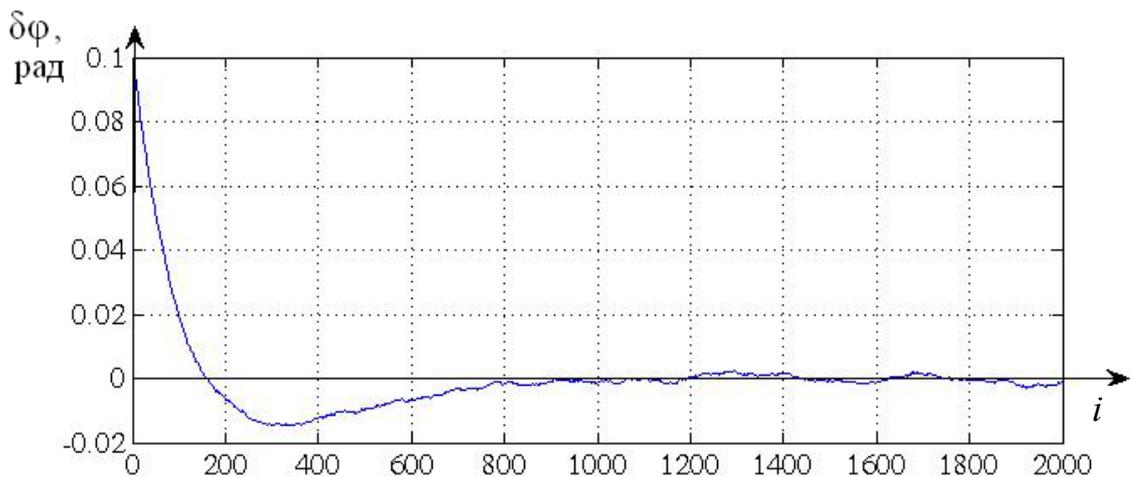


Рисунок 3.14 – Диаграмма ошибки слежения за фазой: начальный фазовый сдвиг 0,1 рад; доплеровский сдвиг 0 Гц

На рисунке 3.16 приведены временные диаграммы ошибок слежения за фазой СП. Представленные зависимости соответствуют начальной ошибке  $\varphi_0 = 0.1$  рад, отношению СП/шум на входе АКП  $h = -5$  дБ, скорости объекта  $V = 100$  км/ч (доплеровский сдвиг 0.2 Гц), шумовой полосе системы

$F_{ш} = 1$  Гц. Как видно из рисунка, требуемая точность слежения при заданных условиях обеспечивается: СКО ошибки слежения в установившемся режиме составляет  $\sigma_{\varphi} = 0.0012$  рад. Время установления синхронизации  $t_{cx} = 50$  с, перерегулирование составляет около 1.5%, динамическая ошибка  $\varphi_d \rightarrow 0$ .

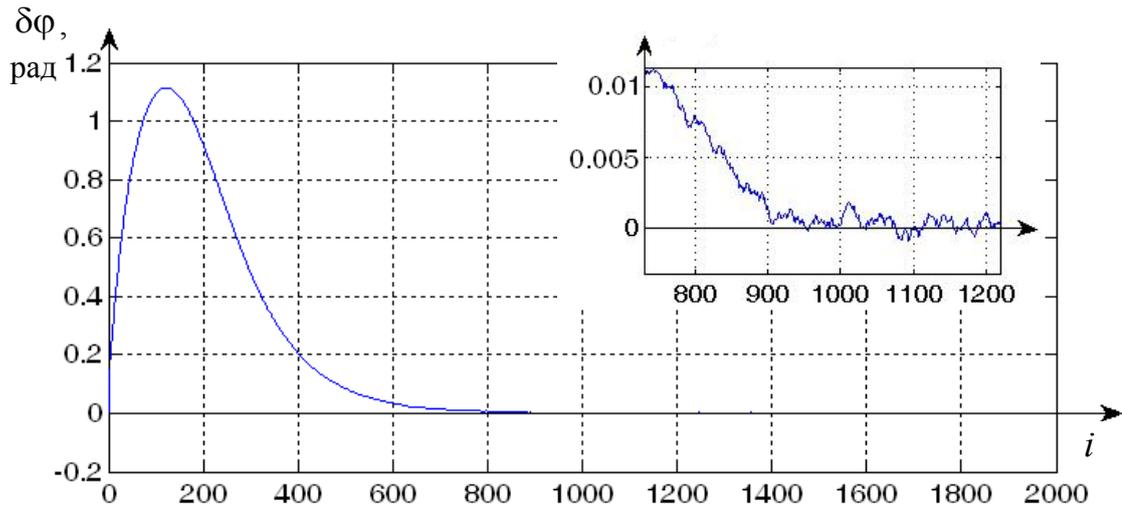


Рисунок 3.15 – Диаграмма ошибки слежения за фазой: начальный фазовый сдвиг 0.1 рад; доплеровский сдвиг 0.2 Гц

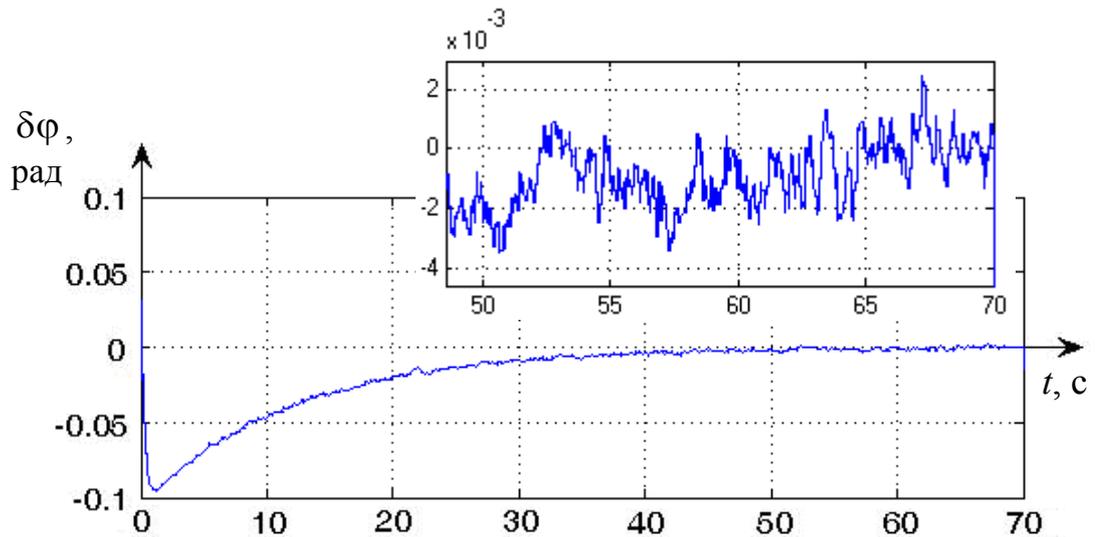


Рисунок 3.16 – Временные диаграммы ошибки слежения за фазой.

Как видно из рисунка 3.15, рисунка 3.16, модель ССФ обеспечивает требуемую точность слежения за фазой в условиях воздействия шума и при

ненулевом доплеровском сдвиге. Результаты моделирования с достаточной точностью совпадают с аналитическими результатами.

### 3.1.4 Эффективность подавления структурной помехи автокомпенсатором

В работе создана модель эксперимента с использованием кодовой последовательности длины  $N = 127$  элементов с целью сокращения временных затрат на имитационное моделирование. Модель корреляционного приемника представлена на рисунке 3.17, где приняты обозначения: *From File: Vihod compensatora* – блок чтения данных из файла; *Former IQ* – формирователь опорных видеочастотных сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$ ; *Former Cos Sin* – формирователь квадратурных сигналов несущего колебания  $\cos(\omega_0 t)$  и  $\sin(\omega_0 t)$ ; *Cumulative Sum* – интеграторы; *Get Block* – блок считывания сигналов с выходов интеграторов; *pow2 channel* – блоки возведения во вторую степень; *Square root* – блок вычисления квадратного корня.

На рисунке 3.18 представлена временная диаграмма подавленной структурной помехи при условиях: амплитуда СП на входе компенсатора 1 В, отношении СП/шум на входе АКП минус 5 дБ, доплеровский частотный сдвиг 0 Гц, начальные значения кодовой задержки и фазового сдвига соответственно  $0.5T$  и  $0.1$  рад.

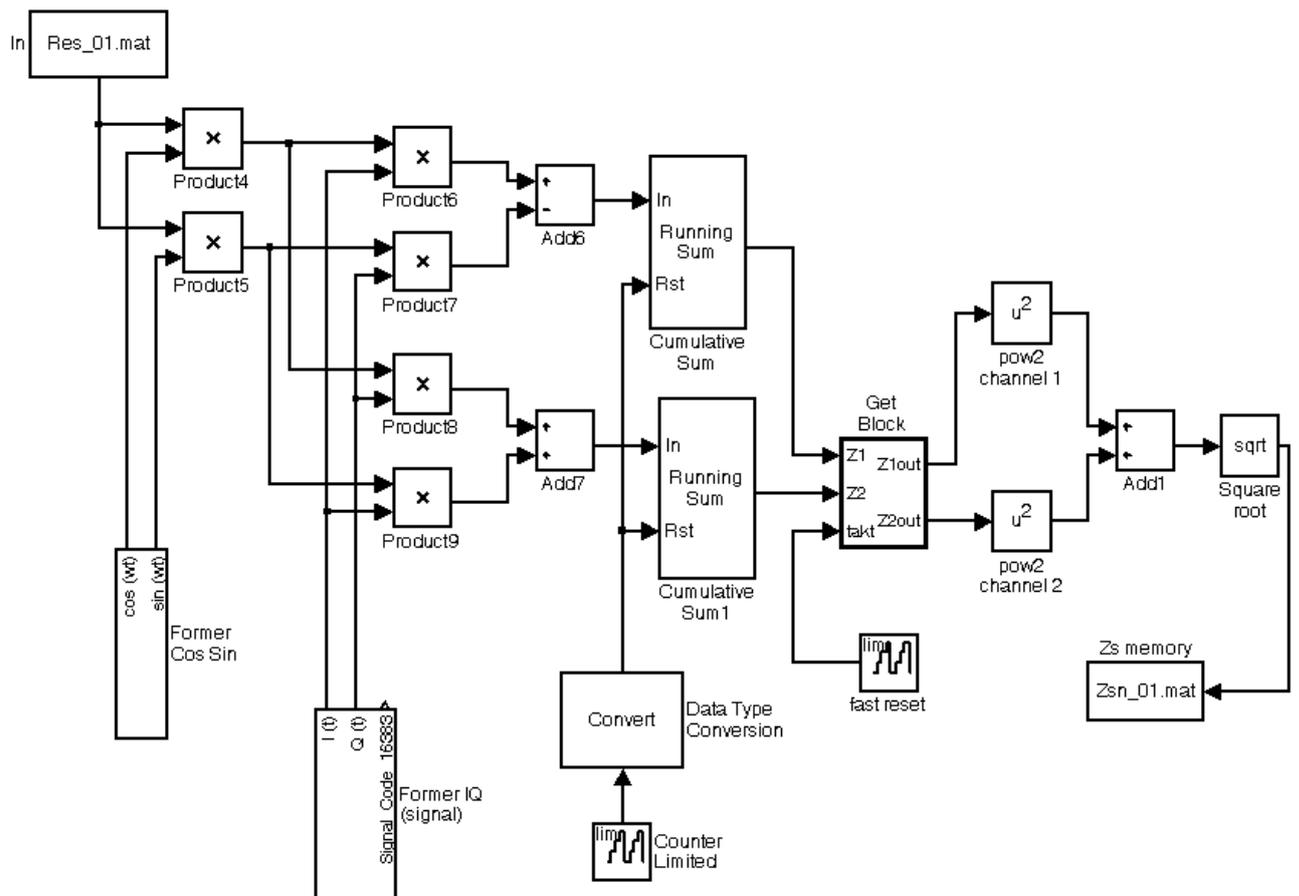


Рисунок 3.17 – Модель корреляционного приемника в системе *Matlab-Simulink*

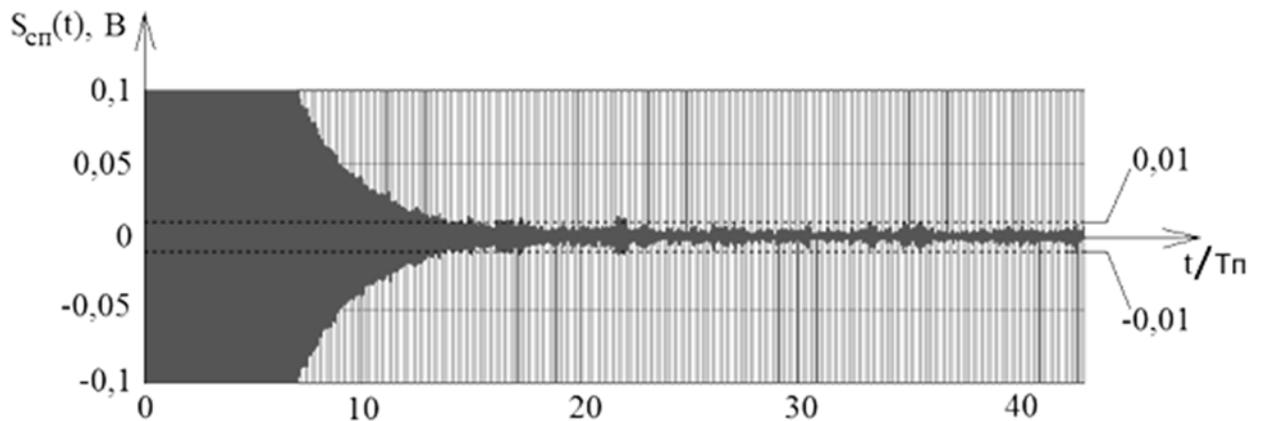


Рисунок 3.18 – Временная диаграмма СП на выходе компенсатора в отсутствие доплеровского сдвига

Как видно из рисунка, по завершении переходного процесса, длительность которого составляет порядка 18 периодов ШПС, подавление СП составляет порядка 46 дБ. В начале каждого периода ШПС СП не компенсируется, поскольку блоку оценки амплитуды требуется время равное

$T$  для определения текущего информационного символа. При определении информационного символа за первые 25 длительностей элемента ПСП вероятность неправильной оценки информационного символа составляет не более  $10^{-4}$ . Поэтому можно считать, что длительность некомпенсированной СП составляет не более  $25T$  при длительности всего ШПС  $16383T$  и не оказывает заметного эффекта на работу навигационных приемников.

На рисунке 3.19 представлена временная диаграмма подавленной СП при амплитуде  $A = 1$  В на входе компенсатора, при отношении СП/шум на входе АКП минус 5 дБ, при наличии доплеровского частотного сдвига 0.2 Гц и при начальных кодовой задержке и фазовом сдвиге  $0.5T$  и  $0.1$  рад.

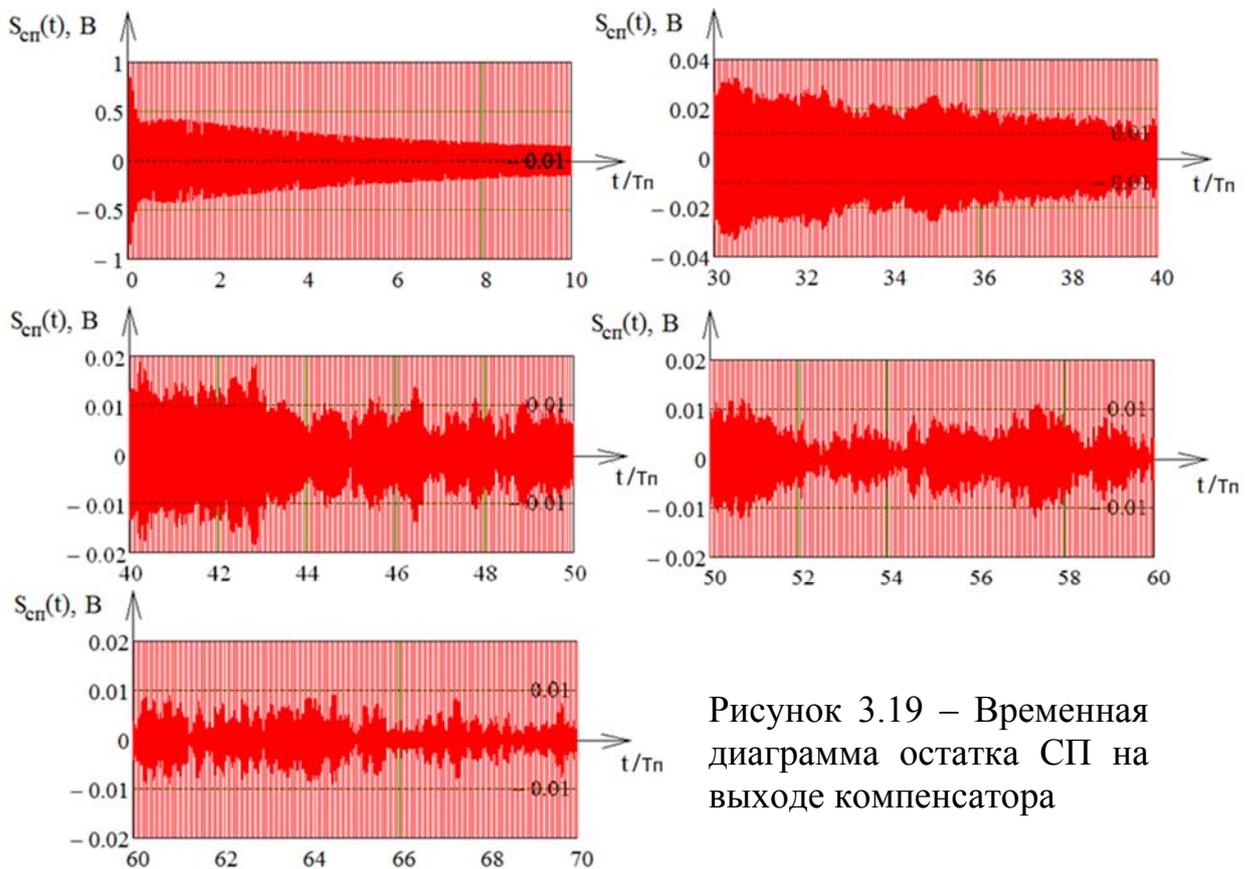


Рисунок 3.19 – Временная диаграмма остатка СП на выходе компенсатора

Из рисунка 3.19 видно, что при наихудших условиях ( $q = 40$  дБ,  $F_d = 0.2$  Гц, начальная задержка по коду  $0.5T$ ) компенсатор справляется с поставленной задачей подавления СП на 40 дБ после 47 периодов ШПС, после около 60 периодов ШПС обеспечивает стабильное подавление на величину порядка 46 дБ.

При испытаниях отношение СП/шум на периоде ШПС составляет 40 дБ (минус 5 дБ в полосе СП), отношение СП/сигнал составляет 80 дБ на входе компенсатора: амплитуда СП 1 В, амплитуда сигнала 0.0001 В. Кодовая и фазовая синхронизации приемника полезного сигнала полагаются идеальными. При этом отношение сигнал шум в полосе ШПС составляет порядка 5 дБ. Структурная помеха имеет начальную задержку по коду  $0.5T$ , начальный фазовый сдвиг 0.1 рад, доплеровский частотный сдвиг 0.2 Гц.

Эффективность подавления структурной помехи оценивалась величиной  $\gamma$

$$\gamma = 20 \log \left( \frac{Z_c}{Z_{сп}} \right),$$

где  $Z_c$  и  $Z_{сп}$  – значения соответственно сигнала и подавленной структурной помехи на выходе корреляционного приемника сигнала ОС;

$$Z_c = \sqrt{(Z_{1c})^2 + (Z_{2c})^2},$$

где  $Z_{1c}$  и  $Z_{2c}$  – значения сигнала на выходах квадратурных каналов коррелятора при приеме полезного сигнала;

$$Z_{сп} = \sqrt{(Z_{1сп})^2 + (Z_{2сп})^2},$$

где  $Z_{1сп}$  и  $Z_{2сп}$  – значения на выходах квадратурных каналов коррелятора при воздействии на систему «компенсатор-приемник» структурной помехи. Результаты каждого испытания регистрируются после 50 с работы компенсатора, что соответствует установившемуся режиму работы.

На рисунке 3.20 представлена гистограмма плотности распределения  $W(\gamma)$  величины  $\gamma$ . Как видно из рисунка, с помощью автокомпенсатора в 100% испытаний на выходе приемника полезного сигнала обеспечивается превышение полезного сигнала над СП на уровне более 1.11 дБ. 18%-й квантиль распределения  $\gamma$  соответствует значению  $\gamma \approx 4.61$  дБ.

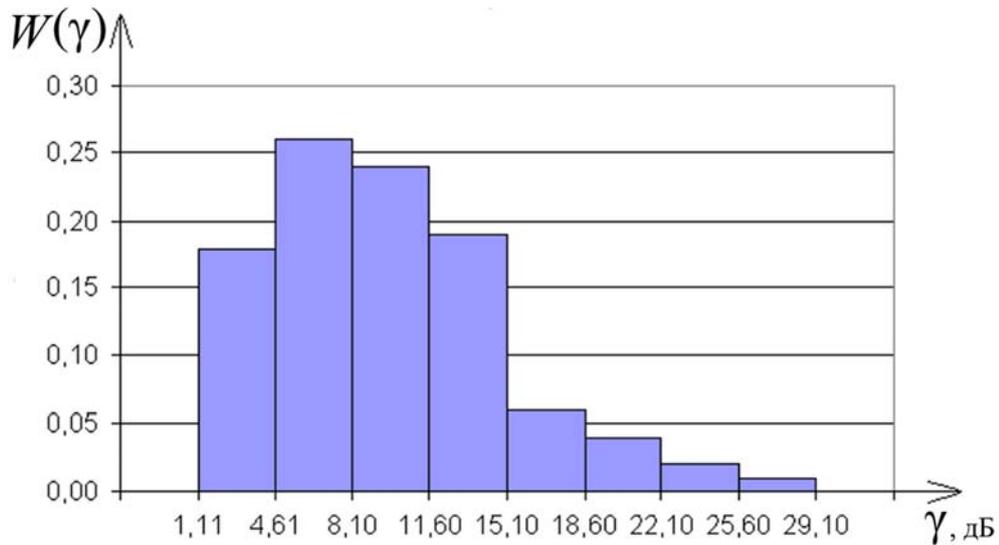


Рисунок 3.20 – Гистограмма плотности распределения величины  $\gamma$

Таким образом, разработанный автокомпенсатор справляется с поставленной задачей с высокой эффективностью, а способ определения текущего информационного символа СП в режиме реального времени устраняет необходимость использования блоков задержки навигационных сигналов.

