

ЯЛИН АНДРЕЙ КОНСТАНТИНОВИЧ

**ПОВЫШЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ АВИАЦИОННЫХ
РАДИОСИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ МОНИТОРИНГА**

Специальность: 05.12.13 – “Системы, сети и устройства телекоммуникаций”

АВТОРЕФЕРАТ

Диссертации на соискание учёной степени

Кандидата технических наук

Работа выполнена на кафедре “Радиосистем управления и передачи информации” Московского авиационного института (национального исследовательского университета).

Научный руководитель: Фомин Анатолий Иванович - кандидат технических наук, доцент, ФГБОУ ВПО Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), профессор

Официальные оппоненты: Кузнецов Юрий Владимирович - доктор технических наук, профессор, ФГБОУ ВПО Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), заведующий кафедрой 404
Чечин Геннадий Валентинович - кандидат технических наук, ЗАО “КВАНТ - ТЕЛЕКОМ”, директор по работе с операторами связи

Ведущая организация: ОАО “Российские космические системы”

Защита состоится “24” декабря 2013 г. в 12:00 часов на заседании диссертационного совета Д 212.125.02 в Московском авиационном институте (государственном техническом университете) по адресу: 125993, г. Москва, А – 80, ГСП – 3, Волоколамское шоссе, д. 4.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Московского авиационного института (государственного технического университета).

Автореферат разослан “22” ноября 2013г.

Отзыв на автореферат в одном экземпляре, заверенный печатью, просим выслать по адресу: 125993, г. Москва, А – 80, ГСП – 3, Волоколамское шоссе, д. 4, Учёный совет МАИ, Учёному секретарю диссертационного совета.

Учёный секретарь диссертационного совета
Д 212.125.02 к.т.н., доцент

_____Петраков А.М.

1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы

Приоритетным направлением в развитии современной авиационной радиосвязи является исследование и разработка радиосистем, позволяющих передавать с борта летательного аппарата (ЛА) наземному или воздушному пункту управления информацию мониторинга земной поверхности в режиме реального времени в условиях воздействия преднамеренных помех.

В силу большого объёма передаваемой информации, собираемой от различных датчиков: оптических, инфракрасных, локационных, необходимая скорость передачи информации достигает значений $10...100 \text{ Мбит/с}$.

Современные отечественные авиационные комплексы связи работают в сравнительно низких УКВ диапазонах, обеспечивая телефонную, телекодovou связь со скоростью до 32 [Кбит/с] .

Ограничения скорости передачи информации в существующих авиационных системах связи обусловлены следующими факторами:

- использование “низких” частот не позволяет применять направленные бортовые антенны из – за ограничений, накладываемых конструкцией и аэродинамикой ЛА;
- снижением энергетики вследствие замираний принимаемого сигнала, вызванных интерференцией прямого сигнала и отражённого от земной поверхности;
- ограничениями массо-габаритных характеристик и величины энергопотребления, присущие бортовой аппаратуре ЛА;
- работа в условиях возможного воздействия организованных помех, в частности, достаточно распространённых узкополосных помех.

Требуемые значения скорости передачи информации в авиационных радиосистемах передачи информации мониторинга достигается в результате применения направленных антенн, реализация которых на борту ЛА с учётом аэродинамических характеристик обеспечивается при использовании сантиметрового диапазона длин волн.

Применение направленных антенн совместно с помехоустойчивым кодированием сигналов обеспечивает передачу информации при наличии замираний с требуемой скоростью на фоне белого гауссовского шума.

Однако, воздействие помех, отличающихся по своим характеристикам от белого шума, например узкополосных, приводит к нарушению работы радиосистемы при мощности помехи, соизмеримой с мощностью сигнала на входе приёмника. Применение известных методов сигнальной помехозащиты, основанных на использовании псевдошумовых сигналов (ПШС) и сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ), не представляется возможным т. к. база ПШС при увеличении скорости передачи информации R стремится к $B \rightarrow 1$ и сигналы ПШС оказываются неэффективными. База

сигналов ППРЧ и их эффективность при ограниченной полосе системы так же незначительна.

Известным методом ослабления помех является формирование провалов (“нулей”) в диаграмме направленности приёмной антенны в направлении на источник помех. Метод отличается сложностью, т.к. требует измерения координат источника помех, и сопровождается существенными искажениями сигнала при подавлении помех в основной лепестке диаграммы направленности антенны. Данный метод можно считать частным случаем метода адаптивной компенсации помех, использующего пространственные, поляризационные, частотные и временные отличия сигнала и помех, позволяющие выделить компенсирующее напряжение помех и исключить полезный сигнал. Существенным недостатком многих компенсаторов является ограничение числа компенсируемых помех.