Модели фазового и временного дискриминаторов, показанные на рисунках 3.7 и 3.12, являются сокращенными моделями дискриминаторов, используемых в автокомпенсаторе. С использованием полных моделей дискриминаторов возможно гораздо точнее произвести оценку работы компенсатора, произвести отладку и создать на основе его модели реальное устройство. Однако моделирование сложных систем такого уровня напрямую сопряжено с аппаратурными и временными затратами.

Для моделирования компенсации помехи в системе с кодовой последовательностью длины  $N = 16383$  элементов была создана модель с дискриминаторами блоков слежения, соответствующими функциональным схемам, изображенным на рисунках 2.14, 2.16. Модель имитирует работу компенсатора только на один канал приема, что не сказывается на качестве работы модели приемника мешающего сигнала, модулятора и вычитателя. Проведение исследовательских работ основано на имитационном

моделировании цифровой обработки сигналов с помощью программного пакета *NationalInstruments™ LabVIEW*. Программный пакет позволяет с высокой точностью производить имитируемые вычислительные процессы с существенно меньшими временными затратами. Генерация навигационных сигналов и их обработка производятся на основе программных сегментов, созданных на языке программирования *C++*. Структура программной модели изображена на рисунке 3.21.

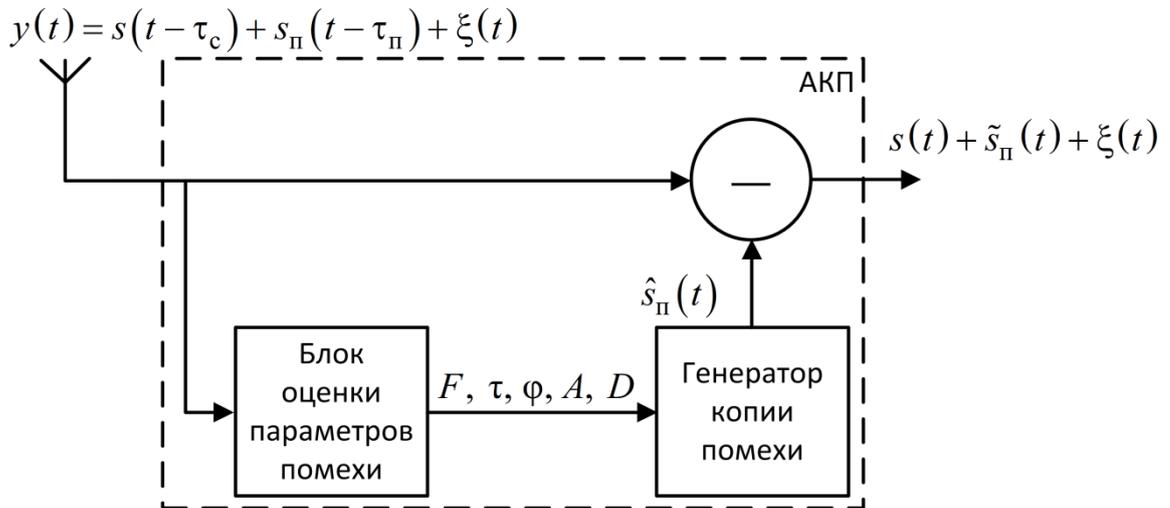


Рисунок 3.21 – Структурная схема программной модели

Уровень подавления рассчитан как отношение мощности остатка подавленной помехи на выходе компенсатора к ее мощности на входе компенсатора:

$$\gamma = 10 \lg[(1/2) / P_n], \quad P_n = \frac{1}{50N} \sum_{k=0}^{50N-1} S_{nk}^2, \quad (3.6)$$

где  $S_{nk}$  – отсчёты СП на выходе компенсатора, взятые с шагом  $T/50$  ( $T$  – длительность элемента модулирующей ПСП длины  $N = 16383$ ). Временные диаграммы уровня подавления при различных отношениях СП/шум на входе АКП приведены на рисунке 3.22: кривая 1 – 40 дБ, кривая 2 – 20 дБ, кривая 3 – 0 дБ.

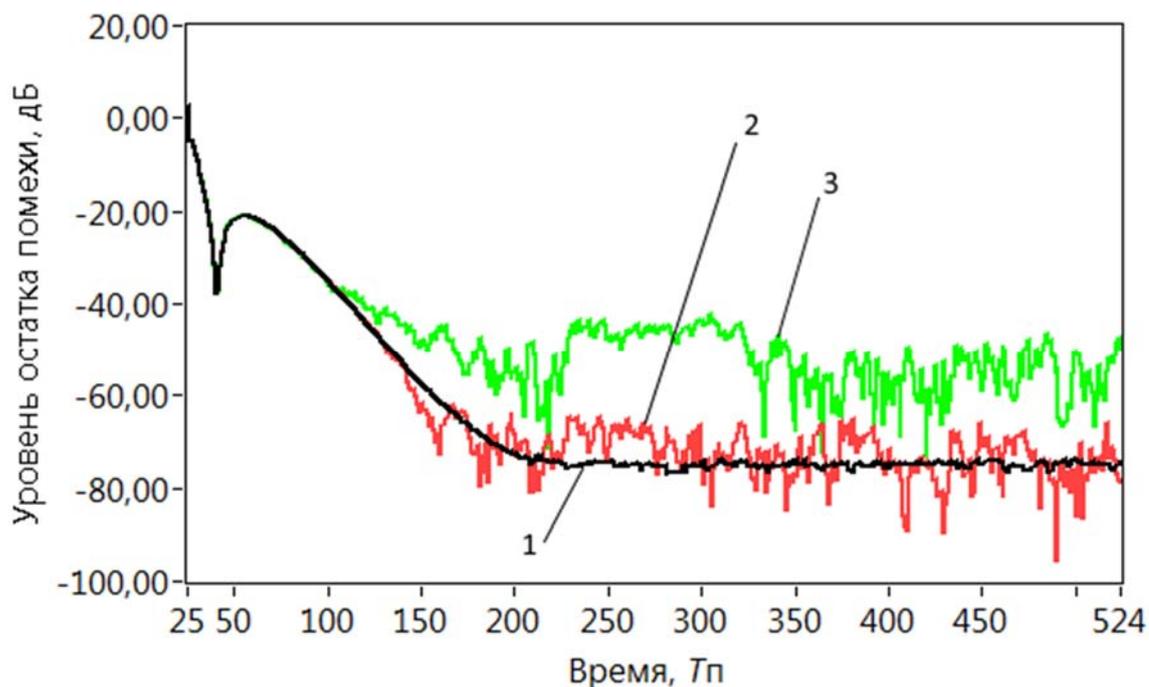


Рисунок 3.22 – Временная диаграмма уровня остатка помехи при различных отношения СП/шум

Предложенный автокомпенсатор структурной помехи позволяет значительно повысить помехоустойчивость приемника *MSK*-сигнала. Допустимый уровень структурной помехи благодаря применению автокомпенсатора СП увеличивается с 40 дБ до 80 дБ, что соответствует динамическому диапазону сигналов опорных станций РНС «Спрут».

### 3.1.5 Методы повышения эффективности подавления структурной помехи автокомпенсатором

Особенностью используемого автокомпенсатора является подавление мощного мешающего сигнала в режиме реального времени (с минимальной задержкой), для чего необходимо детектировать текущий заложенный информационный символ, не дожидаясь окончания периода ШПС. Детектированный информационный символ используется при создании копии помехи, которая подается затем на вычитатель для компенсации помехи.

Оценка информационного символа производится по величине накопления результатов поэлементной обработки путем вычисления знаковой функции [22]. При этом в условиях шумов наиболее достоверной оценка информационного символа будет, если вычислена в конце периода ШПС, а наименее достоверной будет, если вычислена в начале периода ШПС. Если производить оценку информационного символа  $m$  раз в течение периода ШПС, то оценка  $\hat{D}_{kj}$ ,  $j = 1 \dots m$ , будет тем достовернее, чем позже по времени она произведена. Как уже отмечалось, отношение СП/шум на входе АКП составляет около 0 дБ и более, поэтому достижение достаточно низкой вероятности ошибки определения  $\hat{D}_{kj}$  возможно уже в начале периода ШПС. Ошибка определения  $\hat{D}_{kj}$  приводит к тому, что сформированная копия СП будет не компенсировать, а увеличивать СП.

Увеличение помехи в интервалах с ошибочно детектированным информационным символом приводит к значительному увеличению взаимокорреляционной функции полезного сигнала и помехи, что в конечном счете снижает помехоустойчивость приемника к структурной помехе даже в условиях высокой точности копии помехи по таким параметрам как фазовый сдвиг несущего колебания, задержка и амплитуда.

На рисунке 3.23 приведена временная диаграмма помехи на выходе автокомпенсатора в установившемся режиме при отношении СП/шум  $h = 0$  дБ. Ввиду относительно короткой длительности интервалов с ошибочно детектированным информационным символом ( $T_{\text{п}}/t_{\text{ош}} > 10000$  при  $N = 16383$ ), то мешающий сигнал на выходе компенсатора можно рассматривать как импульсную помеху. Таким образом повысить помехоустойчивость приемника ШПС с автокомпенсатором структурной помехи возможно, если применить методы борьбы, соответствующие такому типу помех.

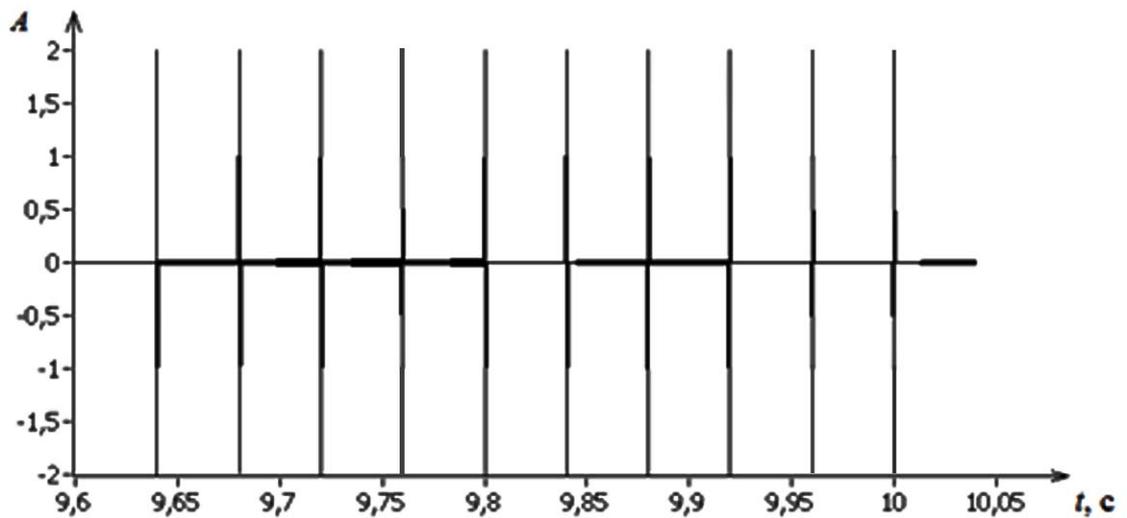


Рисунок 3.23 – Временная диаграмма остатка СП  
в установившемся режиме

Одним из распространенных методов борьбы с импульсными помехами является ограничение входной смеси приемника по амплитуде. Ввиду того, что слишком низкий уровень ограничения может привести к клипированию канала шумом, для проведения исследования выбранный уровень ограничения составляет 0.1 В на выходе автокомпенсатора.

Если при создании копии помехи используется информационный символ, детектированный за время первого элемента ПСП принимаемого шумоподобного сигнала, то в процессе вычитания в течение первого элемента ПСП так же необходимо иметь как можно более правдоподобную оценку текущего информационного символа. Так как в рамках задачи получить ее априори не представляется возможным, то вероятность несовпадения установленного информационного символа в копию помехи составляет 0.5. В этом случае целесообразным является бланкирование входной смеси приемника в течение первого элемента ПСП. Для повышения достоверности детектирования информационного символа допустимо увеличение числа бланкируемых элементов  $N_{\text{бл}}$  до нескольких единиц (согласно рисунку 3.6).

На рисунке 3.24 приведены временные диаграммы отношения сигнал/помеха на выходе приемника. Кривая 1 соответствует случаю беспрепятственного прохождения импульсной помехи на вход приемника; кривая 2 соответствует случаю применения ограничения входной смеси приемника по уровню 0.1 В; кривая 3 соответствует случаю, когда применены как ограничение, так и бланкирование входной смеси.

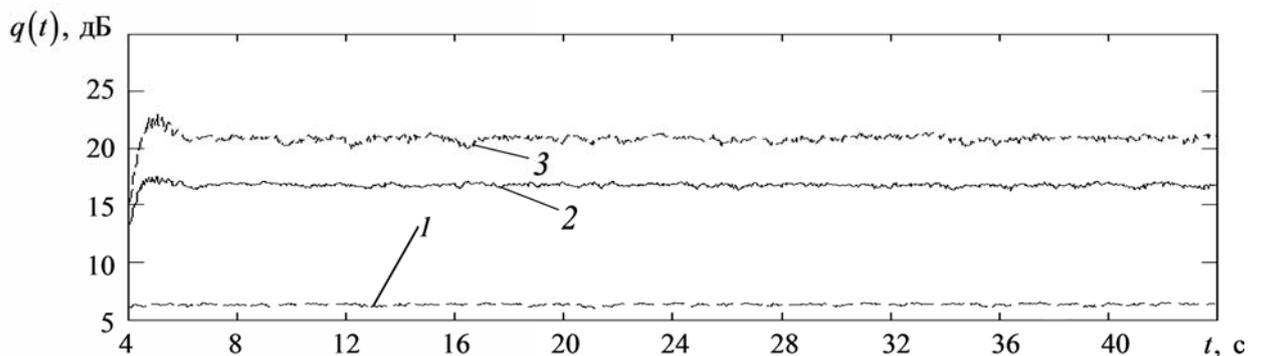


Рисунок 3.24 – Временные диаграммы отношения сигнал/помеха на выходе приемника

Как видно из рисунка 3.24, предложенные методы дополнительного подавления структурной помехи позволяют увеличить отношение сигнал/помеха на выходе приемника на 10–15 дБ. Сохранившаяся стабильность уровня полезного сигнала показывает, что влияние бланкирования входной смеси приемника в течение первого элемента ПСП на качество приема сигнала можно считать незначительным.

## 3.2 Помехоустойчивость приёма шумоподобного *MSK*-сигнала с автокомпенсатором структурной помехи

### 3.2.1 Эффективность подавления структурной помехи корреляционным приемником с автокомпенсатором

В данном разделе исследуем помехоустойчивость корреляционного приемника шумоподобного *MSK*-сигнала с автокомпенсатором, предназначенным для подавления мощной структурной помехи.

Положим, что принятая реализация представляет собой аддитивную смесь полезного сигнала, мешающего сигнала и гауссовского шума с равномерной в полосе ШПС спектральной плотностью мощности:

$$y(t) = s(t - \tau_c) + s_{\Pi}(t - \tau_{\Pi}) + \xi(t), \quad (3.7)$$

где  $s(t - \tau_c)$  и  $s_{\Pi}(t - \tau_{\Pi})$  – полезный и мешающий сигналы вида (1.1):

$$s(t - \tau_c) = A_c D_c(t - \tau_c) \left\{ I_c(t - \tau_c) \cos[2\pi(f_0 + F_{\text{дс}})t - \varphi_c] - Q_c(t - \tau_c) \sin[2\pi(f_0 + F_{\text{дс}})t - \varphi_c] \right\}; \quad (3.8)$$

$$s_{\Pi}(t - \tau_{\Pi}) = A_{\Pi} D_{\Pi}(t - \tau_{\Pi}) \left\{ I_{\Pi}(t - \tau_{\Pi}) \cos[2\pi(f_0 + F_{\text{дп}})t - \varphi_{\Pi}] - Q_{\Pi}(t - \tau_{\Pi}) \sin[2\pi(f_0 + F_{\text{дп}})t - \varphi_{\Pi}] \right\}, \quad (3.9)$$

где индексы "с" и "п" обозначают принадлежность к сигналу и к помехе соответственно.

Мешающий сигнал (3.9) представляет собой структурную помеху (СП), отличающуюся от полезного сигнала (3.8) амплитудой ( $A_c$  и  $A_{\Pi}$ ), временем запаздывания ( $\tau_c$  и  $\tau_{\Pi}$ ), начальной фазой ( $\varphi_c$  и  $\varphi_{\Pi}$ ), доплеровским сдвигом несущей частоты ( $F_{\text{дс}}$  и  $F_{\text{дп}}$ ), а также модулирующими функциями кодовой угловой модуляции [ $\Theta_c(t)$  и  $\Theta_{\Pi}(t)$ ] и модуляции ШПС данными [ $D_c(t)$  и

$D_{\Pi}(t)]$ . Длительность информационного символа  $T_D$  равна периоду ШПС  $T_{\Pi}$ .

Оценим помехоустойчивость корреляционного приемника (рисунки 2.8 и 2.9) с автокомпенсатором помехи применительно к модели наблюдений (3.7). Полагая, что опорные квадратурные сигналы  $s_0(t)$  и  $s_{\perp}(t)$  с точностью до фазы являются копиями полезного сигнала (3.8) при  $D_c = 1$ , для квадратурных корреляций запишем

$$\begin{aligned} z_1 &= \int_0^{T_{\Pi}} [y(t) - \hat{s}_{\Pi}(t)] s_0(t) dt = z_{c1} + z_{\Pi 1} - \hat{z}_{\Pi 1} + z_{\text{ш}1}; \\ z_2 &= \int_0^{T_{\Pi}} [y(t) - \hat{s}_{\Pi}(t)] s_{\perp}(t) dt = z_{c2} + z_{\Pi 2} - \hat{z}_{\Pi 2} + z_{\text{ш}2}, \end{aligned} \quad (3.10)$$

где  $\hat{s}_{\Pi}(t)$  – оценка структурной помехи;  $z_{ci}$ ,  $z_{\Pi i}$ ,  $\hat{z}_{\Pi i}$ ,  $z_{\text{ш}i}$ ,  $i = 1, 2$  – составляющие, обусловленные действием сигнала, СП, оценки СП и шума соответственно;  $s_{\perp}(t)$  – преобразование Гильберта сигнала  $s_0(t)$ .

Для сигнальных составляющих синфазной и квадратурной корреляций (3.15) и модуля корреляции соответственно имеем

$$\begin{aligned} z_{c1} &= \int_0^{T_{\Pi}} s(t) s_0(t) dt = D_c E_c \cos \varphi_c; \quad z_{c2} = \int_0^{T_{\Pi}} s(t) s_{\perp}(t) dt = D_c E_c \sin \varphi_c; \\ Z_c &= \sqrt{z_{c1}^2 + z_{c2}^2} = E_c, \end{aligned} \quad (3.11)$$

где  $E_c$  – энергия полезного сигнала на интервале  $[0, T_{\Pi}]$ .

Для помеховых составляющих квадратурных корреляций и модуля корреляции находим

$$\begin{aligned} z_{\Pi 1} &= \int_0^{T_{\Pi}} s_{\Pi}(t + \tau) s_0(t) dt = \sqrt{E_{\Pi} E_c} B_c(\tau, F); \\ z_{\Pi 2} &= \int_0^{T_{\Pi}} s_{\Pi}(t + \tau) s_{\perp}(t) dt = \sqrt{E_{\Pi} E_c} B_s(\tau, F); \end{aligned}$$

$$Z_{\Pi} = \sqrt{z_{\Pi 1}^2 + z_{\Pi 2}^2} = \sqrt{E_{\Pi} E_c} B(\tau, F), \quad (3.12)$$

где  $E_{\Pi}$  – энергия СП на интервале  $[0, T_{\Pi}]$ ;  $B_c(\tau, F)$ ,  $B_s(\tau, F)$ ,  $B(\tau, F) = \sqrt{B_c^2(\tau, F) + B_s^2(\tau, F)}$  – квадратурные компоненты и модуль нормированной частотно-временной взаимной корреляционной функции помехи и сигнала соответственно;  $\tau = \tau_{\Pi} - \tau_c$  и  $F = F_{\text{дп}} - F_{\text{дс}}$  – временной и частотный сдвиги СП относительно сигнала. Заметим, что выражения для модуля корреляции в (3.11) и (3.12) записаны с учетом в модели наблюдений (3.7) либо только сигнала, либо только СП.

Используя для структурной помехи представление (3.9) и заменив параметры СП их оценками  $\hat{A}$ ,  $\hat{\tau}$ ,  $\hat{\phi}$ , и  $\hat{F}_d$ , запишем

$$\begin{aligned} \hat{s}(t) &= \hat{A} \hat{D} [I(t - \hat{\tau}) \cos \hat{\Phi}(t) - Q(t - \hat{\tau}) \sin \hat{\Phi}(t)] = \\ &= (A + \Delta A) D \{ I(t - \tau - \Delta\tau) \cos [\Phi(t) + \Delta\phi] - Q(t - \tau - \Delta\tau) \sin [\Phi(t) + \Delta\phi] \} = \\ &= (A + \Delta A) D \cos [\Phi(t) + \Theta(t - \tau) + \Delta\Theta + \Delta\phi], \end{aligned} \quad (3.13)$$

где  $A$ ,  $\tau$ ,  $\Phi$  – истинные значения параметров СП;  $\Delta A$ ,  $\Delta\tau$ ,  $\Delta\phi$  – ошибки оценивания соответствующих параметров;  $\Phi(t) = 2\pi(f_0 + F_d)t - \phi$  – полный фазовый угол несущего колебания;  $|\Delta\Theta| = (\pi/2)(|\Delta\tau|/T)$ . Индекс "п" у параметров СП в (3.13) опущен для упрощения записи. Оценка информационного символа в (3.13) заменена истинным значением  $D$  в предположении, что вероятность ошибки  $P_{\text{ош}} \rightarrow 0$ .

Выполнив преобразования в (3.12), запишем

$$\hat{s}(t) = (1 + \Delta A/A) [\cos(\Delta\Theta + \Delta\phi) s(t + \tau) - \sin(\Delta\Theta + \Delta\phi) s_{\perp}(t + \tau)], \quad (3.14)$$

где  $s_{\perp}(t)$  – преобразование Гильберта сигнала  $s(t)$ .

Положив ошибки  $\Delta\Theta$  и  $\Delta\phi$  малыми, перепишем (3.13) в виде

$$\hat{s}(t) \approx (1 + \Delta A/A) \cos(\Delta\Theta + \Delta\phi) s(t + \tau). \quad (3.15)$$

Используя (3.11), (3.14), для помеховых составляющих квадратурных корреляций, обусловленных действием оценки СП, найдем

$$\hat{z}_{n1} \approx (1 + \Delta A/A) \cos(\Delta\Theta + \Delta\Phi) z_{n1}; \quad \hat{z}_{n2} \approx (1 + \Delta A/A) \cos(\Delta\Theta + \Delta\Phi) z_{n2}.$$

Тогда вклады от воздействия остатка неподавленной СП в квадратурные корреляции и в модуль корреляции определяются как

$$\begin{aligned} z_{n1} - \hat{z}_{n1} &\approx [1 - (1 + \Delta A/A) \cos(\Delta\Theta + \Delta\Phi)] z_{n1} \approx \\ &\approx [1 - (1 + \Delta A/A) \cos(\Delta\Theta + \Delta\Phi)] \sqrt{E_{\pi} E_c} B_c(\tau, F) = \gamma \eta^{-1} E_c B_s(\tau, F); \\ z_{n2} - \hat{z}_{n2} &\approx [1 - (1 + \Delta A/A) \cos(\Delta\Theta + \Delta\Phi)] \sqrt{E_{\pi} E_c} B_s \approx \gamma \eta^{-1} E_c B_c(\tau, F); \\ Z_{\Delta} &= \sqrt{(z_{n1} - \hat{z}_{n1})^2 + (z_{n2} - \hat{z}_{n2})^2} = \eta^{-1} \sqrt{E_{\pi} E_c} B(\tau, F) = \gamma \eta^{-1} E_c B(\tau, F), \end{aligned} \quad (3.16)$$

где  $\gamma = \sqrt{E_{\pi}/E_c} = A_{\pi}/A_c$  — отношение "СП/сигнал";

$$\eta^{-1} = 1 - (1 + \Delta A/A) \cos(\Delta\Theta + \Delta\Phi).$$

Величина  $\mu = |\eta|$  определяет подавление помехи в АКП. Например, при  $\Delta A = 0.01A$ ,  $\Delta\tau = 0.01T$ ,  $\Delta\Phi = 0.01$  рад и  $B(\tau) = 10^{-2}$  в соответствии с (3.16) имеем  $\mu \approx 40$  дБ, а результирующее подавление в приемнике с АКП  $\mu B^{-1}(\tau) \approx 80$  дБ.

На рисунках 3.25, 3.26 представлены результаты имитационного моделирования корреляционного приемника без АКП: графики нормированной огибающей ВКФ  $B(\tau)$  при  $E_{\pi} = E_c$  и  $F = 0$  в диапазоне относительных задержек 1.5...2 мс (450...600 км по дальности) с шагом по задержке  $\tau = T/50$  (рисунок 3.25) и гистограмма распределения значений ВКФ  $w$  (рисунок 3.26). Приведенные зависимости соответствуют сигналу и СП с кодовыми последовательностями, представляющими циклические сдвиги на  $m = 4100$  элементов общей  $M$ -последовательности длины  $N = 2^{14} - 1 = 16\,383$  с периодом повторения  $T_N = 40$  мс. Цифровая модуляция ШПС осуществлялась меандровым сообщением  $D(t)$ .

Анализ результатов свидетельствует о том, что максимальное значение ВКФ  $B_{\max} \approx -41$  дБ наблюдалось при  $\tau \approx 1.77$  мс, эффективное значение составило  $B_{\text{э}} \approx -49.5$  дБ, однопроцентный квантиль распределения (порог, вероятность превышения которого выбросом ВКФ равна 0.01)  $B_{0.01} \approx -43.8$  дБ.

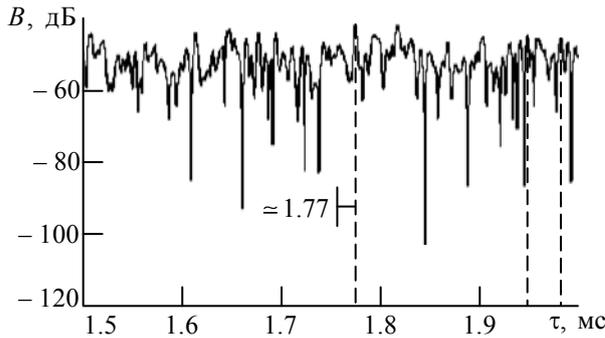


Рисунок 3.25 – Графики нормированной огибающей ВКФ

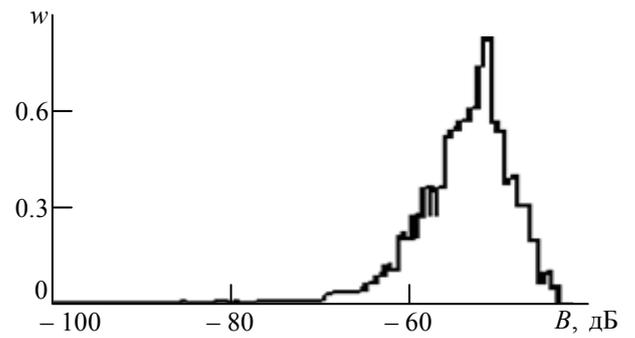


Рисунок 3.26 – Гистограмма распределения значений ВКФ

На рисунке 3.27 представлены результаты моделирования корреляционного приемника с АКП: временные зависимости отсчетов огибающей нормированной на  $E_c$  ВКФ  $\tilde{B}(\tau) = \gamma \mu^{-1} B(\tau)$  для установившегося режима работы АКП (переходный процесс длительностью около 4 с не показан). Приведенные зависимости получены при отношении "СП/сигнал"  $\gamma = 40, 60$  и  $80$  дБ; отношении "СП/шум" на входе АКП  $h = 0, 20$  и  $40$  дБ; временном сдвиге СП  $\tau_{\text{н}} = 1.77$  мс,  $1.95$  и  $1.98$  мс; средней частоте  $f_0 = 1.905$  МГц; частотном сдвиге СП  $F = 0$  (сплошные линии) и  $0.2$  Гц (штриховые линии). Значение  $F = 0.2$  Гц является максимальным доплеровским частотным сдвигом. В этом случае приращение временного сдвига за 40 с составляет около 4 мкс.

Параметры ПСП полагались теми же, что и для зависимости  $B(\tau)$  на рисунке 3.25. Величина  $\tilde{B}^{-1}$  может трактоваться как отношение "сигнал/СП"  $q$  на выходе корреляционного приемника. Приняв допустимым значение  $q \geq 10$  дБ, определим запас помехоустойчивости, который в худшем случае (см. рисунок 3.27, где уровень ВКФ имеет значения менее  $-20$

дБ) составляет более 10 дБ. Это позволяет считать, что реальная помехоустойчивость (с учетом аппаратурной погрешности АКП) составит не менее 80 дБ (предельно допустимое значение отношения  $\gamma$  "СП/сигнал"), что соответствует условиям приема слабого сигнала наиболее удаленной опорной станции (дальность 600 км) на фоне мощного мешающего сигнала близко расположенной ОС (дальность 2 км) при одинаковой мощности передатчиков ОС.

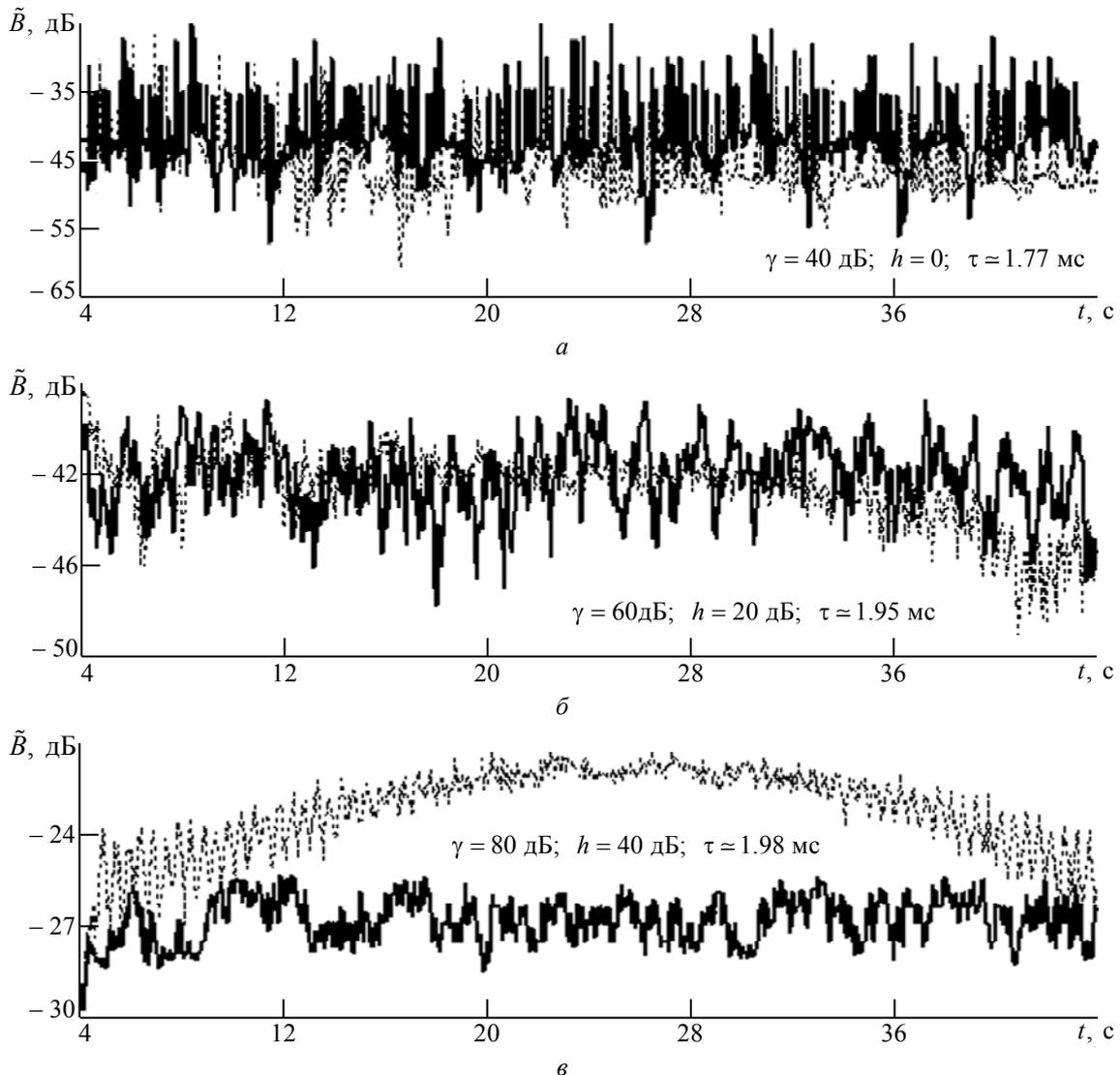


Рисунок 3.26 – Временные зависимости огибающей ВКФ

Таким образом, предложенный автокомпенсатор помехи обеспечивает требуемый динамический диапазон сигналов, позволяя подавить мощную структурную помеху на 40 и более децибел.

### 3.2.2 Помехоустойчивость корреляционного приемника шумоподобного *MSK*-сигнала с автокомпенсатором структурной помехи

Положим, что принятая реализация представляет собой аддитивную смесь полезного сигнала, структурной помехи (СП) и гауссовского шума с равномерной в полосе ШПС спектральной плотностью мощности:

$$y(t) = s(t) + s_{\text{п}}(t) + \xi(t), \quad (3.17)$$

где  $s(t)$  и  $s_{\text{п}}(t)$  – сигнал и СП, представляющие собой ШПС с минимальной частотной модуляцией и отличающиеся амплитудой, временем запаздывания, начальной фазой, доплеровским сдвигом несущей частоты, а также законами широкополосной кодовой модуляции и модуляции данными.

Структурная схема корреляционного приемника с автокомпенсатором структурной помехи приведена на рисунке 2.5 (см. параграф 2.3.3). Особенностью рассматриваемого АКП является то, что система слежения за задержкой вырабатывает импульс бланкирования для управления временным селектором, запрещая прохождение сигнала с выхода вычитателя на выход АКП. Импульс бланкирования формируется на интервале первого элемента каждого периода повторения кода. Использование бланкирования позволяет нейтрализовать действие импульсной помехи, образующейся на выходе вычитателя вследствие несовпадения информационных символов принимаемой СП и её копии.

Оценим помехоустойчивость корреляционного приемника с автокомпенсатором помехи применительно к модели наблюдений (3.17).

Полагая, что опорные сигналы  $s_0(t)$  и  $s_{\perp}(t)$  являются квадратурными копиями полезного сигнала при значении информационного символа  $D = 1$ , отличаясь фазой  $\varphi = 0$  и  $\varphi = \pi / 2$ , для синфазной и квадратурной корреляций запишем

$$\begin{aligned}
z_1 &= \int_0^{T_{\Pi}} [y(t) - \hat{s}_{\Pi}(t)] s_1(t) dt = DE \cos \varphi + \gamma \mu E B_c(\tau, F) + z_{\xi 1}; \\
z_2 &= \int_0^{T_{\Pi}} [y(t) - \hat{s}_{\Pi}(t)] s_2(t) dt = DE \sin \varphi + \gamma \mu E B_s(\tau, F) + z_{\xi 2},
\end{aligned}
\tag{3.18}$$

где  $E$  – энергия сигнала на интервале, равном периоду повторения  $T_{\Pi}$ ;  $z_{1\xi}$  и  $z_{2\xi}$  – составляющие, обусловленные действием шума  $\xi(t)$ ;  $B_c(\tau, F)$  и  $B_s(\tau, F)$  – квадратурные компоненты нормированной частотно-временной взаимной корреляционной функции помехи и сигнала;  $\tau$  и  $F$  – временной и частотный сдвиги СП относительно сигнала;  $\gamma = \sqrt{E_c/E} = A_c/A$  – отношение “СП/сигнал”;  $\mu = |(A_c - \hat{A}_c)/A_c|$  – множитель, определяющий подавление помехи в АКП (см. параграф 3.2.1) [97].

В качестве критерия помехоустойчивости используем параметр

$$q = \frac{\bar{Z} - \bar{Z}_0}{\sigma_z}, \quad Z = \sqrt{z_1^2 + z_2^2}, \tag{3.19}$$

который назовём отношением “сигнал/(помеха+шум)” на выходе корреляционного приемника. В формуле (3.19) приняты обозначения:  $\bar{Z}$  – среднее значения модуля корреляции принятой реализации (3.17) с опорными сигналами ( $\bar{Z}_0$  – то же в отсутствие сигнала);  $\sigma_z$  – среднее квадратическое отклонение случайной величины  $Z$ .

На рисунке 3.28 представлены результаты имитационного моделирования корреляционного приемника с АКП – семейство гистограмм для статистики  $Z$  в отсутствие бланкирования (рисунок 3.28а) и с бланкированием выходного сигнала вычитателя (рисунок 3.28б). Приведенные зависимости соответствуют отношению СП/сигнал на входе АКП  $\gamma = 80$  дБ и отношению сигнал/шум  $g = -40, -30$  и  $-20$  дБ (верхние, средние и нижние рисунки). Гистограммы 1 соответствуют наличию сигнала, гистограммы 2 – отсутствию сигнала.

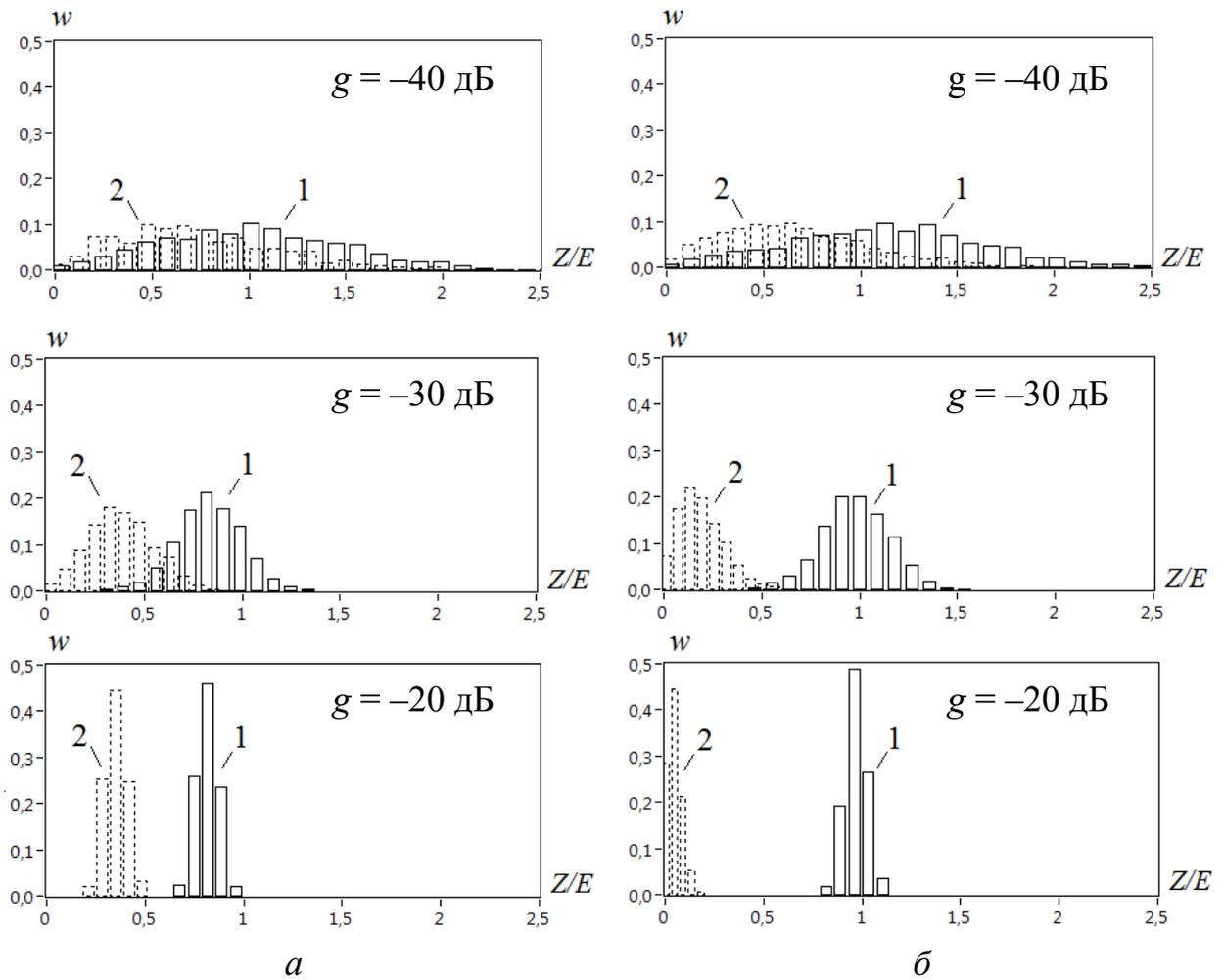


Рисунок 3.28 – Гистограммы модуля корреляции  $Z$ :  
 а – в отсутствие бланкирования,  
 б – с бланкированием сигнала в канале приемника

Как видно из рисунков, использование бланкирования вызывает смещение распределения статистики  $Z$  в отсутствие сигнала в область малых значений, в то время как на распределение статистики  $Z$  при сигнале бланкирование мало влияет. Такая трансформация распределения свидетельствует об улучшении контрастности между указанными распределениями, что эквивалентно увеличению помехоустойчивости.

Оценим помехоустойчивость приемника с автокомпенсатором через отношение сигнал/шум: мощность флуктуаций на выходе приемника равна сумме мощностей шума и остатка СП после АКП.

На рисунке 3.29 представлены графики зависимости отношения сигнал/(помеха+шум)  $q$  от отношения сигнал/шум  $g$  на входе АКП, рассчитанные с использованием формул (3.19) по результатам моделирования (для установившегося режима работы АКП) представлены на рисунке 3.29. Кривые 1 соответствуют АКП без бланкирования, кривые 2 – АКП с бланкированием, а кривые 3 – отсутствию СП.

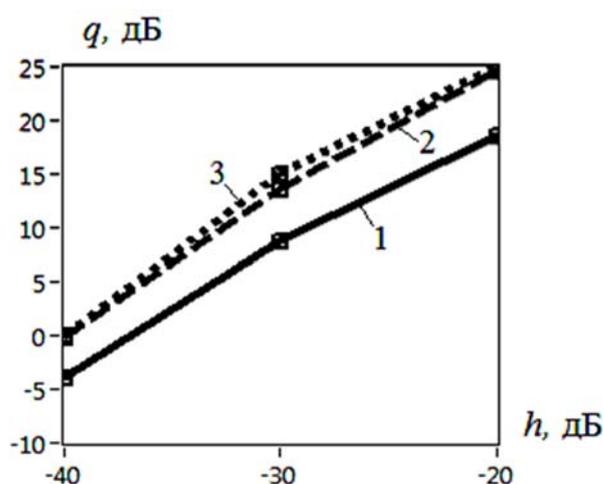


Рисунок 3.29 – Зависимости отношения сигнал/(СП+шум) от отношения сигнал/шум на входе АКП

Приведенные зависимости получены при следующих условиях: отношении “СП/сигнал” на входе АКП  $\gamma = 80$  дБ, частотном сдвиге СП  $F = 0$ , временном сдвиге СП  $\tau \approx 1.98$  мс, что соответствует значению ВКФ  $B \approx -42$  дБ (см. рисунок 3.25). Параметры ПСП полагались теми же, что и для зависимости  $B(\tau)$  на рисунке 3.25.

Анализ представленных результатов свидетельствует о том, что применение рассмотренного способа бланкирования в автокомпенсаторе помехи позволяет дополнительно подавить мощную структурную помеху на 4 дБ, обеспечивая тем самым требуемый запас помехоустойчивости. Приняв допустимым значение  $q \geq 0$  дБ, определим запас помехоустойчивости, который в худшем случае при  $g = -40$  дБ (см. рисунок 3.29) составляет не менее 80 дБ (предельно допустимое значение отношения СП/сигнал). Это соответствует условиям приема слабого сигнала наиболее удаленной опорной станции (дальность 600 км) на фоне мощного мешающего сигнала близко расположенной станции (дальность 2 км) при одинаковой мощности передатчиков обеих станций.