Применение “обеляющих фильтров” при воздействии на вход приёмника ансамбля узкополосных помех, сопровождается значительным искажением формы принимаемого полезного сигнала, что резко ухудшает показатели качества приёма цифровых сигналов.

На основании изложенного можно считать тему данной диссертационной работы актуальной.

Цель диссертационной работы и задачи исследования

Целью диссертационной работы является исследование влияния узкополосных помех совместно с белым гауссовским шумом на качество работы информационного канала и схем синхронизации с целью дальнейшего повышения помехоустойчивости радиосистем передачи информации мониторинга в результате применения разработанного в диссертации квадратурного компенсатора узкополосных помех.

Результаты анализа помехоустойчивости радиосистемы, выполненного с использованием разработанных алгоритмов компенсации помех, подтверждены путём их дальнейшего моделирования с учётом реальных параметров действующих авиационных радиосистем связи.

Для достижения поставленной цели в работе решаются следующие задачи

1. Разработка алгоритма оптимального приёма сигнала с квадратурной манипуляцией ФМн – 4р, используемого для передачи высокоскоростной информации мониторинга одновременно с помехозащищённой передачей низкоскоростной служебной информации. Разработка модели радиосистемы формирования и приёма сигнала ФМн – 4р и оценка качества приёма сигнала по результатам моделирования.
2. Анализ помехоустойчивости информационного канала и качества работы схемы синхронизации по несущей при воздействии белого гауссовского шума и гармонических помех.
3. Разработка алгоритма квадратурного компенсатора помех, обеспечивающего подавление как одиночных, так и ансамбля узкополосных

помех, и моделирование разработанных алгоритмов обработки сигнала, подтверждающее эффект подавления.

4. Разработка модели радиосистемы передачи информации мониторинга в сигнале ФМн – 4р с использованием квадратурного компенсатора узкополосных помех. Исследование помехоустойчивости компьютерной модели радиосистемы передачи информации мониторинга совместно с квадратурным компенсатором при воздействии различных узкополосных помех: гармонических, шумовых, фазоманипулированных сигналов, например ФМн – 2.

Объект исследования

Объектом исследования являются модемы авиационных радиосистем передачи информации мониторинга при условии воздействия на вход приёмника узкополосных помех и белого гауссовского шума.

Методы исследований

В диссертационной работе для решения поставленных задач использовались методы и математический аппарат теории случайных процессов, теории оптимального приёма, теории нелинейной фильтрации марковских информационных сообщений и квазиогерентного приёма сигналов на фоне белого гауссовского шума, а так же теории аппроксимации.

Для расчёта оценочных характеристик использовались программы компьютерного моделирования и специализированные прикладные программные продукты.

Результаты аналитического расчёта проверялись экспериментально с использованием адекватных математических моделей.

Источником исходной статистической информации являлись данные экспериментальных исследований и рекомендации Международного комитета по радиосвязи (МККР), а также материалы периодической печати и источники Internet.

Научная новизна исследований, проведённых в диссертационной работе, состоит в следующем:

1. Разработан алгоритм формирования и обработки сигнала ФМн – 4р в авиационных радиосистемах передачи информации мониторинга обеспечивающий одновременную передачу полезной информации и служебных сигналов.
2. Проведён анализ воздействия узкополосных помех на приём высокоскоростной информации. В результате анализа получено аналитическое выражение зависимости вероятности ошибочного приёма от отношения помеха/сигнал, на входе оптимального приёмника, и отношения сигнал/шум.
3. Проведён анализ воздействия узкополосных помех на незащищённую от преднамеренных помех схему синхронизации по несущей. В результате анализа получено выражение описывающее зависимость отношения помеха/сигнал, при котором наблюдается значительное ухудшение показателей качества схемы синхронизации по несущей, от отношения сигнал/шум.