### 3.2.3 Помехоустойчивость квазиоптимального приёмника MSK-сигнала при воздействии структурной помехи

Оценим помехоустойчивость квазиоптимального приёмника (рисунок 2.6) применительно к модели наблюдений (3.17). Влияние структурной помехи учтём путём эквивалентного увеличения мощности результирующей помехи, равной сумме мощностей шума и остатка СП после АКП. Полагая, что вклад составляющих удвоенной частоты  $\omega_0$  в результаты поэлементной обработки (2.13) пренебрежимо мал, для сигнальных составляющих квадратурных поэлементных корреляций на  $i$ -м интервале запишем

$$\begin{aligned}\bar{X}_i &= \frac{1}{2} \int_{iT}^{(i+1)T} \cos[\Theta(t-\tau) - \varphi] dt = \\ &= a_i \frac{T}{\pi} [(\sin \Theta_{i+1} - \sin \Theta_i) \cos \varphi - (\cos \Theta_{i+1} - \cos \Theta_i) \sin \varphi], \\ \bar{Y}_i &= -\frac{1}{2} \int_{iT}^{(i+1)T} \sin[\Theta(t-\tau) - \varphi] dt = \\ &= a_i \frac{T}{\pi} [(\cos \Theta_{i+1} - \cos \Theta_i) \cos \varphi + (\sin \Theta_{i+1} - \sin \Theta_i) \sin \varphi],\end{aligned}\tag{3.20}$$

где  $\Theta_i = \Theta(t - iT - \tau)$ ,  $\Theta_{i+1} = \Theta(t - (i+1)T - \tau)$ ,  $i = \overline{0, N-1}$ ,  $T$  – длительность элемента модулирующей ПСП  $\{d_k\}$  (см. ф. (1.5)).

При  $N \gg 1$  и малом дискрете по  $\tau$  применение формул (3.20) связано с определенными вычислительными трудностями. Для практических приложений полезно получить такие формулы, которые бы устанавливали прямую связь между сигнальными составляющими квадратурных поэлементных корреляций и элементами кодовых последовательностей  $\{C_i\}$  и  $\{S_i\}$ , полученными путём знаковой аппроксимации отсчетов опорных видеочастотных квадратурных сигналов:

$$C_i = \text{sign}[I(t_i)] = \text{sign}[\cos \Theta(t_i)], \quad S_i = \text{sign}[Q(t_i)] = \text{sign}[\sin \Theta(t_i)],$$

где моменты взятия отсчетов  $t_i = t_0 + iT$ ,  $i = 0, 1, 2, \dots$ , при шаге  $\Delta t = T$  и  $t_0 = T/2$ .

Рассмотрим два случая, когда временной сдвиг  $\tau$  может принимать значения: а)  $0, T, \dots, (N-1)T$ ; б)  $T/2, 3T/2, \dots, (2N-1)T/2$ . В первом случае по завершении поиска устанавливается идеальная кодовая синхронизация (нулевая временная расстройка опорного сигнала «синхронного» канала относительно принимаемого сигнала) в отсутствие аномальных ошибок. Во втором случае (наименее благоприятном) погрешность кодовой синхронизации по завершении поиска составляет  $\pm T/2$  (при дискрете поиска  $\Delta = T$  и вероятности аномальных ошибок  $P_{\text{ош}} \rightarrow 0$ ).

При  $\tau = kT$ ,  $k = 0, 1, \dots, N-1$ , формулы (3.20) упрощаются:

$$\begin{aligned}\bar{X}_i &= \frac{T}{\pi} (C_{i+k} \cos \varphi + S_{i+k} \sin \varphi), \\ \bar{Y}_i &= \frac{T}{\pi} (-S_{i+k} \cos \varphi + C_{i+k} \sin \varphi).\end{aligned}\tag{3.21}$$

Номера элементов  $C_{i+k}$  и  $S_{i+k}$  определяются суммированием по модулю  $N$ .

При записи (3.21) учтено, что интегралы

$$\int_{iT}^{(i+1)T} \cos[\Theta(t - kT)] dt = C_{i+k} \frac{2T}{\pi}, \quad \int_{iT}^{(i+1)T} \sin[\Theta(t - kT)] dt = S_{i+k} \frac{2T}{\pi}.$$

Используя (3.21), для квадратурных сигнальных составляющих на  $i$ -м элементарном интервале можем записать

$$\begin{aligned}\bar{z}_{1i} &= \bar{X}_i C_i - \bar{Y}_i S_i = \\ &= \frac{T}{\pi} [(C_{i+k} C_i + S_{i+k} S_i) \cos \varphi + (S_{i+k} C_i - C_{i+k} S_i) \sin \varphi], \\ \bar{z}_{2i} &= \bar{Y}_i C_i + \bar{X}_i S_i = \\ &= \frac{T}{\pi} [(C_{i+k} S_i - S_{i+k} C_i) \cos \varphi + (C_{i+k} C_i + S_{i+k} S_i) \sin \varphi].\end{aligned}\tag{3.22}$$

С учётом (3.22) для квадратурных составляющих ВКФ (2.14) принятого и опорного ШПС запишем

$$\begin{aligned}\bar{z}_1 &= \sum_{i=0}^{N-1} \bar{z}_{1i} = \frac{2T}{\pi} N (R_{ck} \cos \varphi + R_{sk} \sin \varphi), \\ \bar{z}_2 &= \sum_{i=0}^{N-1} \bar{z}_{2i} = \frac{2T}{\pi} N (R_{ck} \sin \varphi - R_{sk} \cos \varphi),\end{aligned}\quad (3.23)$$

$$\begin{aligned}R_{ck} &= \frac{1}{2N} \sum_{i=0}^{N-1} (C_{i+k} C_i + S_{i+k} S_i), \\ R_{sk} &= \frac{1}{2N} \sum_{i=0}^{N-1} (S_{i+k} C_i - C_{i+k} S_i),\end{aligned}\quad (3.24)$$

где  $R_c(k)$  и  $R_s(k)$  – действительная и мнимая составляющие нормированной ВКФ комплексных огибающих принятого и опорного ШПС при  $\tau = kT$ ,  $k = 0, 1, \dots, N-1$ .

Используя (3.23), (3.24), находим модуль ВКФ:

$$\bar{Z} = \sqrt{\bar{z}_1^2 + \bar{z}_2^2} = \frac{2T}{\pi} NR_k, \quad R_k = \sqrt{R_{ck}^2 + R_{sk}^2}, \quad (3.25)$$

где  $R_k$ ,  $k = \overline{0, N-1}$ , – значение модуля нормированной ВКФ.

При  $\tau = (2k+1)T/2$ ,  $k = 0, 1, \dots, N-1$ , формулы (3.21) преобразуются к виду:

$$\begin{aligned}\bar{X}_i &= \frac{T}{\pi} [b_i (C_{i+k} + C_{i+k+1}) \cos \varphi + (1-b_i) (S_{i+k} + S_{i+k+1}) \sin \varphi], \\ \bar{Y}_i &= \frac{T}{\pi} [-(1-b_i) (S_{i+k} + S_{i+k+1}) \cos \varphi + b_i (C_{i+k} + C_{i+k+1}) \sin \varphi],\end{aligned}\quad (3.26)$$

где весовой множитель

$$b_i = 1 - \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (i - \text{чётное}), \quad b_i = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (i - \text{нечётное}).$$

Используя (3.26), для квадратурных сигнальных составляющих на  $i$ -м интервале можем записать

$$\begin{aligned}
\overline{z_{1i}} &= \overline{X}_i C_i - \overline{Y}_i S_i = \\
&= \frac{T}{\pi} \{ [b_i(C_{i+k} + C_{i+k+1})C_i + (1-b_i)(S_{i+k} + S_{i+k+1})S_i] \cos \varphi + \\
&\quad + [(1-b_i)(S_{i+k} + S_{i+k+1})C_i - b_i(C_{i+k} + C_{i+k+1})S_i] \sin \varphi \}, \\
\overline{z_{2i}} &= \overline{Y}_i C_i + \overline{X}_i S_i = \\
&= \frac{T}{\pi} \{ [-(1-b_i)(S_{i+k} + S_{i+k+1})C_i + b_i(C_{i+k} + C_{i+k+1})S_i] \cos \varphi + \\
&\quad + [b_i(C_{i+k} + C_{i+k+1})C_i + (1-b_i)(S_{i+k} + S_{i+k+1})S_i] \sin \varphi \}.
\end{aligned} \tag{3.27}$$

Квадратурные составляющие и модуль ВКФ определяются формулами (3.23) и (3.25) соответственно с учётом выражений:

$$\begin{aligned}
R_{ck} &= \frac{1}{2N} \sum_{i=0}^{N-1} [b_i(C_{i+k} + C_{i+k+1})C_i + (1-b_i)(S_{i+k} + S_{i+k+1})S_i], \\
R_{sk} &= \frac{1}{2N} \sum_{i=0}^{N-1} [(1-b_i)(S_{i+k} + S_{i+k+1})C_i - b_i(C_{i+k} + C_{i+k+1})S_i].
\end{aligned} \tag{3.28}$$

До сих пор полагалось, что модуляция ШПС данными отсутствует. При дополнительной цифровой модуляции ШПС формулы (3.24), (3.28) для квадратурных составляющих ВКФ преобразуются к виду

$$\begin{aligned}
R_{ck} &= \frac{1}{2N} \left[ D_1 \sum_{i=0}^k (C_{i+k}C_i + S_{i+k}S_i) + D_2 \sum_{i=k+1}^{N-1} (C_{i+k}C_i + S_{i+k}S_i) \right], \\
R_{sk} &= \frac{1}{2N} \left[ D_1 \sum_{i=0}^k (S_{i+k}C_i - C_{i+k}S_i) + D_2 \sum_{i=k+1}^{N-1} (S_{i+k}C_i - C_{i+k}S_i) \right], \\
R_{ck} &= \frac{1}{2N} \left\{ D_1 \sum_{i=0}^k [b_i(C_{i+k} + C_{i+k+1})C_i + (1-b_i)(S_{i+k} + S_{i+k+1})S_i] + \right. \\
&\quad \left. + D_2 \sum_{i=k+1}^{N-1} [b_i(C_{i+k} + C_{i+k+1})C_i + (1-b_i)(S_{i+k} + S_{i+k+1})S_i] \right\}, \\
R_{sk} &= \frac{1}{2N} \left\{ D_1 \sum_{i=0}^k [(1-b_i)(S_{i+k} + S_{i+k+1})C_i - b_i(C_{i+k} + C_{i+k+1})S_i] + \right. \\
&\quad \left. + D_2 \sum_{i=k+1}^{N-1} [(1-b_i)(S_{i+k} + S_{i+k+1})C_i - b_i(C_{i+k} + C_{i+k+1})S_i] \right\},
\end{aligned} \tag{3.30}$$

где  $D_1$  и  $D_2$  – информационные символы на смежных интервалах, равных  $T_n$  (граница информационных посылок соответствует началу периода ПСП сигнала). При  $D_1 = D_2$  формулы (3.29), (3.30) совпадают с (3.24) и (3.28) соответственно (с учётом знака информационного символа).

На рисунке 3.30 представлены графики модуля нормированной ВКФ  $R(\tau)$  для значений  $|\tau| \leq 2T$ , рассчитанные по формулам:

$$R_1(\tau) = \left(1 - \frac{|\tau|}{2T}\right) \cos\left(\frac{\pi}{2T}\tau\right) + \frac{1}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2T}|\tau|\right), \quad R_2(\tau) = \cos^2\left(\frac{\pi}{4T}\tau\right).$$

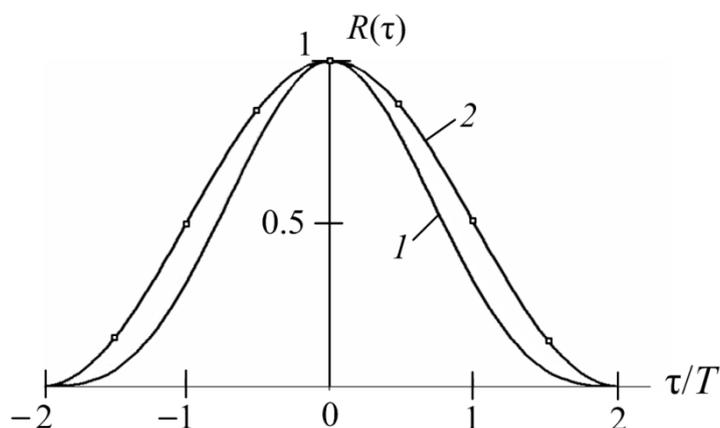


Рисунок 3.30 – Модуль ВКФ при оптимальной корреляционной обработке (1) и равновесовой обработке (2)

Кривая 1 на рисунке 3.30 соответствует оптимальному алгоритму корреляционной обработки, а кривая 2 – квазиоптимальному алгоритму со знаковой аппроксимацией опорных квадратурных сигналов. Точками отмечены значения ВКФ, рассчитанные с использованием формул (3.24), (3.25), (3.28). Как видно из рисунка, протяжённость основного лепестка ВКФ по уровню 0.5 во втором случае в  $4/\pi \approx 1.27$  раз больше, чем в первом (составляет  $2T$  и  $\pi T/2$  соответственно). Это значит, что разрешающая способность по времени для рассмотренного алгоритма в  $4/\pi$  раз хуже, чем для оптимального алгоритма.

В то же время увеличение ширины основного лепестка АКФ позволяет увеличить шаг поиска до длительности  $T$  элемента ПСП. При этом значение

модуля АКФ в худшем случае составит около 0.8 вместо 0.78 при оптимальном алгоритме.

Оценим вероятность ошибки при поиске шумоподобного *MSK*-сигнала по задержке. В случае идеальной кодовой синхронизации (при  $\tau = 0$ ) помехоустойчивость рассмотренного квазиоптимального алгоритма характеризуется отношением сигнал/шум [12]:

$$q = \frac{\sqrt{(\bar{z}_1)^2 + (\bar{z}_2)^2}}{\sigma} = \eta q_{\text{опт}}, \quad \eta = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0.9 \text{ (-0.9 дБ)}, \quad (3.31)$$

где  $q_{\text{опт}}$  – отношение сигнал/шум на выходах квадратурных каналов для оптимального алгоритма ( $\sigma^2$  – дисперсия шумовых составляющих);  $\eta$  – проигрыш в отношении сигнал/шум, обусловленный равновесовой поэлементной обработкой ШПС со знаковой аппроксимацией опорных квадратурных сигналов.

Таким образом, рассмотренный алгоритм обеспечивает практически потенциальную помехоустойчивость, позволяя существенно упростить реализацию цифрового устройства обработки ШПС (в первую очередь устройства поиска сигналов).

В то же время применение рассмотренного алгоритма в задаче измерения времени запаздывания сигнала приводит к существенному проигрышу в точности измерения. Потенциальная точность измерения времени  $\tau$  запаздывания сигнала характеризуется известной формулой для дисперсии максимально правдоподобной оценки задержки сигнала [14]

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{q^2 |R''(0)|}, \quad q \gg 1.$$

Можно показать [14], что значение второй производной ВКФ при  $\tau \rightarrow 0$ :

$$R''(0) = -\frac{\pi^2}{4T^2} \text{ и } R''(0) = -\frac{\pi^2}{8T^2}$$

для оптимального и квазиоптимального алгоритмов соответственно.

В результате эквивалентный энергетический проигрыш рассмотренного алгоритма по сравнению с оптимальным составляет около 4 дБ: требуемое для сохранения равной точности измерения задержки сигнала увеличение отношения сигнал/шум с учётом проигрыша  $\eta \approx 1$  дБ.

Помехоустойчивость рассмотренного алгоритма к структурным помехам (структурно подобным сигналу) определяется уровнем взаимной корреляционной функции (боковых лепестков ВКФ в случае общей ПСП для сигнала и помехи).

### 3.2.4 Помехоустойчивость алгоритма поиска с использованием информационной и пилотной компонент

Оценим помехоустойчивость рассмотренного алгоритма поиска, используя в качестве критерия вероятность  $P_{\text{ош}}$  ошибки, под которой будем понимать любое решение относительно значения параметра  $\tau_c$ , при котором ошибка  $\varepsilon = \hat{\tau}_c - \tau_c$  не превышает по модулю половину шага поиска  $\Delta$ . В отсутствие аномальных ошибок точность синхронизации  $|\varepsilon| \leq T/4$ , что соответствует выбору шага поиска  $\Delta = T/2$  (число каналов поиска равно  $2N$  при априорной неопределенности по задержке, равной периоду ПСП  $T_n$ ,  $T$  – длительность элемента последовательностей  $\{c_k\}$  и  $\{s_k\}$  в ф. (1.3)). Полагая, что длина кодовой последовательности  $N \gg 1$ , а уровень боковых лепестков автокорреляционной функции (АКФ)  $R(\varepsilon)$  сигнала пренебрежимо мал, задачу поиска можно свести к задаче распознавания  $2N$  ортогональных сигналов со случайной фазой, применительно к которой вероятность ошибки можно оценить как [69]

$$P_{\text{ош}} = 1 - \int_0^{\infty} x \exp\left(-\frac{x^2 + q^2}{2}\right) I_0(qx) \left[1 - \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\right]^{2N-1} dx. \quad (3.32)$$

Здесь  $I_0(x)$  – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка;  $q$  – параметр распределения Релея-Райса для модуля корреляции  $Z(\tau_c) = \sqrt{I^2(\tau_c) + Q^2(\tau_c)}$  на выходе синхронного канала, т. е. канала, опорный сигнал которого совпадает с принятым сигналом ( $\varepsilon = 0$ ):

$$q = \frac{\sqrt{(\bar{I})^2 + (\bar{Q})^2}}{\sigma_n}, \quad (3.33)$$

где  $\bar{I}$  и  $\bar{Q}$  – средние значения (математические ожидания) статистик  $I(\tau_c)$  и  $Q(\tau_c)$ ;  $\sigma_n$  – среднеквадратическое отклонение каждой из указанных статистик.

Формула (3.32) определяет также условную вероятность ошибки при фиксированном значении  $\varepsilon$ , если параметр  $q$  заменить на значение  $qR(\varepsilon)$  с учётом ограничения  $|\varepsilon| \leq T/4$ . Усредняя условную вероятность  $P_{\text{ош}}(\varepsilon)$  по случайному параметру  $\varepsilon$ , который полагаем равномерно распределённым на интервале  $[-T/4, T/4]$ , для средней вероятности ошибки запишем

$$P_{\text{ош}} \approx \frac{2}{T} \int_{-T/4}^{T/4} P_{\text{ош}}(\varepsilon) d\varepsilon = \frac{4}{T} \int_0^{T/4} P_{\text{ош}}(\varepsilon) d\varepsilon. \quad (3.34)$$

Используя (2.22)–(2.24), для средних значений статистик  $I$  и  $Q$  запишем

$$\begin{aligned} \bar{I} &= \bar{I}_1 + \bar{I}_2 = nE \left( 1 + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \overline{\hat{D}_i D_i} \right) \cos \varphi, \\ \bar{Q} &= -\bar{Q}_1 + \bar{Q}_2 = nE \left( 1 + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \overline{\hat{D}_i D_i} \right) \sin \varphi, \end{aligned} \quad (3.35)$$

где  $E$  – энергия каждой из компонент сигнала на периоде ШПС;  $D_i$  – истинное значение текущего бита,  $\hat{D}_i$  – его оценка, определяемая в соответствии с (2.23). Учитывая, что умножение шумовой составляющей на  $\hat{D}_i = \pm 1$  не влияет на её статистические характеристики, для дисперсий статистик  $I$  и  $Q$  запишем

$$\sigma_n^2 = nEN_0. \quad (3.36)$$

где  $N_0/2$  – спектральная плотность белого шума.

Используя (3.33), (3.35), (3.36), после несложных преобразований находим

$$q \approx h \sqrt{\sum_{i=1}^n \Phi(b_i)}, \quad b_i = \sqrt{\frac{i}{2}} h \frac{1}{\sqrt{1+i+2/h^2}}. \quad (3.37)$$

где  $h = \sqrt{4E/N_0}$  – отношение сигнал/шум на периоде ШПС по обеим компонентам (пилотной и информационной);  $\Phi(x)$  – интеграл вероятности. Точное равенство в (3.37) имеет место в асимптотическом случае, когда отношение сигнал/шум  $h \rightarrow \infty$ .

На рисунке 3.31 представлены результаты расчёта с использованием формул (3.37): зависимости отношения  $q$  сигнал/шум на выходе синхронного канала от числа  $n$  периодов накопления при отношении сигнал/шум  $h = 0$  дБ,  $h = 5$  дБ. Кривые 1 соответствуют использованию только пилотной компоненты сигнала, а кривые 2 – использованию обеих компонент. Там же приведены зависимости  $q(n)$  для алгоритма накопления с постобработкой (кривые 3), использующего результаты когерентного накопления на всём интервале наблюдения  $nT_{\text{п}}$ . Символами  $\Delta$  отмечены результаты статистического моделирования рассмотренного алгоритма накопления при числе испытаний  $10^4$  (кривая 2).

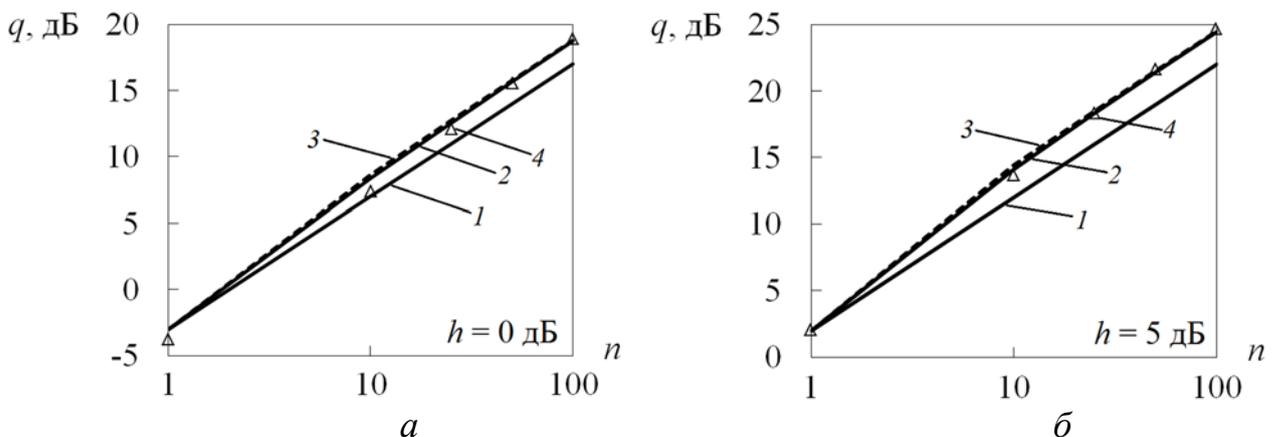


Рисунок 3.31 – Зависимости отношения сигнал/шум на выходе синхронного канала от числа периодов накопления

Как видно из рисунков, оба алгоритма (с накоплением в реальном времени и с постобработкой) практически равноценны по помехоустойчивости (проигрыш первого алгоритма не превышает 1 дБ при отношении сигнал/шум  $h = 0$  дБ). Эффективность рассмотренного алгоритма межпериодного накопления с использованием обеих сигнальных компонент возрастает по мере увеличения отношения сигнал/шум  $h$ : при  $n = 10$  и значениях  $h = 0$  дБ и  $h = 5$  дБ проигрыш в помехоустойчивости по сравнению с оптимальным алгоритмом составляет около 2 дБ и 0.5 дБ соответственно. Алгоритм накопления с использованием только пилотной компоненты заметно проигрывает в помехоустойчивости алгоритму накопления с использованием обеих компонент сигнала: при  $n \geq 10$  проигрыш составляет около 1 дБ и 3 дБ при  $h = 0$  дБ и  $h = 5$  дБ соответственно.

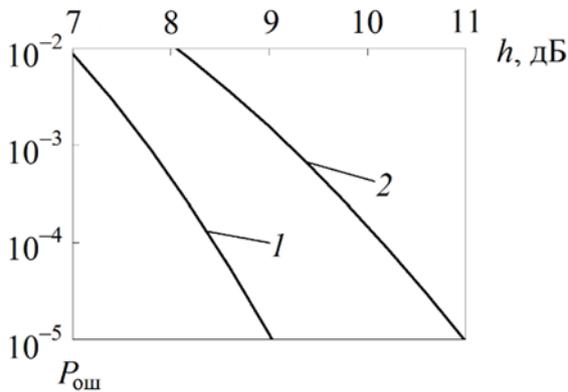


Рисунок 3.32 – Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

На рисунке 3.32 представлены графики зависимостей вероятности  $P_{ош}$  от отношения сигнал/шум  $h$  при  $n = 25$  для сигнала с минимальной частотной модуляцией и длиной ПСП квадратурных компонент  $N = 8191$ , рассчитанные по формулам (3.32), (3.34) (кривые 1 и 2 соответственно) с использованием соотношений (3.37).

Как свидетельствуют результаты анализа, для достижения значений вероятности  $P_{ош} \leq 10^{-2}$  требуемое отношение сигнал/шум  $h \geq 8$  дБ.

Эффективность рассмотренного алгоритма поиска с использованием обеих сигнальных компонент возрастает по мере увеличения отношения сигнал/шум и числа периодов накопления. При значениях указанных параметров, представляющих практический интерес, проигрыш в помехоустойчивости по сравнению с оптимальным алгоритмом составляет

менее 1 дБ. Алгоритм поиска с использованием только пилотной компоненты сигнала заметно проигрывает в помехоустойчивости алгоритму с использованием обеих компонент сигнала (при равной мощности сигнальных компонент проигрыш составляет от 1 до 3 дБ). Предложенный алгоритм поиска может быть использован в корреляционных приемниках периодических ШПС с пилотной и информационной компонентами, обеспечивая помехоустойчивость, близкую к потенциально достижимой в отсутствие модуляции данными.

### **Выводы по главе 3**

1. Автокомпенсатор мощной структурной помехи на основе двухпетлевого следящего фильтра с кольцами слежения за задержкой и фазой помехи обеспечивает подавление помехи не менее 40 дБ при отношении СП/шум на входе АКП равном 0 дБ и более.

2. Для подавления структурной помехи не менее 40 дБ требуемая точность оценки параметров СП составляет: по амплитуде – не хуже 0.01, по задержке – не хуже 15 нс, по фазе – не хуже 0.01 рад.

3. Предложенный автокомпенсатор структурной помехи позволяет повысить запас помехоустойчивости приемника *MSK*-сигнала с 40 дБ до 80 дБ и более, что соответствует динамическому диапазону сигналов РНС «Спрут».

4. Квазиоптимальный алгоритм параллельного поиска шумоподобного *MSK*-сигнала проигрывает в помехоустойчивости оптимальному алгоритму менее 1 дБ, обеспечивая существенные преимущества в реализации.

## Глава 4. Экспериментальное исследование компенсации структурных помех

### 4.1 Общие аспекты реализации автокомпенсатора структурной помехи

Эффективность компенсационных методов может существенно ухудшиться при реализации автокомпенсатора. Основными факторами, снижающими эффективность компенсации СП, являются ограничение спектра входных сигналов в приёмном тракте (полосно-пропускающий фильтр) и в усилительных трактах опорных станций, а также амплитудно-фазовые искажения на трассе распространения сигнала. Негативное влияние полосовой фильтрации в приёмном тракте обусловлено неравномерностью амплитудно-частотной и нелинейностью фазочастотной характеристик. Как правило, в диапазоне средних волн полосовая фильтрация сопряжена со сложностью реализации достаточно высокой крутизны АЧХ на границах полосы пропускания при заданной неравномерности в полосе пропускания и линейности фазо-частотной характеристики.

Ограничение ширины спектра входного сигнала (для работы приемника в выделенной полосе частот) уменьшает внутриполосную мощность сигнала. Для *MSK*-сигналов ограничение полосы пропускания приёмника значением  $1.2f_T$  приводит к снижению мощности сигнала до уровня 0.99 от значения  $P_c$  (см. параграф 1.1).

Возникающая вследствие явления Гиббса паразитная амплитудная модуляция не будет скомпенсирована в АКП и приведет к росту мощности остатка структурной помехи на выходе АКП. Также недопустимо клипирование входной смеси (появление ошибок насыщения) в тракте аналого-цифрового преобразования в следствие паразитной амплитудной модуляции.

Грубо определить величину выброса амплитуды вследствие явления Гиббса можно по уровню отсеянной (внеполосной) мощности принятого сиг-

нала (2.1). При внутриполосной мощности 0.99 от значения  $P_c$  мощность флуктуаций составляет приблизительно 0.01 [30, 31, 48]. Соответственно, амплитудные выбросы ожидаются на уровне 0.1 амплитуды ШПС.

Равномерно распределенное групповое время запаздывания (ГВЗ) в полосе сигнала обеспечивается линейностью фазо-частотной характеристики (ФЧХ) полосового фильтра. Как правило, в диапазоне средних длин волн полосовая фильтрация сопряжена со сложностью реализации достаточно высокой крутизны АЧХ на границах полосы пропускания при заданной неравномерности в полосе пропускания и линейности фазо-частотной характеристики. Неравномерности в АЧХ и ФЧХ снижают точность измерения радионавигационных параметров, и параметров структурной помехи.

Другим важным фактором снижения точности измерения радионавигационных параметров, являются искажения, вносимые при аналого-цифровом преобразовании. Величина искажения, вызванная необходимостью аппроксимации аналогового сигнала квантованными выборками, обратно пропорциональна числу уровней, задействованных в процессе квантования. Ухудшение сигнала вследствие квантования ограничено половиной квантового интервала. Критерием качества равномерного аналого-цифрового преобразования является его дисперсия (среднеквадратическая ошибка при подразумеваемом нулевом среднем). Если считать, что ошибка квантования  $e$  равномерно распределена в пределах интервала квантования шириной, дисперсия ошибок для устройства квантования составляет

$$\sigma^2 = \int_{-q/2}^{+q/2} e^2 p(e) de = \int_{-q/2}^{+q/2} e^2 \frac{1}{q} de = \frac{q^2}{12},$$

где  $1/q$  – равномерно распределенная плотность вероятности возникновения ошибки квантования.

Ошибки насыщения значительно больше и менее желательны, чем шум квантования: малое насыщение, даже если оно случается нечасто, будет вносить большой вклад в средний уровень шума квантующего устройства. Борьба с этим типом искажений можно путем уменьшения динамического диапазона

входных сигналов, например, устанавливая систему автоматической регулировки усиления (АРУ). Однако это приводит к росту ошибки квантования.

При анализе различных способов оптимального и квазиоптимального приема в средневолновом диапазоне частота квантования АЦП должна быть не менее 20 МГц (практически минимальное значение частоты преобразования АЦП, которое обеспечивает заданную точность измерения фазового сдвига несущих принимаемых станций – 1 градус).

Нестабильность генератора опорной частоты влияет на точность синхронизации по дальномерному коду и фазовой синхронизации в приемнике помехи. Неточность синхронизации будет приводить к увеличению остатка подавленной помехи, что может существенно ухудшить помехоустойчивость приемника. Требования к нестабильности опорного генератора следуют из требуемой точности кодовой и фазовой синхронизации.

## 4.2 Ограничение ширины спектра входного сигнала

Для оценки влияния ограничения спектра сигнала разработана модель полосового КИХ-фильтра для рассматриваемой системы средневолнового диапазона:

- полоса пропускания: 1.6...2.2 МГц;
- средняя частота *MSK*-сигнала 1.9 МГц;
- весовая функция: Ханна;
- длина импульсной характеристики: 501;
- неравномерность АЧХ в полосе пропускания составляет не более 0.5 дБ.

На рисунке 4.1 приведены АЧХ и ФЧХ рассчитанного фильтра. Оценим эффективность подавления структурной помехи с помощью компенсации по величине  $\Psi$ , равной отношению мощности остатка подавленной помехи к полной мощности помехи перед полосовым фильтром:

$$\Psi = P_{\text{ост}} / P_{\text{сп}}.$$

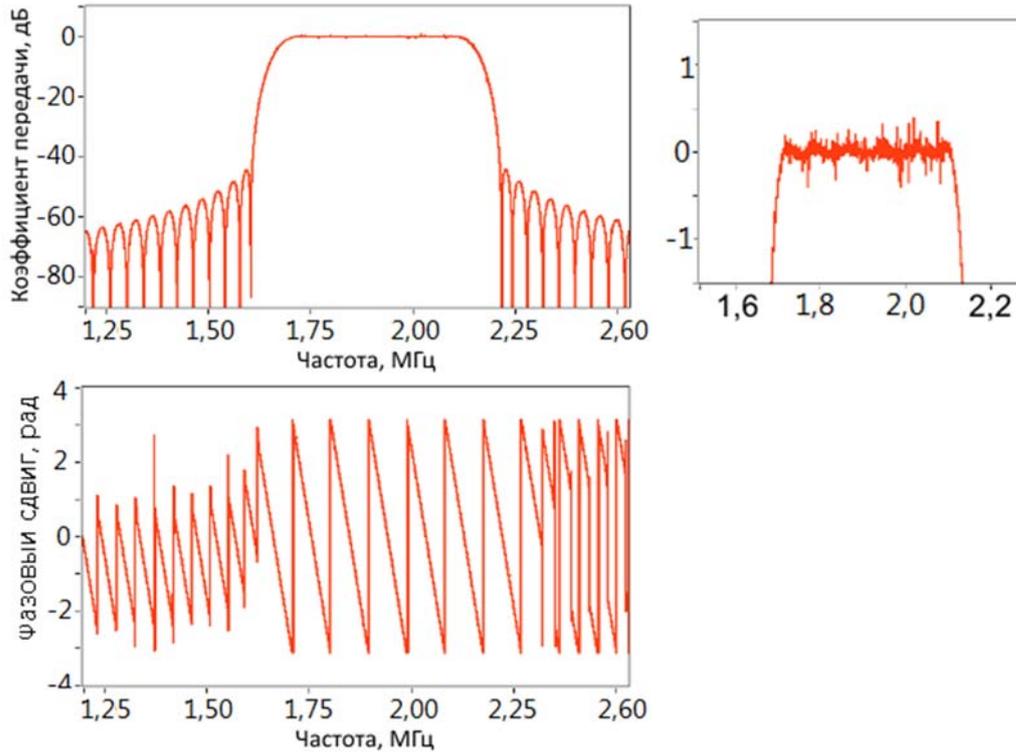


Рисунок 4.1 – АЧХ и ФЧХ полосно-пропускающего фильтра

Проведем компьютерное моделирование компенсации структурной помехи с использованием описанных алгоритмов при наличии модели рассчитанного фильтра входной смеси. Это позволит оценить влияние ограничения спектра входной смеси на эффективность подавления структурной помехи. Модель показана на рисунке 4.2. Смесь сигнала, структурной помехи и шума  $y(t)$

$$y(t) = s(t - \tau_c) + s_{\Pi}(t - \tau_{\Pi}) + \xi(t)$$

поступает на вход полосового фильтра, где претерпевает амплитудные и фазовые преобразования.

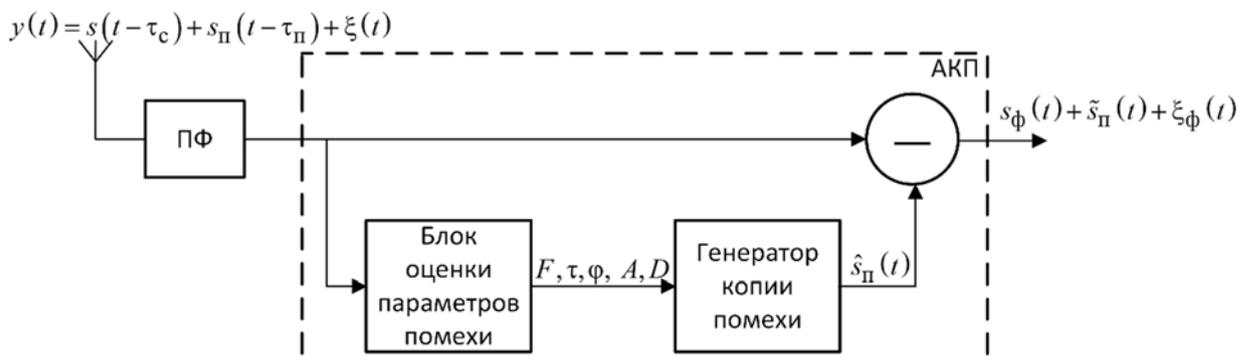


Рисунок 4.2 – Схема экспериментальной компьютерной модели

На рисунке 4.3 представлен фрагмент временной диаграммы структурной помехи на выходе полосового фильтра. На рисунке 4.4 представлен спектр навигационного сигнала без фильтрации (кривая 1) и на выходе полосно-пропускающего фильтра (ППФ) (кривая 2). Далее, входная смесь поступает в блок оценки параметров помехи, который осуществляет оценку задержки дальномерного кода мешающего сигнала, фазовый сдвиг несущего колебания, доплеровский частотный сдвиг, амплитуду и информационный символ. Эти данные являются параметрами копии помехи, которая с выхода генератора копии помехи поступает на второй вход вычитателя. Смесь сигнала, остатка подавленной помехи и шума (после прохождения полосовой фильтрации) далее поступает на вход приемника полезного сигнала.

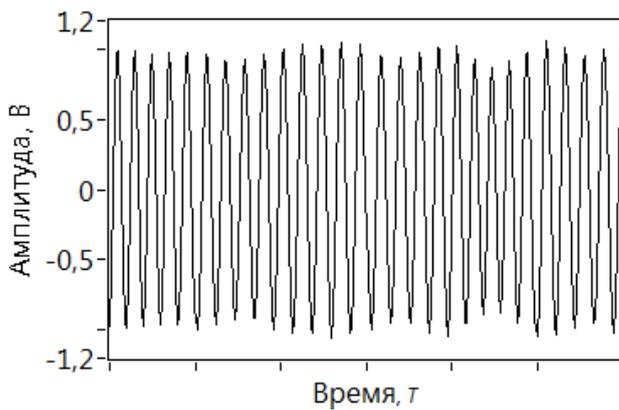


Рисунок 4.3 – Временная диаграмма структурной помехи на выходе ППФ

На рисунке 4.5 показана временная диаграмма уровня  $\Psi$  остатка помехи при различных отношениях СП/шум: кривая 1 – 40 дБ, кривая 2 – 20 дБ, кривая 3 – 0 дБ, кривая 4 – 40 дБ с включенным в тракт полосно-пропускающим фильтром.

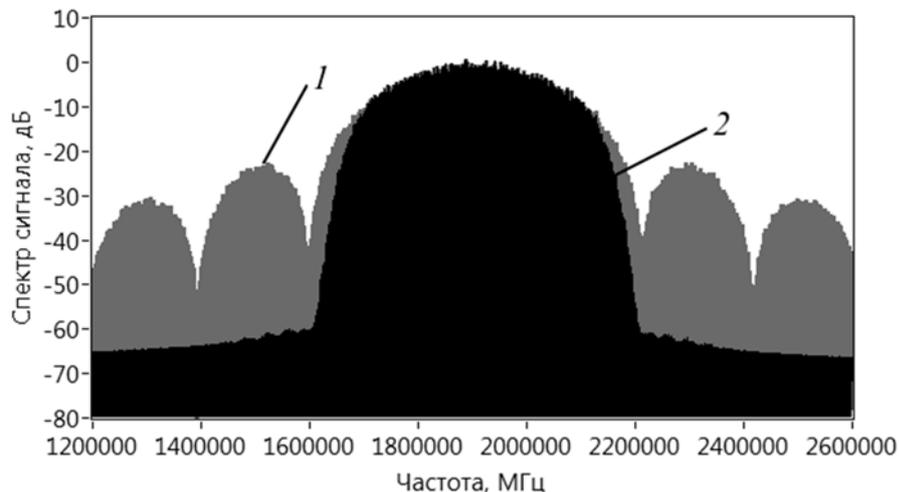


Рисунок 4.4 – Спектр структурной помехи на входе и выходе ППФ

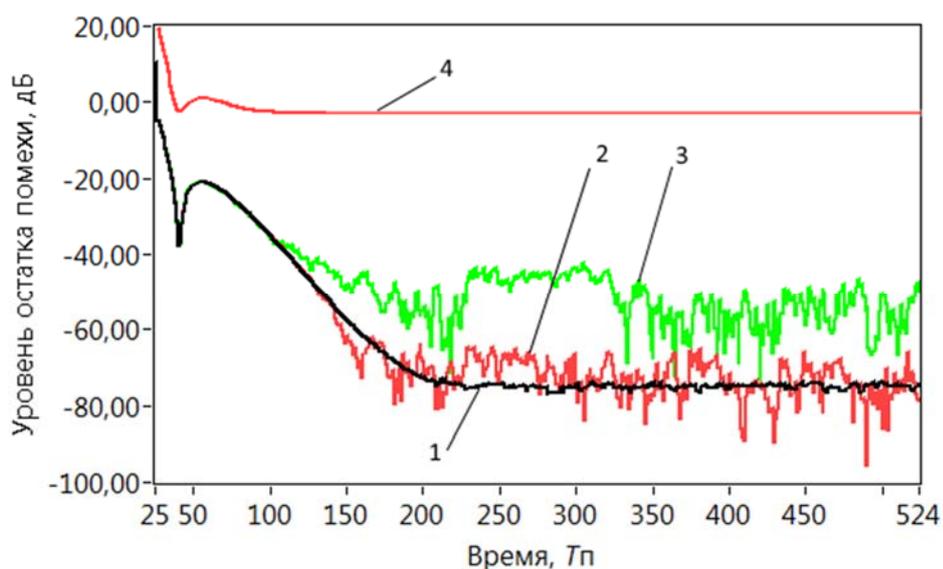


Рисунок 4.5 – Временная диаграмма уровня остатка помехи при различных отношения СП/шум: кривая 1 – 40 дБ, кривая 2 – 20 дБ, кривая 3 – 0 дБ, кривая 4 – 40 дБ с включенным в тракт полосно-пропускающим фильтром

Как показывают результаты, эффективность компенсации структурной помехи существенно отличается при введении в реальной системе ограничения спектра входной смеси. По завершении переходных процессов подавление достигает уровня порядка 20 дБ. Показанный уровень не является достаточным для обеспечения динамического диапазона навигационных сигналов 80 дБ.

Чтобы сгенерированная копия структурной помехи, предназначенная для компенсации ее во входной смеси, содержала те же самые искажения, которым подвержена структурная помеха входной смеси после полосовой фильтрации, копия может пройти через аналогичный полосовой фильтр. Тогда необходимо будет ввести задержку во входном тракте, равную длине импульсной характеристики фильтра (меньшую, чем в АКП с задержкой) для синхронизации копии помехи по времени (см. рисунок 4.6). Нестабильностью параметров полосно-пропускающего фильтра в средневолновом диапазоне в рамках рассматриваемой задачи можно пренебречь [1].

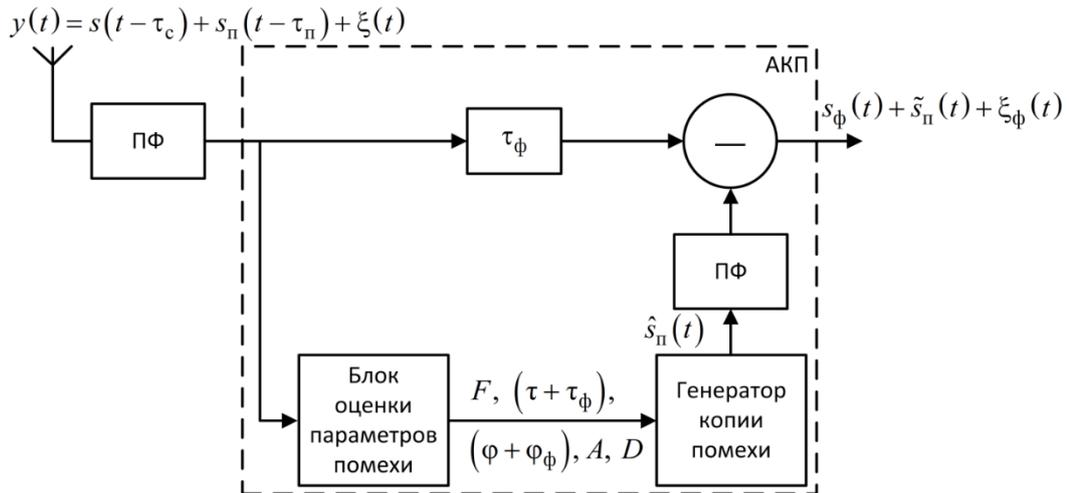


Рисунок 4.6 – Схема экспериментальной компьютерной модели с вторым полосно-пропускающим фильтром

На рисунке 4.7 представлены временные диаграммы компенсации структурной помехи: Кривая 1 – подавление помехи без полосовой фильтрации входной смеси, кривая 2 – подавление помехи при введении полосового фильтра в приемный тракт, кривая 3 – подавление помехи при прохождении копии помехи через второй полосно-пропускающий фильтр.

Как видно из рисунка, предложенные меры по фильтрации сгенерированной копии структурной помехи позволяют практически нейтрализовать искажения, вносимые во входной сигнал полосовым фильтром и повысить эффективность компенсации структурной помехи при реализации.