4. Разработан алгоритм компенсации узкополосных помех, основанный на квадратурной обработке принимаемого сигнала ФМн – 4р.
5. Получены аналитически показатели качества работы информационного канала в сигнале ФМн – 4р на фоне воздействия узкополосных помех с учётом применения квадратурного компенсатора, учитывающие неточности схемы синхронизации по несущей и воздействие на помехозащищённую систему синхронизации узкополосных гармонических помех.
6. С применением аппарата теории нелинейной фильтрации получен алгоритм оптимального приёма сигнала ФМн – 4р, обеспечивающий одновременную передачу высокоскоростной информации мониторинга и низкоскоростной служебной информации, включающей координаты ЛА.
7. На разработанной модели радиосистемы проведено исследование предложенного алгоритма компенсации помех при воздействии одиночных узкополосных гармонических помех, ансамбля узкополосных помех и ФМн – 2 помеховых сигналов частично перекрывающих спектр полезного сигнала, так же исследовано влияние помеховых сигналов на помехозащищённую схему синхронизации по несущей квазикогерентного приёмника.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Разработанный алгоритм компенсации узкополосных помех, наблюдаемых в смеси полезного сигнала и шума на основе использования специального квадратурного канала. Алгоритм обеспечивает компенсацию узкополосных помех, принимаемых совместно с цифровым ФМ сигналом спектр которого в процессе компенсации не искажается, в отличие от метода основанного на использовании обесцвечивающего фильтра. Предлагаемый алгоритм компенсации узкополосных помех не является следящим.
2. Способ построения модемов цифровых авиационных радиосистем передачи информации основанный на квадратурной модуляции ФМн – 4 и обеспечивающий одновременную передачу высокоскоростной информации мониторинга в режиме реального времени и помехозащищённую передачу служебной информации, а также защиту подсистем синхронизации от преднамеренных помех.
3. Полученные путём моделирования результаты исследований помехоустойчивости радиосистемы передачи информации мониторинга при воздействии на вход узкополосных помех, подавляемых квадратурным компенсатором помех. При использовании для расширения спектра сигнала ПСП с базой $B = 2047$ обеспечивается устойчивая синхронизация по несущей при мощности помехи на 30дБ превышающей мощность полезного сигнала, а при базе $B = 65535$ при отношении помехи/сигнал 60дБ .
4. Аналитические оценки, показателей качества работы информационного канала и схемы синхронизации по несущей, при воздействии преднамеренных помех. Подтверждённые экспериментально на моделях результаты показывают, что недопустимое снижение вероятности ошибочного приёма от значения $P = 10^{-6}$ до значения $P = 10^{-2}$ при отношении сигнал/шум $10,5[\text{дБ}]$, достигается при отношении мощностей помеха/сигнал равном $0,5$.

Практическая ценность работы и использование её результатов.

1. Разработанные методы оценки качества приёма при воздействии на приёмный комплекс узкополосных помеховых сигналов могут быть использованы при проектировании радиосистем подвижной связи, с учётом соответствующего выбора параметров передающего устройства и характеристик приемо-передающих антенн.

2. Полученные в диссертации результаты позволяют оценить помехоустойчивость приёма сигналов и обеспечить помехозащищённость приёмного комплекса радиосвязи при воздействии на его входе помеховых сигналов различной структуры и различных значениях отношения помеха/сигнал.

3. Разработанная математическая модель радиосистемы передачи информации, включающая предложенный алгоритм квадратурной компенсации помех, реализуется в современной аппаратуре, и может быть использована в существующих авиационных комплексах связи, выполненных по технологии soft radio, с целью значительного улучшения помехозащищённости путём их перепрограммирования.

4. Результаты работы могут быть использованы в научно-исследовательских и проектных организациях при разработке новых и развитии существующих как авиационных систем радиосвязи, так и при проектировании радиосистем подвижной связи, предназначенных для передачи мультимедийной информации в режиме реального времени.

Достоверность полученных научных результатов

Обоснованность результатов обеспечена строгим и корректным использованием адекватного математического аппарата. Достоверность результатов подтверждается соответствием результатов исследований, полученным аналитическим методам и результатам моделирования.

Алгоритмы формирования и обработки сигнала ФМн – 4р реализованы в действующей находящейся в эксплуатации вертолётной аппаратуре.

Достоверность результатов моделирования обеспечивалась тестированием в результате сравнения с теоретическими результатами полученными аналитически.

Публикации и апробация результатов работы

Результаты диссертации, докладывалась на всероссийской научно-технической конференции “Перспективы развития РЛС дальнего обнаружения и интегрированных систем и комплексов информационного обеспечения Воздушно-космической обороны РФ” в июне 2013г.