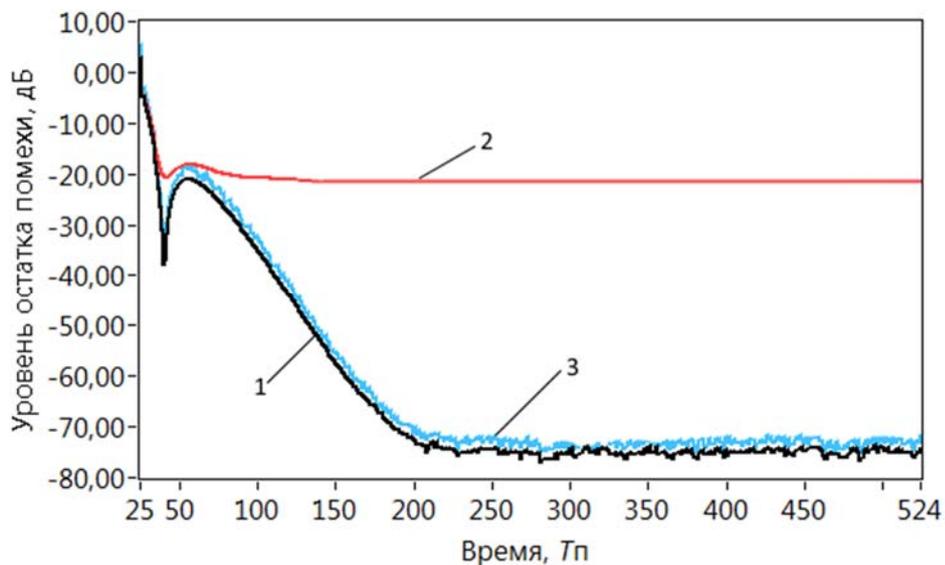


Рисунок 4.7 – Временные диаграммы мощности остатка СП

Задержка  $\tau_\phi$  на длину импульсной характеристики фильтра составляет  $\tau_\phi \approx 5.01T$  при тактовой частоте дискретизации 20478750 Гц, что требует порядка 4 килобит оперативной памяти устройства при 16-разрядном представлении выборок входного сигнала. При реализации компенсатора в цифровом виде эффективность компенсации во многом зависит от того, насколько точно цифровая фильтрация копии помехи повторяет характеристики аналоговой полосовой фильтрации входной смеси.

### 4.3 Нелинейность аналого-цифрового преобразования

Как отмечено ранее, на точность измерения навигационных параметров влияет нелинейность тракта аналого-цифрового преобразования. На границах рабочей зоны РНС сигнал близкой опорной станции на 80 дБ превосходит слабый сигнал удаленной опорной станции. При этом в условиях воздействия АБГШ входная смесь может блокировать динамический диапазон тракта аналого-цифрового преобразования, в результате чего флуктуации слабого сигнала, обусловленные наличием слабого сигнала, могут быть подавлены. Это обстоятельство существенно снижает помехоустойчивость приемника удаленной опорной станции даже тогда, когда структурная помеха скомпенсирована (в цифровом виде) достаточно эффективно (подавлена более чем на 40 дБ). На рисунке 4.8 приведена временная диаграмма отношения сигнал/помеха на выходе корреляционного приемника:

$$q(t_k) = \frac{Z_{ck} - Z_{nk}}{Z_{nk}}, \quad t_k = kT_N, \quad (4.1)$$

где  $Z_{ck}$  и  $Z_{nk}$  – сигнальная и помеховая составляющие модуля корреляции на  $k$ -м шаге (интервал дискретизации равен периоду ШПС  $T_N$ ) на выходе корреляционного приемника в отсутствие АЦП и при его наличии (кривые 1 и 2). Соответствующий переходному процессу интервал около 4 секунд на рисунке

не показан. Приведенные зависимости соответствуют условиям: АЦП – разрядностью 14 бит (13 бит для представления модуля величины, 1 бит для указания арифметического знака величины); отношение “СП/сигнал” на входе АКП  $\gamma=80$  дБ; кодовые ПСП представляют собой циклические сдвиги на  $m = 4100$  элементов общей  $M$ -последовательности длины  $N=2^{14}-1=16383$  с периодом повторения  $T_N=40$  мс. Цифровая модуляция ШПС осуществлялась меандровым сообщением.

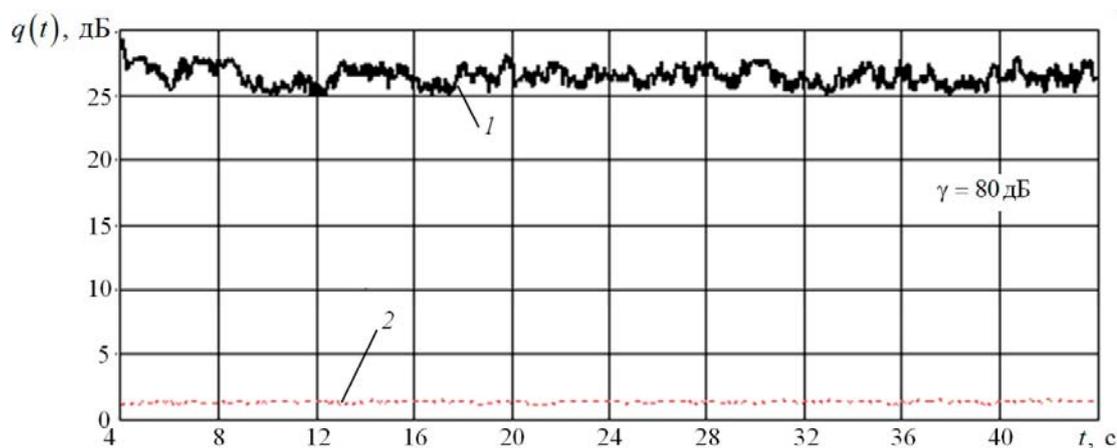


Рисунок 4.8 – Временная диаграмма отношения сигнал/СП на выходе корреляционного приемника

Как видно из рисунка, отношение сигнал/помеха на выходе приемника в связи с наличием нелинейности тракта снижается на величину порядка 24 дБ. К флуктуациям на выходе приемника, обусловленным наличием остатка подавленной помехи, следует добавить мощность случайного процесса, обусловленного влиянием АБГШ. Кроме того, амплитудные выбросы в смеси, вызванные ограничением спектра сигналов, также способствуют клипированию тракта АЦП.

Другим фактором, как отмечено ранее, снижающим точность измерения радионавигационных параметров, является квантование входной смеси по уровню. Флуктуации во входной смеси, обусловленные наличием слабого сигнала удаленной опорной станции могут не вызвать изменения выходного аналого-цифрового преобразователя и, как следствие, могут быть подавлены, в результате чего происходит снижение отношения сигнал/(шум+помеха) на выходе корреляционного приемника.

Исследования влияния нелинейности аналогово-цифрового преобразования разбито на несколько стадий: 1) влияние квантования для различных отношений сигнал/СП без учета влияния насыщения; 2) влияния насыщения без учета влияния квантования; 3) исследование взаимного влияния погрешностей квантования и насыщения.

Для оценки влияния разрядности аналого-цифрового преобразования построим модель эксперимента по следующей схеме (рисунок 4.9): АЦП переменной разрядности 14, 15, 16 и 18 бит.

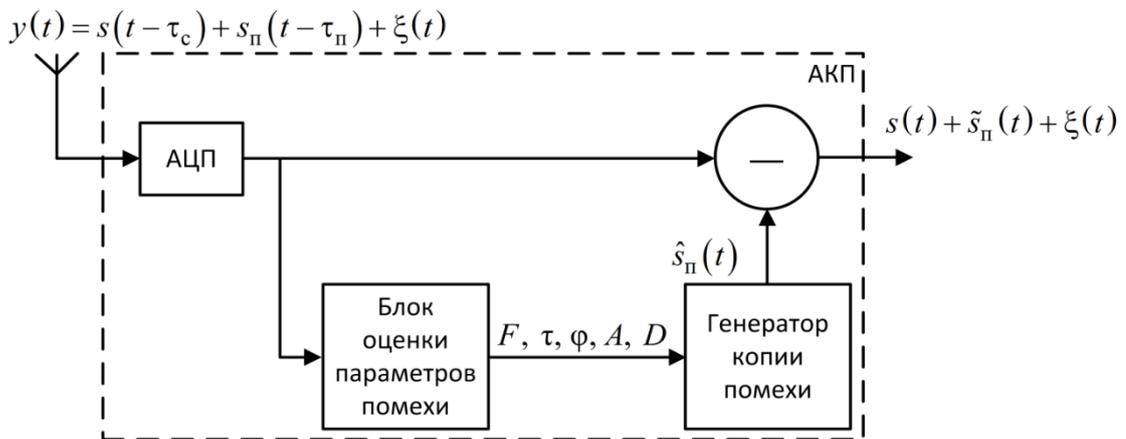


Рисунок 4.9 – Структурная схема модели эксперимента с АЦП

Результат моделирования выражается в уровне подавления как среднее из выборок, полученных в установившемся режиме:

$$\Psi_{\text{эф}} = \frac{\sum_{i=1}^n \Psi}{n} \quad (4.2)$$

где  $\Psi$  – уровень подавления помехи (см. параграф 3.1.4), определяемый на одном периоде ШПС,  $n$  – количество периодов ШПС прошедших за время наблюдения. Помехоустойчивость корреляционного приемника с адаптивным компенсатором вычисляется по формуле:

$$q_{\text{эф}} = \frac{\overline{Z_{(c+\pi+\psi)}} - \overline{Z_{(\pi+\psi)}}}{\delta} \quad (4.3)$$

где  $\overline{Z_{(c+\pi+\psi)}}$  и  $\overline{Z_{(\pi+\psi)}}$  – усредненные за время наблюдения, сигнальная и помеховая составляющие модуля корреляции,  $\delta$  – среднеквадратическое отклонение сигнальной составляющей.

В таблице 4.1 представлены результаты моделирования при шуме квантования аналого-цифрового преобразования различной разрядности в отсутствие амплитудного ограничения: эффективные значения мощности остатка СП при различной разрядности аналого-цифрового преобразования.

Таблица 4.1 – Мощность остатка СП при различной разрядности АЦП

$\gamma$ , дБ	в отсутствие АЦП	14 бит	15 бит	16 бит	18 бит
1	2	3	4	5	6
$\Psi_{эф}$					
80	-54.5	-54.1	-54.3	-54.4	-54.4
60	-53.2	-48.1	-49.9	-50.2	-51.2
40	-37.1	-30.0	-33.0	-34.7	-36.4
$q_{эф}$					
80	-0	-0.54	-0.41	-0.33	-0.23
60	-0.37	-0.62	-0.40	-0.36	-0.34
40	-0.35	-0.60	-0.41	-0.37	-0.35

Результаты показывают, что повышение разрядности АЦП практически не оказывает влияния на уровень подавления структурной помехи и на повышение помехоустойчивости приемника с АКП. При  $\gamma = 80$  дБ подавление помехи является удовлетворительным, более 40 дБ.

Для оценки влияния ограничения динамического диапазона по входу проводим моделирование при отношении СП/сигнал, равном 80 дБ (рисунок 4.10). Проведем моделирование со следующими ограничениями амплитуды: 1.00; 1.01; 1.02; 1.05 В – что эквивалентно установке системы автоматической регулировки усиления входной смеси, с коэффициентами передачи: 1.00; 0.99; 0.98; 0.95 соответственно. Эффективные значения мощности остатка СП при амплитудном ограничении представлены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Мощность остатка СП при амплитудном ограничении

Величина	в отсутствие ограничения	1.00	1.01	1.02	1.05
1	2	3	4	5	6
$\Psi_{эф}$	-54.5	-35.2	-38.9	-42.9	-53.2
$q_{эф}$	-0	-0.48	-0.45	-0.41	-0.38

Представленные результаты указывают на существенное снижение помехоустойчивости приемника и падение эффективности компенсации структурной помехи при клипировании. Клипирование приводит к неточности соответствия копии структурной помехи и принятой структурной помехи (возрастает амплитуда остатка подавленной помехи).

Оценку взаимного влияния разрядности аналогового-цифрового преобразования одновременно с ограничением динамического диапазона произведем при отношении СП/сигнал = 80 дБ. Варианты разрядностей и ограничений остаются теми же.

В таблице 4.3 и на рисунке 4.10 представлены эффективные значения мощности остатка помехи и значения отношения сигнал/(шум+помеха) для  $\gamma = 80$  дБ при ограничении амплитуды и различных разрядностях аналого-цифрового преобразования.

Как видно из рисунка, на подавление структурной помехи влияет не столько изменение разрядности аналого-цифрового преобразования, сколько ограничение динамического диапазона входной смеси.

Таблица 4.3 – Мощность остатка СП при амплитудном ограничении и различной разрядности аналого-цифрового преобразования

Ограничение	в отсутствие АЦП	14 бит	15 бит	16 бит	18 бит
1	2	3	4	5	6
$\Psi_{эф}$					
Без ограничения	-54.5	-54.1	-54.3	-54.4	-54.4
1.00	-35.3	-35.3	-35.3	-35.3	-35.3
1.01	-38.9	-38.9	-38.9	-38.9	-38.9
1.02	-42.9	-42.9	-42.9	-42.9	-42.9
1.05	-53.2	-53.0	-53.1	-53.1	-53.1
$q_{эф}$					
Без ограничения	-0	-0.54	-0.41	-0.33	-0.23
1.00	-0.47	-1.06	-0.83	-0.70	-0.63
1.01	-0.45	-0.92	-0.61	-0.66	-0.57
1.02	-0.41	-0.86	-0.54	-0.58	-0.59
1.05	-0.38	-0.74	-0.53	-0.48	-0.44

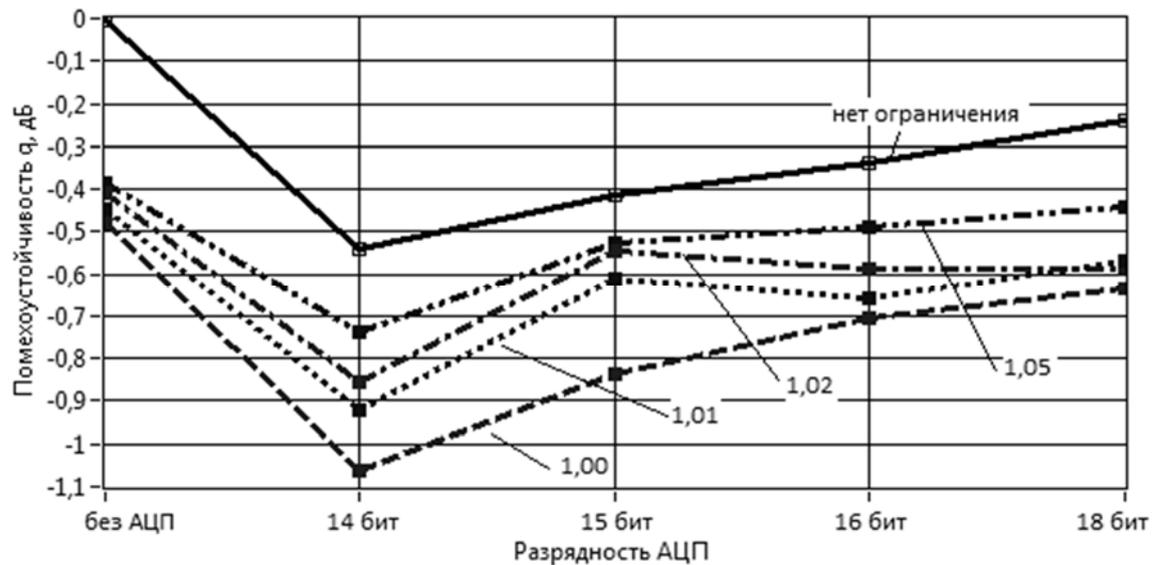


Рисунок 4.10 – Эффективные значения отношения сигнал/шум для  $\gamma = 80$  при различных разрядностях АЦП и амплитудных ограничениях

Удовлетворительное подавление достигается при амплитудном ограничении равном 1.05 В, что соответствует коэффициенту передачи системы АРУ – 0.95, однако дальнейшее уменьшение коэффициента приводит к росту погрешности квантования.

#### 4.4 Экспериментальная модель

Задача экспериментальной реализации автокомпенсатора решается путем синтеза микропрограммы на основе разработанной модели устройства в программной среде *Matlab-Simulink*. После экспорта данной модели в среду разработки *Xilinx ISE 14.7* (рисунок 4.11) произведена настройка проекта устройства в соответствии с конфигурацией специально разработанной радиоэлектронной платы демодулятора навигационного приемника.

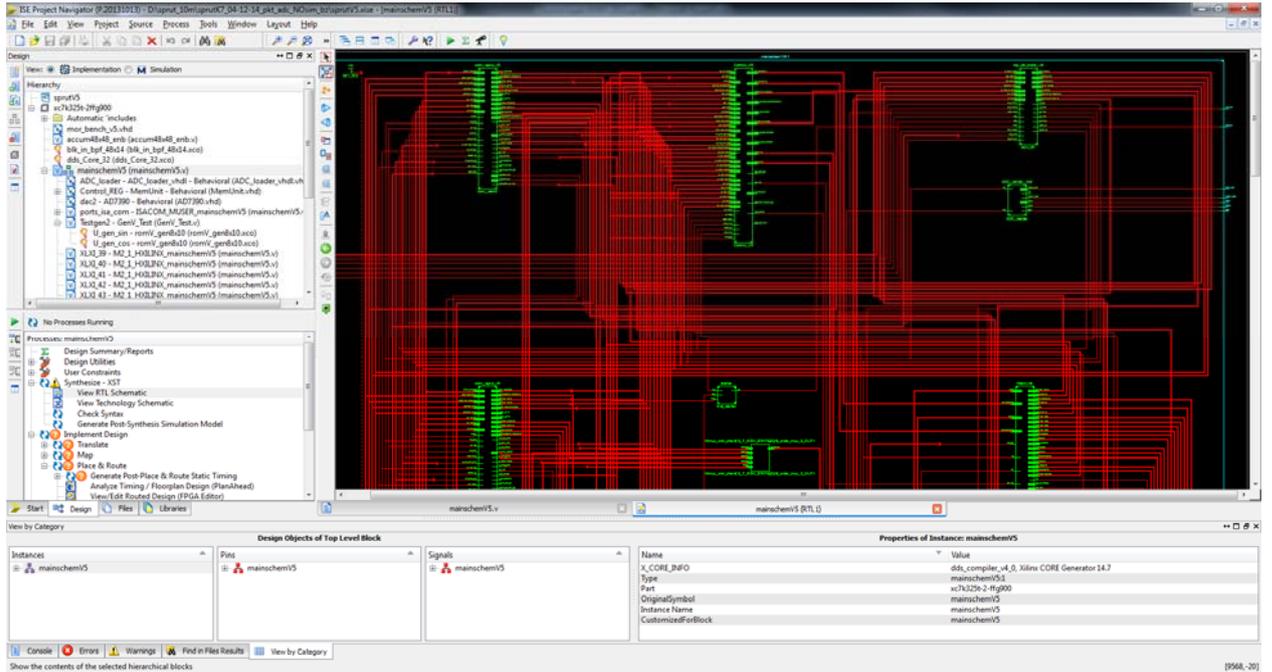


Рисунок 4.11 – Проект в среде разработки и отладки *Xilinx ISE 14.7*

Плата изготовлена на базе АО «НПП «Радиосвязь». В состав платы входят цифро-аналоговый преобразователь, аналого-цифровой преобразователь, программируемая логическая интегральная схема фирмы *Xilinx (Kintex-7®)*, ряд интерфейсных микросхем и другие радиокомпоненты (рисунок 4.12).

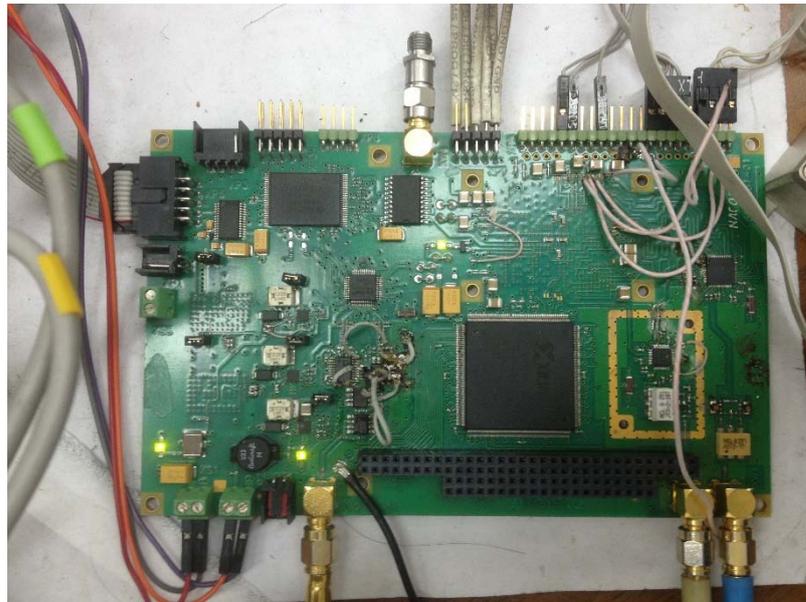


Рисунок 4.12 – Плата демодулятора навигационного приемника

Следующий этап разработки включает в себя поведенческую симуляцию спроектированного устройства, симуляцию физических процессов в программируемой микросхеме с использованием пакета компьютерных программ *Mentor Graphics™ Questasim* (рисунок 4.13). Дальнейший процесс разработки состоит в отладке сгенерированной микропрограммы для микросхемы с целью доведения до полнофункционального состояния.

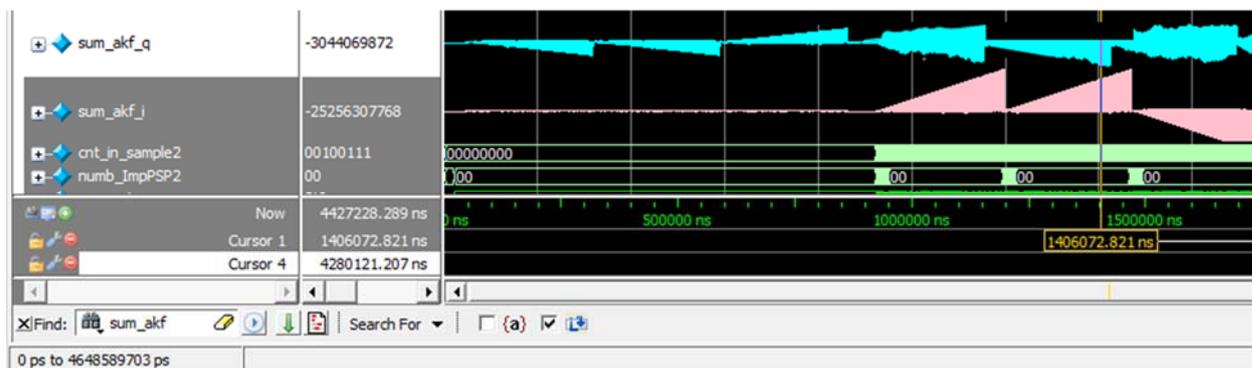
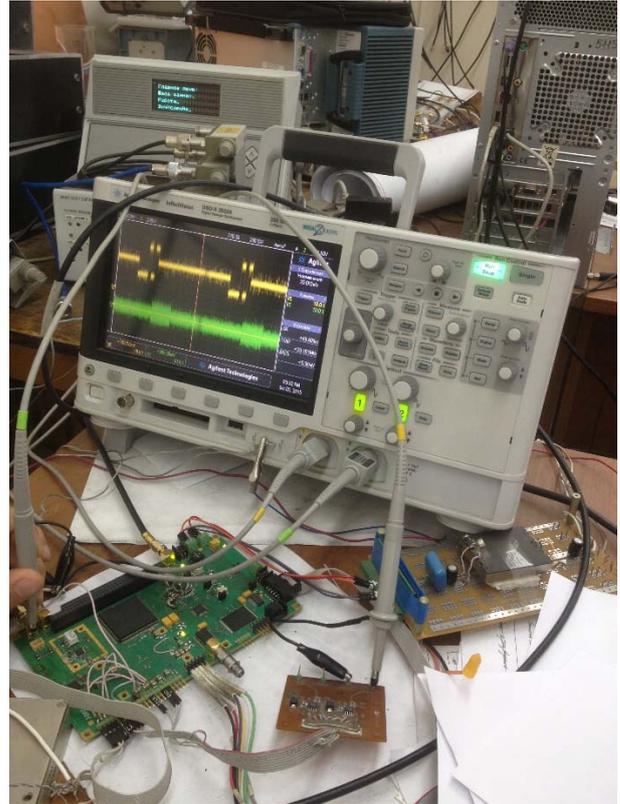


Рисунок 4.13 – Симуляция проекта устройства с применением пакета программ *Mentor Graphics™ QuestaSim*

Экспериментальная модель изображена на рисунке 4.14 а и б. Плата запрограммирована, подключена к имитатору сигналов опорных станций и подключена к персональному компьютеру по интерфейсу RS-232. Для формирования динамического диапазона сигналов опорных станций 80 дБ подключается два имитатора сигналов, синхронизированные между собой по специальным каналам обмена данными. Подавление сигналов осуществляется аналоговыми аттенюаторами, сложением мощных и слабых сигналов, подключением смеси на вход демодулятора.

При подавлении структурной помехи до уровня шумов обеспечивается стационарный режим приемника, обеспечиваются допустимые погрешности радионавигационных параметров. По условным обозначениям технологического пульта платы демодулятора виден стабильный стационарный режим работы навигационного приемника. На рисунке 4.15 приведено изображение интерфейса программного обеспечения, служащего для контроля работы демодулятора и управления режимами его работы.



*а*

*б*

Рисунок 4.14 – Экспериментальная модель: *а* – имитатор сигналов опорных станций, *б* – плата демодулятора



Рисунок 4.15 – Интерфейс программного обеспечения контроля и управления платой демодулятора

Проведенные экспериментальные исследования показывают эффективность предложенного метода подавления структурной помехи, доказывают состоятельность теоретических выводов. Более подробные данные о функционировании устройства приведены в приложении Б.

#### **Выводы по главе 4**

1. Среди аппаратурных погрешностей АКП наибольшее влияние на эффективность компенсации мощной взаимной помехи оказывают амплитудно-фазовые искажения при полосовой фильтрации сигналов.

2. Введение в канал формирования копии структурной помехи полосового фильтра, идентичного полосовому фильтру приёмника, позволяет практически нейтрализовать амплитудно-фазовые искажения СП и повысить эффективность компенсации структурной помехи с 20 до 70 дБ.

3. Нелинейность тракта аналого-цифрового преобразования в меньшей мере, чем амплитудно-фазовые искажения СП, влияет на эффективность подавления структурной помехи. При этом основное негативное влияние оказывает ограничение динамического диапазона аналого-цифрового преобразователя.

4. Разработанный автокомпенсатор позволяет существенно расширить рабочую зону широкополосных навигационных систем путем эффективного подавления внутрисистемных помех.

## Заключение

Основные результаты работы могут быть сформулированы следующим образом:

1. С учётом технических ограничений, связанных с реализацией аппаратуры формирования, приёма и обработки сигналов следует признать целесообразным применение в широкополосных РНС большой дальности сигналов *MSK-BOC(2)*.

2. Двухкомпонентный формат спектрально-эффективных сигналов с пилотной компонентой *MSK-BOC(2)* и информационной компонентой *MSK(2)* позволяет значительно ослабить негативное влияние модуляции сигнала данными: сократить время поиска, повысить точность и устойчивость слежения за кодовой задержкой и фазой.

3. Требуемый допустимый уровень взаимных помех 80 дБ может быть обеспечен с использованием в качестве дальномерных кодов ансамблей из циклических сдвигов общей *M*-последовательности длины 16383 и дополнительной компенсации мощных взаимных помех.

4. Автокомпенсатор мощной взаимной помехи на основе двухпетлевого следящего фильтра с кольцами слежения за задержкой и фазой помехи, обеспечивает подавление помехи не менее 40 дБ для реальных условий приёма сигналов опорных станций.

5. Предложенный автокомпенсатор структурной помехи позволяет повысить запас помехоустойчивости приемника *MSK*-сигнала с 40 дБ (без компенсатора) до 80 дБ, что соответствует динамическому диапазону сигналов РНС «Спрут».

6. Предложенный квазиоптимальный алгоритм параллельного поиска шумоподобного *MSK*-сигнала проигрывает в помехоустойчивости оптимальному алгоритму менее 1 дБ, обеспечивая существенные преимущества в реализации.

7. Среди аппаратурных погрешностей АКП наибольшее влияние на эффективность компенсации мощной взаимной помехи оказывают амплитудно-фазовые искажения при полосовой фильтрации сигналов. Введение в канал формирования копии структурной помехи полосового фильтра, идентичного полосовому фильтру приёмника, позволяет практически нейтрализовать амплитудно-фазовые искажения СП и повысить эффективность компенсации структурной помехи с 20 до 70 дБ.

8. Нелинейность тракта аналого-цифрового преобразования в меньшей мере, чем амплитудно-фазовые искажения СП, влияет на эффективность подавления структурной помехи. При этом основное негативное влияние оказывает ограничение динамического диапазона аналого-цифрового преобразователя.

**Список сокращений**

- АКП – автокомпенсатор помехи;  
АКФ – автокорреляционная функция;  
БОА – блок оценки амплитуды;  
БОП – блок оценки помехи;  
БОС – блок обработки сигнала;  
ВКФ – взаимная корреляционная функция;  
ГВЗ – групповое время запаздывания;  
ГК – генератор кода;  
ГНСС – глобальная навигационная спутниковая система;  
ДВКФ – двумерная взаимная корреляционная функция;  
КВО – координатно-временное обеспечение;  
ККС – контрольно-корректирующая станция;  
КП – квадратурный преобразователь;  
МЧМ – минимальная частотная манипуляция;  
ОЗУ – оперативное запоминающее устройство;  
ОС – опорная станция;  
ПАКФ – периодическая автокорреляционная функция;  
ПВКФ – периодическая взаимная корреляционная функция;  
ПО – программное обеспечение;  
ППФ – полосно-пропускающий фильтр;  
ПСП – псевдослучайная последовательность;  
ПФ – петлевой фильтр;  
РНС – радионавигационная система;  
СКО – среднеквадратическое отклонение;  
СОКС – синтезатор опорных квадратурных сигналов;  
СП – структурная помеха;  
ССЗ – система слежения за задержкой;  
УЭО – устройство поэлементной обработки;  
ФД – фазовый дискриминатор;  
ФКП – формирователь кодовых последовательностей;  
ЦУГ – цифровой управляемый генератор;  
ШПС – шумоподобный сигнал.

**Список литературы**

1. Агафонников, А. М. Фазовые радиогеодезические системы для морских исследований / А. М. Агафонников // М.: Наука. – 1979. – 164 с.
2. Аджемов, С. С. Перспективы применения частотноманипулированных сигналов с непрерывной фазой / С. С. Аджемов, Г. Ц. Кастейнос, Н. И. Смирнов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1987. – №9.
3. Алешечкин, А. М. Бортовая станция широкополосной системы морской радионавигации / А. М. Алешечкин // Радиолокация, навигация и связь: сб. науч. тр. Т. 3., Воронеж: НПФ "САКВОЕЕ", 2007. – С. 1932–1942.
4. Алёшечкин, А. М. Помехоустойчивость корреляционного приемника шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией / А. М. Алёшечкин, В. Н. Бондаренко, В. И. Кокорин // Радиотехника. – 2006. – №12. – С. 10–13.
5. Алёшечкин, А. М. Основные направления разработки радионавигационной аппаратуры в Красноярском государственном техническом университете / А. М. Алёшечкин, В. Н. Бондаренко, В. И. Кокорин // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2007. – №5. – С. 54–62.
6. Али, М. Адаптивный асимптотически робастный инвариантный алгоритм для CDMA систем в случае BPSK / Мохамед Хассан Эссаи Али, А. Г. Вострецов // Научная инициатива иностранных студентов и аспирантов российских вузов: сборник докладов IV Всероссийской научно-практической конференции, Томск, 19-21 мая 2011 г. – Томск 2011. — С. 129-134.
7. Бондаренко, В. Н. Адаптивный компенсатор структурной помехи / В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов // Сб. науч. тр. Всеросс. НТК «Соврем. проблемы РЭ», Красноярск, ИПК СФУ, 2010. – С. 179-183.
8. Бондаренко, В. Н. Анализ помехоустойчивости алгоритма поиска шумоподобного сигнала / В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов, В. Ф. Гарифуллин // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. [Электронный ресурс] / Электрон. дан. (32 Мб). – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2014. – 606 с. – 1 электрон. опт. диск. – С. 226–229.

9. Бондаренко, В. Н. Влияние нелинейности тракта аналого-цифрового преобразования на помехоустойчивость приема шумоподобных сигналов / В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов // Сб. науч. тр. Всеросс. НТ «Соврем. проблемы РЭ», Красноярск, ИПК СФУ, 2011. – С.170–174.

10. Бондаренко, В. Н. Корреляционные свойства шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией при дополнительной цифровой модуляции / В. Н. Бондаренко, А. Г. Клевлин // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2008. – Вып.2. – С. 3–10.

11. Бондаренко, В. Н. Повышение эффективности автокомпенсатора структурной помехи / В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. / Сиб. федер. ун-т – Красноярск, 2013. – С. 166–170.

12. Бондаренко, В. Н. Помехоустойчивость корреляционного приемника шумоподобного сигнала с автокомпенсатором структурной помехи / В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2012. – Вып.1. – С. 58–65.

13. Бондаренко, В. Н. Составной шумоподобный MSK-сигнал с пилотной и информационной компонентами / В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов, В. Ф. Гарифуллин // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. [Электронный ресурс] / Электрон. дан. (32 Мб). – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2015. – 628 с. – 1 электрон. опт. диск. – С. 193–196.

14. Бондаренко, В. Н. Сравнительный анализ алгоритмов слежения за фазой шумоподобного сигнала / В. Н. Бондаренко, Е. В. Кузьмин // Сб. науч. тр. «Соврем. пробл. радиоэл.». – Красноярск: ИПК СФУ, 2009. – С. 60–63.

15. Бондаренко В.Н. Сравнительный анализ способов передачи данных в широкополосных радионавигационных системах с частотно-манипулированными шумоподобными сигналами / В.Н. Бондаренко // Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies. – 2008. – Vol.1. – P. 92–100.

16. Бондаренко, В. Н. Структуроподобные помехи в широкополосных радионавигационных системах со спектрально-эффективными шумоподоб-

ными сигналами / В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов, В. Ф. Гарифуллин // Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. [Электронный ресурс] / Электрон. дан. (32 Мб). – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2015. – 628 с. – 1 электрон. опт. диск. – С. 189–192.

17. Бондаренко, В. Н. Точность измерения задержки шумоподобных сигналов с ограниченным спектром / В. Н. Бондаренко, А. Г. Клевлин, В. И. Кокорин // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2011. – №1. – С. 38–45.

18. Бондаренко, В. Н. Широкополосные радионавигационные системы с шумоподобными частотно-манипулированными сигналами / В. Н. Бондаренко, В. И. Кокорин. – Новосибирск: Наука. 2011. – 260 с.

19. Борисов, В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / В. И. Борисов, В. М. Зинчук и др. – М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.

20. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.

21. Временной дискриминатор шумоподобного сигнала с минимальной частотной модуляцией формата MSK-BOC/ В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов, Р. Г. Галеев, В. Ф. Гарифуллин // Радиотехника. – 2013. – №6. – С. 89–92.

22. Галеев, Р. Г. Эффективность подавления структурных помех в широкополосной радионавигационной системе / Р. Г. Галеев, Т. В. Краснов // Журнал СФУ. Техника и технологии. – 2011. – Т. 4. – №1. – С. 58 – 67.

23. Гантмахер, В.Е. Шумоподобные сигналы (анализ, синтез, обработка) / В. Е. Гантмахер, Н. Е. Быстров, Д. В. Чеботарев. – С-Пб.: Наука и техника, 2005. – 396 с.

24. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. – М: Радиотехника, 2010. – 800 с.

25. Головков, В. А. Характеристики прогнозирующих фильтров / В. А. Головков // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2010. – Вып. 2. – С. 3–8.

26. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И. С. Гоноровский. – 5-е изд., испр. и доп. – М.: Дрофа, 2006. – 719 с.
27. Емельянов, П. Б. Дискретные сигналы с непрерывной фазой / П. Б. Емельянов, А. А. Парамонов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1990. – №12.
28. Ефименко, В. С. Влияние цифровой информации в навигационных сигналах на помехоустойчивость их приема / В. С. Ефименко, В. Н. Харисов // Радиотехника. – 2011. – №2. – С. 17–20.
29. Журавлев, В. И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах связи / В. И. Журавлев. – М.: Радио и связь, 1986. – 240 с.
30. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / Под ред. А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2003. – 416 с.
31. Информационные технологии в радиотехнических системах / В. А. Васин, И. Б. Власов, Ю. М. Егоров и др.; Под ред. И. Б. Федорова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. – 768 с.: ил.
32. Ипатов, В. П. Модуляция с непрерывной фазой как инструмент улучшения компактности спектра сигналов спутниковой навигации / В. П. Ипатов, Ф. В. Игнатъев, А. Б. Хачатурян // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2012. – №4. – С. 28–36.
33. Ипатов, В. П. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами / В. П. Ипатов. – М.: Радио и связь, 1992. – 152 с.
34. Ипатов, В. П. Поиск шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией / В. П. Ипатов, А. С. Маругин, В. Д. Платонов // Радиотехника. – 1991. – №6. – С. 47–55.
35. Ипатов, В. П. Спектрально-эффективные CDMA-сигнатуры и помеха множественного доступа / В. П. Ипатов, А. Б. Хачатурян // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2012. – №7. – С. 9 – 13.
36. Ипатов, В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. Пер. с англ. / В. П. Ипатов – М.: Техносфера, 2007.

37. Квазикогерентный алгоритм накопления при поиске составного шумоподобного сигнала / В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов, Р. Г. Галеев, В. Ф. Гарифуллин // Научно-технические технологии. – 2014. – Т.15, №9. – С. 11–16.

38. Квазиоптимальный алгоритм поиска шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией / В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов, Р. Г. Галеев, В. Ф. Гарифуллин // Успехи современной радиоэлектроники. – 2012. – №9. – С. 85–90.

39. Кириллов, С. Н. Алгоритм синтеза сложных апериодических сигналов с минимальной частотной манипуляцией / С. Н. Кириллов, А. В. Поспелов // Радиотехника. – 2001. – №12. – С. 24–26.

40. Краснов, Т. В. Цифровой корреляционный приемник шумоподобного сигнала с автокомпенсатором структурной помехи / Т. В. Краснов // Сб. труд. Росс. науч.-техн. общ. радиотехн., электроники и связи им. А.С. Попова, Серия «Цифровая обработка сигналов и её применение», Выпуск: XIV; Том-1. – Информпресс-94, Москва, 2012. – С. 204 – 207.

41. Краснов, Т. В. Анализ алгоритма поиска по времени запаздывания шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией / Т. В. Краснов, В. Ф. Гарифуллин // Междисциплинарные исследования в науке и образовании. – 2012. – №1 Sp; URL: [www.es.rae.ru/mino/157-742](http://www.es.rae.ru/mino/157-742)

42. Краснов, Т. В. Анализ эффективности применения сигнала ВОС(1,1) и сигнала ГНСС ГЛОНАСС стандартной точности / Т. В. Краснов, П. В. Штро // Сб. труд. 67-й научн.-техн. конф., посв. Дню Радио – СПбНТОРЭС, 2012.

43. Крейнделин, В. Б. Увеличение пропускной способности систем с кодовым разделением каналов на основе применения алгоритмов подавления внутриканальных помех / В. Б. Крейнделин, Д. Ю. Панкратов // МТУСИ. - Москва, 2012 – 29 с.

44. Крохин, В. Б. Методы модуляции и приёма цифровых частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой / В. Б. Крохин, В. Ю. Беляев, А. В. Гореликов и др. // Зарубежная радиоэлектроника. – 1982. – №4. – С. 58–72.

45. Куликов, Г. В. Помехоустойчивость приемников модулированных сигналов с непрерывной фазой при наличии нефлуктационных помех / Г. В. Куликов // Радиотехника. – 2003. – №7. – С. 21–25.

46. Леньшин, А. В. Бортовые системы и комплексы радиоэлектронного подавления // Научное издание. – Воронеж: Научная книга, 2014. – 590 с.

47. Лосев, Ю. И. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / Ю. И. Лосев, Э. Ш. Гойхман, Б. Д. Сизов; под ред. Ю. И. Лосева. – М.: Радио и связь, 1988. – 208 с., ил.

48. Макаров, С. Б. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания / С. Б. Макаров, И. А. Цикин. М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.

49. Родзивилов, В. А. Модифицированный алгоритм компенсации помех для импульсно-доплеровских БРЛС на основе прямого вычисления весовых коэффициентов / В. А. Родзивилов, С. А. Колотов, П. В. Голосов // НИИ РЭТ МГТУ им. Н. Э. Баумана, Москва. Эл №ФС 77-48211, 2012

50. Пат. 2431919 Российская Федерация, МПК<sup>7</sup> Н 04 В 1/10. Корреляционный приемник шумоподобных сигналов / В. Н. Бондаренко, В. И. Кокорин, А. Г. Клевлин, Т. В. Краснов; заявитель и патентообладатель Сибирский федеральный университет. – №2010138226/09; заявл. 15.09.2010; опубл. 20.10.2011, Бюл. №29. – 13 с.: ил.

51. Пат. 020746 Российская Федерация, МПК<sup>7</sup> Н 04 L 27/14. Способ поиска шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией / В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов, В. Ф. Гарифуллин; заявитель и патентообладатель Сибирский федеральный университет. – №201200722; заявл. 08.06.2012; опубл. 30.01.2015, Бюл. №1. – 6 с.: ил.

52. Пат. 2122283 Российская Федерация, МПК<sup>6</sup> Н 04 В 1/10. Способ подавления структурных помех в приемнике базовой станции системы связи с кодовым разделением каналов и устройство его реализации / А. В. Гармонов, В. И. Чугаева; заявитель и патентообладатель Самсунг Электроникс Ко., Лтд. (KR). – №96114539/09; заявл. 22.07.1996; опубл. 20.11.1998

53. Пат. 2143175 Российская Федерация, МПК<sup>6</sup> Н 04 В 1/10. Устройство компенсации структурных помех для приемников широкополосных сигналов / В. И. Чугаева; заявитель и патентообладатель Воронеж. науч.-исслед. ин-т связи. – №98122838/09; заявл. 16.12.1998; опубл. 20.12.1999

54. Пат. 2143781 Российская Федерация, МПК<sup>6</sup> Н 04 В 1/10, Н 04 L 27/22. Устройство компенсации помех для приемников широкополосных фазоманипулированных сигналов / В. И. Чугаева, И. И. Малышев; заявитель и патентообладатель Воронеж. науч.-исслед. ин-т связи. – №99100581/09; заявл. 10.01.1999 ; опубл. 27.12.1999

55. Пат. 2313184 Российская Федерация, МПК<sup>7</sup> Н 04 L 7/04. Устройство слежения за задержкой шумоподобных частотно-манипулированных сигналов / В. Н. Бондаренко, В. И. Кокорин, А. Г. Бяков; заявитель и патентообладатель Красноярский госуд. техн-й ун-т. – №2006112174/09; заявл. 12.04.2006; опубл. 20.12.2007, Бюл. №35. – 9 с.: ил.

56. Пат. 2450445 Российская Федерация, МПК<sup>7</sup> Н 04 В 1/10. Устройство компенсации структурных помех / В. И. Кокорин, В. Н. Бондаренко, А. Г. Клевлин, Т. В. Краснов; заявитель и патентообладатель Сибирский федеральный университет. – №2010118571/08; заявл. 07.05.2010; опубл. 10.05.2012, Бюл. №13. – 12 с.: ил.

57. Пат. 2475981 Российская Федерация, МПК<sup>7</sup> Н 04 L 25/02. Оценка канала с эффективным подавлением внутриканальных помех / ГААЛ Питер (US), ЛО Тао (US), ВЭЙ Юнбинь (US); заявитель и патентообладатель Квэлкомм инкорпорейтед (US) – №2009139654/07; заявл. 27.03.2008; опубл. 20.02.2013, Бюл. №5. – 22 с.: ил. – Конвенц. приоритет: 27.03.2007, US 60/908,399 (США); 26.03.2008, US 12/055,745 (США)

58. Пат. 2486683 Российская Федерация, МПК<sup>7</sup> Н 04 L 7/10. Способ поиска шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией / В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов, В. Ф. Гарифуллин; заявитель и патентообладатель Сибирский федеральный университет. – №2012113757/08; заявл. 06.04.2012; опубл. 27.06.2013, Бюл. №18. – 12 с.: ил.

59. Пат. 2534221 Российская Федерация, МПК<sup>7</sup> Н 04 В 1/10. Устройство компенсации структурных помех / В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов, В. Ф. Гарифуллин; заявитель и патентообладатель Сибирский федеральный университет. – №2013113817/07; заявл. 27.03.2013; опубл. 27.11.2014, Бюл. №33. – 12 с.: ил.

60. Пат. 2548010 Российская Федерация, МПК<sup>7</sup> Н 04 L 27/10. Корреляционный приемник шумоподобных сигналов с минимальной частотной модуляцией / В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов, В. Ф. Гарифуллин; заявитель и патентообладатель Сибирский федеральный университет. – №2014100412/07; заявл. 09.01.2014; опубл. 10.04.2015, Бюл. №10. – 11 с.: ил.

61. Первачев, С. В. Статистическая динамика радиотехнических следящих систем / С. В. Первачев, А. А. Валуев, В. М. Чиликин. – М.: Сов. радио, 1973. – 487 с.

62. Перов, А. И. Статистическая теория радиотехнических систем / А. И. Перов. – М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.

63. Пестряков, В.Б. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / В. Б. Пестряков, В. П. Афанасьев, В. Л. Гурвиц и др. – М.: Сов. радио, 1973. – 424 с.

64. Поиск по времени запаздывания шумоподобных сигналов с модифицированной минимальной частотной модуляцией/ В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов, Р. Г. Галеев, В. Ф. Гарифуллин // Успехи современной радиоэлектроники. – 2014. – №5. – С. 20–23.

65. Поиск шумоподобного сигнала при наличии помехи-отражения/ В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов, Р. Г. Галеев, В. Ф. Гарифуллин // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2013. – №1. – С. 64–70.

66. Помехи множественного доступа в широкополосных системах радионавигации со спектрально-эффективными шумоподобными сигналами / В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов, Р. Г. Галеев, В. Ф. Гарифуллин // Журнал СФУ. Техника и технологии. – 2015. – Т. 3. – №8. – С. 313 – 318.

67. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Под ред. Г. И. Тузова. – М.: Радио и связь, 1985.

68. Помехозащищенность систем спутниковой связи с кодовым разделением каналов / А. С. Грибанов, Ю. В. Невзоров // Журнал радиоэлектроники – №4, 2013.

69. Помехоустойчивость алгоритма поиска двухкомпонентного шумоподобного сигнала / В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов, Р. Г. Галеев, В. Ф. Гарифуллин // Успехи современной радиоэлектроники. – 2014. – №12. – С. 28–32.

70. Помехоустойчивость алгоритма поиска шумоподобного сигнала с минимальной частотной модуляцией при воздействии гармонической помехи / В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов, Р. Г. Галеев, В. Ф. Гарифуллин // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2014. – Т. 4. – С. 3-6.

71. Помехоустойчивость квазиоптимального корреляционного приёмника шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией / В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов, Е. В. Богатырёв, В. Ф. Гарифуллин // Радиотехника и электроника. – 2013. – Т. 58. – №12, С. 1236–1242.

72. Радиогеодезические и электрооптические измерения / В. Д. Большаков, Ф. Деймлих, А. Н. Голубев, В. П. Васильев. – М.: Недра, 1985. – 303 с.

73. Радиотехнические системы / Ю. П. Гришин, В. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов и др. – М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.

74. Статья на спецтему / В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов, В. Ф. Гарифуллин, А. В. Куликов // Сборник материалов 41 ВНК ВА ВКО. Секция 4. – Тверь, ВА ПВО, 2011. – С. 53–57.

75. Снежко, В. К. Интегрированные системы навигации, связи и управления сухопутных подвижных объектов / В. К. Снежко, С. А. Якушенко. – Санкт-Петербург: Военная академия связи, 2008. – 308 с.

76. Тихонов, В. И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В. И. Тихонов, В. Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 2004. – 608 с.

77. Тихонов, В. И. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный приём сигналов / В. И. Тихонов, Н.К. Кульман. – М.: Сов. радио, 1975. – 704 с.

78. Тузов, Г. И. Статистическая теория приема сложных сигналов / Г. И. Тузов. – М.: Сов. радио, 1977. – 400 с.
79. Фомин, А. И. Синхронизация цифровых радиосистем передачи информации / А. И. Фомин – М.: Сайнс-Пресс, 2008. – 80 с.: ил.
80. Харисов, В. Н. Оптимальный алгоритм обнаружения для перспективных сигналов ГНСС с ВОС-модуляцией / В. Н. Харисов // Радиотехника. – 2012. – №10. – С. 9–14.
81. Цифровые системы фазовой синхронизации / М. И. Жодзишский, С. Ю. Сила-Новицкий, В. А. Прасолов и др. – М.: Сов. радио, 1980. – 208 с.
82. Шахтарин, Б. И. Статистическая динамика систем синхронизации / Б. И. Шахтарин. – М.: Радио и связь, 1998. – 487 с.
83. Эффективность подавления структурной помехи корреляционным приемником шумоподобного сигнала с автокомпенсатором / В. Н. Бондаренко, Т. В. Краснов, Р. Г. Галеев, В. Ф. Гарифуллин // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2013. – №5 – С. 18-22.
84. Ярлыков, М. С. Статистическая теория радионавигации / М. С. Ярлыков. – М.: Радио и связь, 1985. – 385 с.
85. Ярлыков, М. С. Характеристики меандровых сигналов (ВОС-сигналов) в спутниковых радионавигационных системах нового поколения. // Радиотехника. – 2008. – №8. – С. 61
86. Advanced Digital Signal Processing Techniques for Compensation of Nonlinear Distortion in Wideband Multicarrier Radio Receivers / Mikko Valkama, Ali Shahed Hagh Ghadam, Lauri Anttila, Markku Renfors // Inst. of Commun. Eng., Tampere Univ. of Technol. - IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Nov 27, 2012
87. Arslan, H. New approaches to adjacent channel interference suppression in FDMA/TDMA mobile radio systems / H. Arslan, Someshwar C. Gupta, S. Chennakeshu, G. E. Bottomley; Ericsson Inc., Research Triangle Park, NC, USA – 2000, DOI 10.1109/25.875219
88. Betz J.W. Binary Offset Carrier Modulations for Radionavigation. – Navigation, Journal of ION, Vol. 48, №4, Winter 2001 – 2002.

89. Bondarenko, V. N. Adjacent-Channel Interference Compensation Efficiency for Correlation Technique / V. N. Bondarenko, T. V. Krasnov // 2011 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2011 — Proceedings, DOI: 10.1109/SIBCON.2011.6072630, pp. 194-197

90. Bondarenko, V. Navigation system with the separated data channel / V. Bondarenko, T. Krasnov, V. Garifullin // 2013 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2013 – Proceedings, DOI: 10.1109/SIBCON.2013.6693617

91. Bondarenko, V. Search algorithm of quasi-periodic spread spectrum signal propagation delay / V. Bondarenko, T. Krasnov, V. Garifullin // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015 — Proceedings, DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147026

92. Hein G.W., Avila-Rodriguez J.A., Wallner S. et al. MBOC: The New Optimized Spreading Modulation Recommended for Galileo L1OS and GPS L1C. - Proceeding of the Position Location and Navigation Symposium of the Institute of Navigation, April 2006.

93. Kalman R. E., Bucy R.S. New results in linear and prediction theory. // J. Basic Eng. (ASME Trans.). 1961. Vol. 83D.

94. Kuzmin, E.V. Accelerated phase-lock-loop frequency control methods of users equipment in perspective radio navigation systems / E.V. Kuzmin // Журнал Сибирского федерального университета. Техника и технологии. – 2008. – Т. 1. – №3. – С. 276-286.

95. Mihajlo, C. S. Effect of noisy carrier reference signal and interference on performance of MSK receiver / Mihajlo C. Stefanovic, Dragan Lj. Draca, Z. Vidovic // International Journal of Communication Systems – Volume 17 – Issue 2 – 2004. – pp. 119–126. – DOI: 10.1002/dac.632

96. New wideband interference suppression method for GNSS system / Yan Bai, Xiao Chun Lu, Tao Han, Jin Wang // Ninth International Symposium on Precision Engineering Measurement and Instrumentation, 944653 (6 March 2015), doi: 10.1117/12.2182632

97. Noise immunity of a quasi-optimal correlation receiver of noiselike signals with minimum frequency-shift keying / V. Bondarenko, T. Krasnov, E. Bogatyrev, V. Garifullin // *Journal of Communications Technology and Electronics*, vol. 58 (12), 2013 – pp. 1194-1199

98. Peyyeti, T. C. Interference cancellation in wideband receivers using compressed sensing : Masters Theses 1896 / Tejaswi C. Peyyeti // *University of Massachusetts – Amherst*, 2013. – 43 pp.

99. Progi I. F., Bromberg M. C., Michalson W. R., Wang J. A Theoretical Survey of the Spreading Modulation of the New GPS Signals (L1C, L2C, and L5). - *Proceedings of the National Technical Meeting of the Institute of Navigation (ION – NTM'2007)*, January 2007.

100. Scholtz, R. A. Evaluation of the Propagation Characteristics of Ultra-Wideband Communication Channels / R. A. Scholtz, R. J. -M. Cramer, M. Z. Win // *1998 Antennas and Propagation Society International Symposium*, 21-26 June – vol. 2 – 1998. – pp. 626-630.

101. Ultra-wideband interference suppression in time reversal transmitted-reference UWB system / Lan Zhang, Fang-Chao Zhang, Bing Wang // *Intelligence Science and Big Data Engineering Lecture Notes in Computer Science Volume 8261*, 2013, pp. 103-111.

## Приложение А (обязательное)

### Модель автокомпенсатора в системе автоматизированного проектирования *Matlab-Simulink*

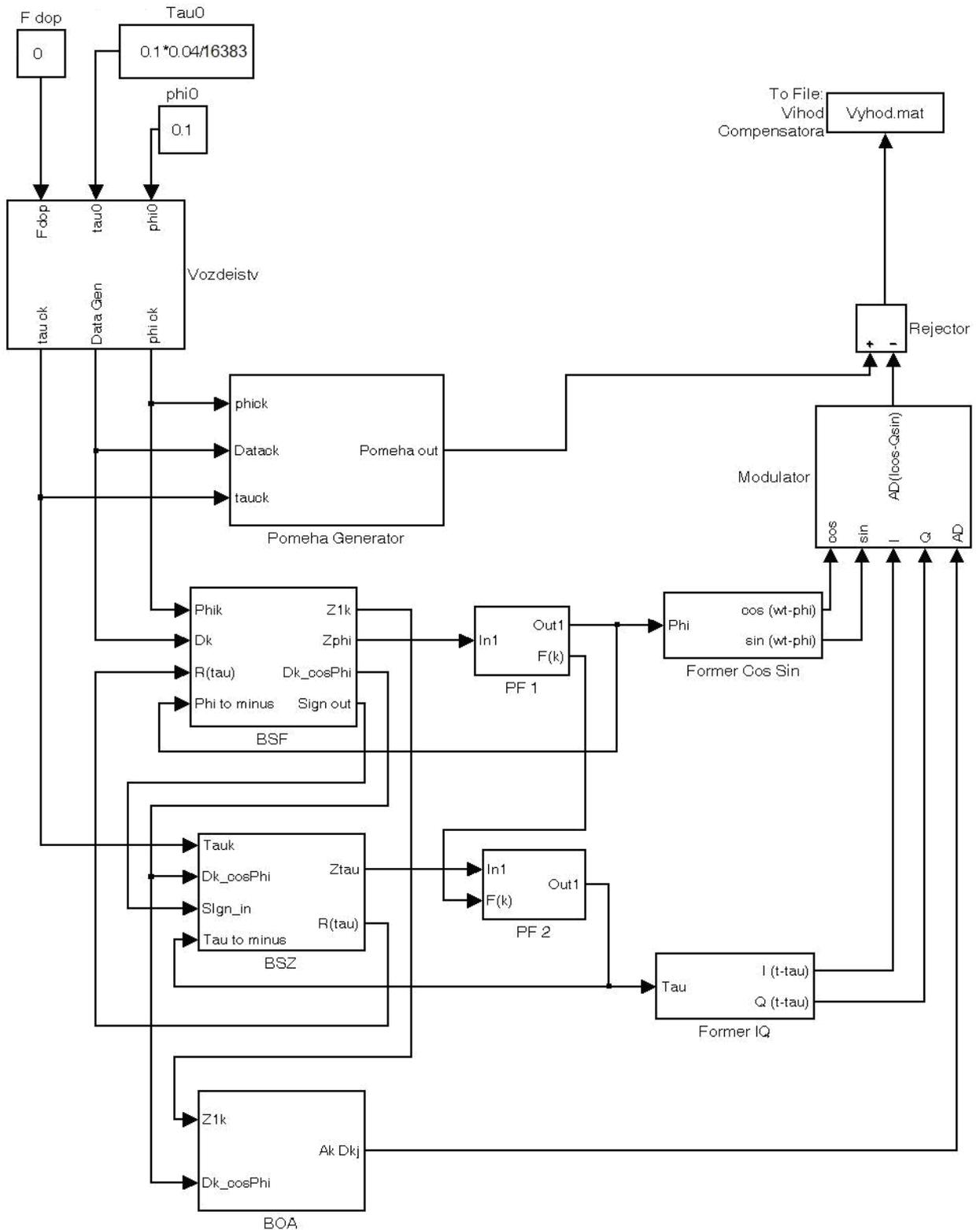


Рисунок А.1 – Модель автокомпенсатора в системе автоматизированного проектирования *Matlab-Simulink*

## Приложение Б (рекомендуемое)

### Экспериментальная модель автокомпенсатора

Экспериментальная модель автокомпенсатора подключена в соответствии с рисунком Б.1. В данной модели синтезируются четыре шумоподобных *MSK*-сигнала, отличающиеся сдвигом общей модулирующей *M*-последовательности и амплитудой: «слабые» сигналы формируются в имитаторе сигналов «С-220», а один, превышающий «слабые» на 80 дБ с амплитудой 1 В, формируется в имитаторе сигналов отладочной платы. Входная смесь сигналов и шума поступает в АКП, с выхода которого входная смесь, очищенная от структурной помехи, поступает в приемник. Для оценки уровня подавления помехи с имитатора сигналов отладочной платы сигнал (задержанный на величину, соответствующую задержке во внешнем тракте отладочной платы) также поступает на вычитатель, на другой вход которого поступает сформированная копия помехи. Имеется возможность подать сигнал с имитатора непосредственно на вход АКП. С помощью персонального компьютера с установленным программным обеспечением (ПО) фирмы *Xilinx*<sup>TM</sup> и другим специальным ПО осуществляется контроль и управление отладочной платой, визуализация сигналов устройства.

На рисунке Б.2а приведена временная диаграмма остатка структурной помехи в полном масштабе по амплитуде: значение по оси ординат 32768 соответствует амплитуде остатка помехи 1 В. На рисунке Б.2б временная диаграмма приведена в уменьшенном масштабе: подавление остатка помехи составляет порядка минус 42,3 дБ.

На рисунке Б.2в приведены временные диаграммы сигналов автокомпенсатора: кривые 1 – сигнал когерентного временного дискриминатора, кривые 2 – сигнал фазового дискриминатора, кривые 3 – сигнал с частотой несущего колебания *MSK*-сигнала в имитаторе отладочной платы, кривые 4 – сиг-

нал с частотой несущего колебания копии помехи в АКП. Кривые 1 и 2 получены с интервалом, равным периоду ШПС, кривые 3 и 4 – с интервалом частоты дискретизации  $T_d$ . Статичный характер кривых 1 и 2 на последней диаграмме соответствует установившемуся режиму работы систем слежения за фазой и задержкой.

Результаты проведенной экспериментальной работы следует считать удовлетворительными. Продолжением работы является экспериментальная оценка погрешностей определения координат приемником с АКП в присутствии мощного мешающего сигнала.

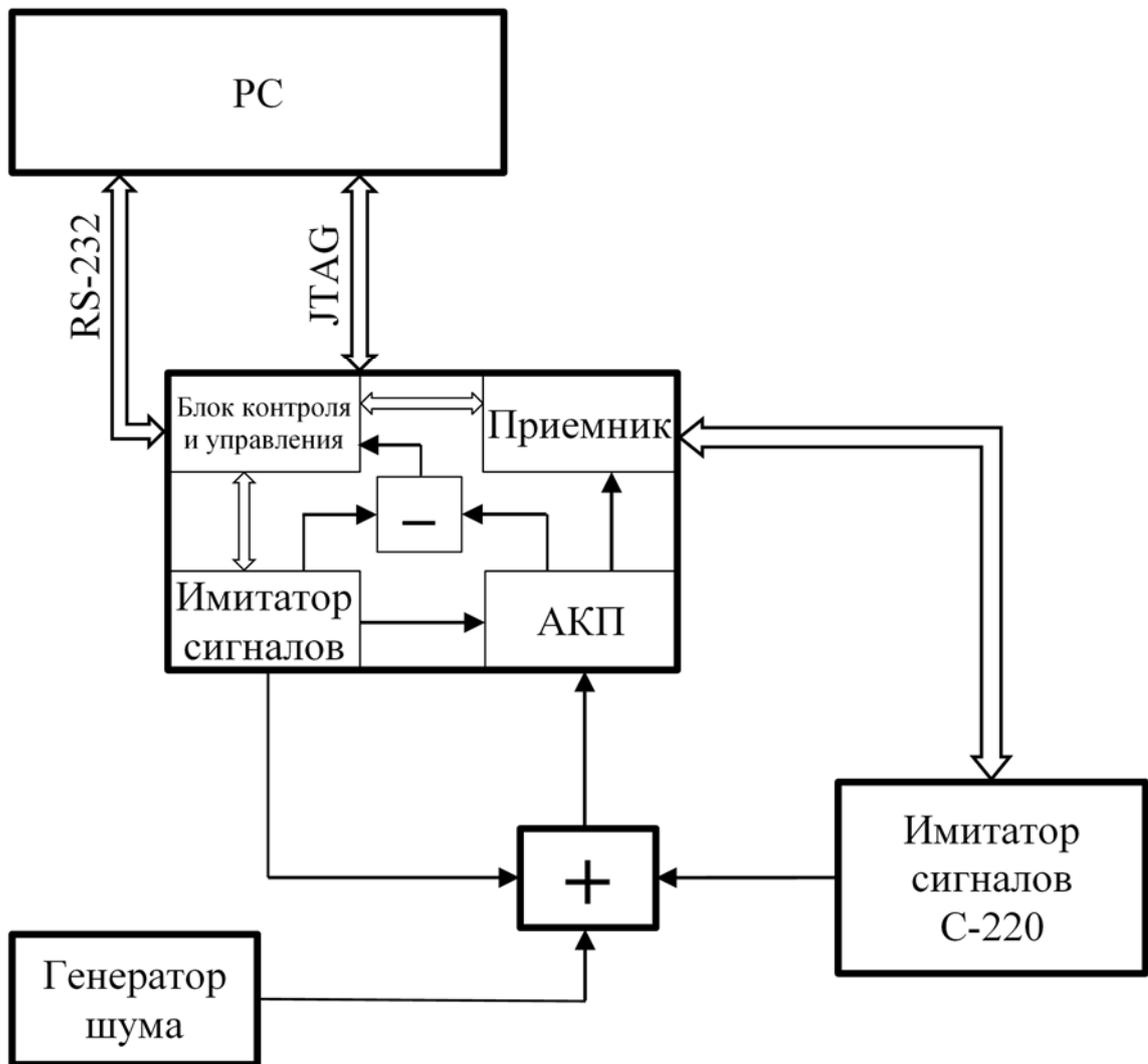


Рисунок Б.1 – Структурная схема экспериментальной установки

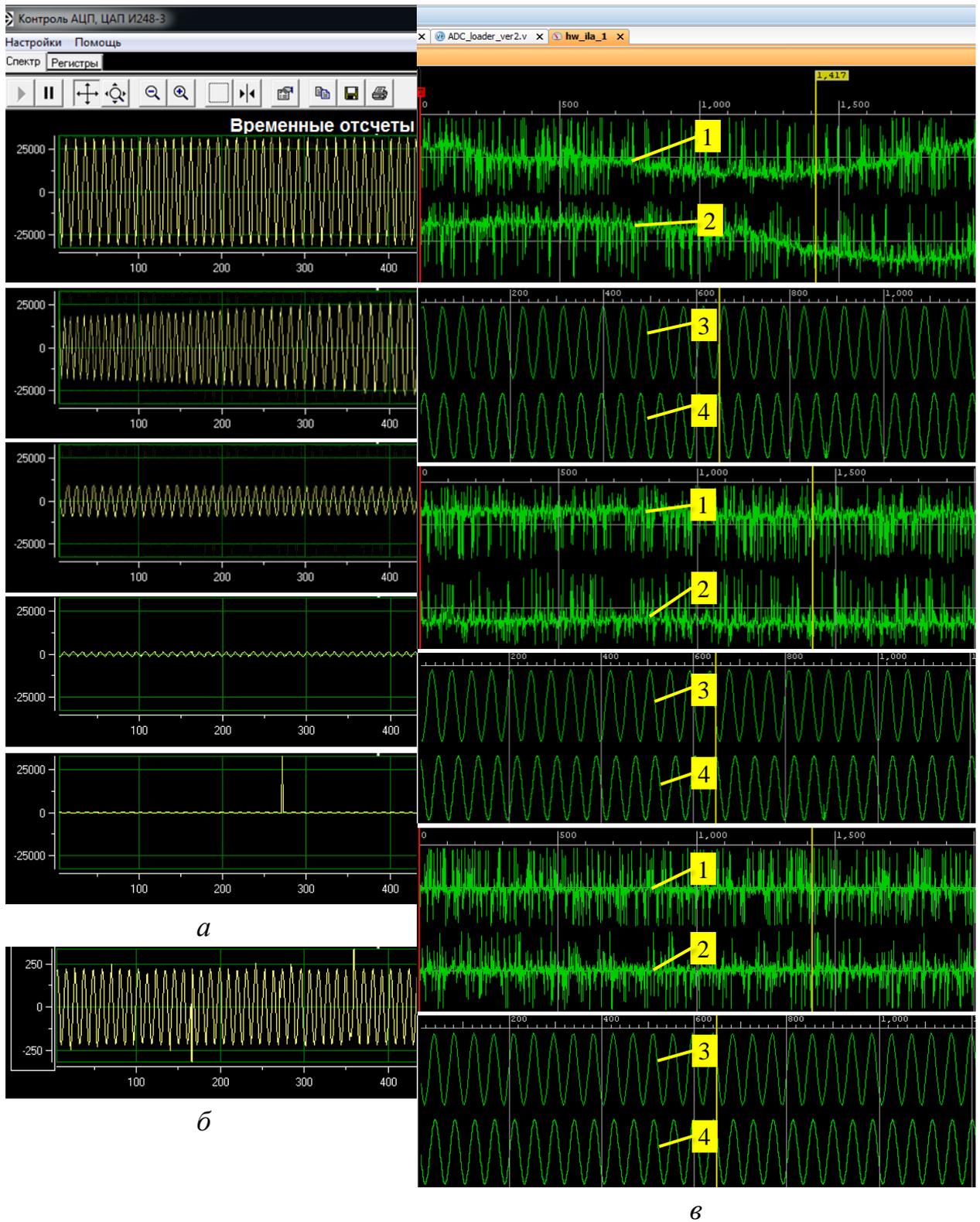


Рисунок Б.2 – Временные диаграммы сигналов отладочной платы