Результаты диссертации, номинировалась на премию Академика А.Л. Минца 2012 года, в номинации “за достижения в области науки и техники молодому специалисту до 30 лет” и стали победителями.

Алгоритмы формирования и обработки сигнала ФМн – 4р реализованы в радиосистеме обеспечивающей передачу информации мониторинга с борта ЛА

наземному пункту связи, реализованы в действующей авиационной аппаратуре, прошедшей испытания, что подтверждено актом реализации.

На устройство квадратурной компенсации подана заявка на патент № 2013134963 от 26.07.2013г.

По теме диссертации опубликовано 4 работы, из них три статьи в журналах, рекомендованных ВАК РФ, и одна заявка на патент.

Структура и объём работы

Диссертация состоит из введения, четырёх глав и заключения. Работа содержит 154 страницы машинописного текста, 2 таблиц, 58 рисунка. Список литературы включает 83 наименований.

2. СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении кратко излагаются: состояние проблемы, поставленные задачи и характеристика предметной области. Определяются актуальность темы диссертационной работы, формулируются цели и задачи исследования, объект, предмет и методы исследования, оценивается научная новизна, научная и практическая значимость полученных результатов, формулируются основные положения работы, выносимые на защиту, указывается степень апробации результатов работы.

В первой главе проведён обзор принципов построения и основных характеристик современных отечественных и зарубежных авиационных радиосистем передачи информации мониторинга в режиме реального времени. Рассмотрены характеристики авиационных каналов связи и основные ограничения определяющие принципы построения авиационных радиосистем.

Проанализирована возможность построения авиационных радиосистем передачи информации мониторинга в сантиметровом диапазоне длин волн, с использованием направленных антенн, выполненных на основе фазированных антенных решёток (ФАР).

Показано, что передача информации в авиационных радиосистемах имеет ряд особенностей определяемых замираниями принимаемого сигнала, возникающими вследствие интерференции сигнала прямого луча и сигнала, переотражённого подстилающей поверхностью. Данный эффект наблюдается в большинстве радиоканалов авиационной связи, осуществляемой на большом удалении летательных аппаратов расположенных относительно наземного пункта под малыми углами места $\theta \approx 0.1^\circ \div 1^\circ$.

Анализ задержек сигналов переотражённых земной поверхностью показывает, что интервал многолучёвости в авиационных радиоприемах лежит в пределах $T_L \approx (2 \cdot 10^{-3} \div 10^{-2}) [мкс]$, соответственно полоса когерентности принимаемого сигнала $\Delta f_k = \frac{1}{T_L} = 100 \div 500 [МГц]$. При скорости передачи информации $R = (10 \div 16) Мбит/с$ и соответствующей длительности информационного импульса $\tau = (6.3 \cdot 10^{-2} \div 10^{-1}) [мкс]$, превосходящей интервал многолучёвости, замирания можно считать общими. При увеличении скорости передачи информации $R = (32 \div 256) [Мбит/с]$ соответствующая длительности

информационного импульса $\tau = (4 \cdot 10^{-3} \div 3.1 \cdot 10^{-1}) [\text{мкс}]$ становится меньше или соизмеримой с величиной T_L , что приводит к межсимвольным искажениям и к значительному снижению помехоустойчивости и ограничивает скорость передачи информации величиной $16 [\text{Мбит/с}]$.

При передаче на большие расстояния под малыми углами места, в радиоканале наблюдается доминирующий сигнал прямого луча и значительно ослабленные сигналы переотражённых лучей плотность вероятности суммы которых является гауссовской. В этом случае плотность вероятности огибающей суммарного сигнала на входе приёмника описывается законом Райса.

Множество лучей, отражённых от Земной поверхности, в силу предельной теоремы теории вероятностей образуют гауссовский случайный сигнал с некоторой мощностью σ^2 на входе приёмника. Прямой луч на входе приемника имеет амплитуду U_c и мощность $P_c = \frac{U_c^2}{2}$. Отношение мощности прямого луча к мощности отраженных лучей обозначим через $M = \frac{P_c}{\sigma^2}$.

В сантиметровом диапазоне длин волн поверхность Земли является шероховатой из-за наличия деревьев, кустов, травы с коэффициентом отражения $K_{отр} = 0.3 \div 0.5$ по амплитуде [3]. При коэффициенте отражения

$$K_{отр} = 0.5 \text{ по амплитуде, можно показать что } P_c = \frac{U_c^2}{2}, P_{c_отр} = \frac{0.5^2 \cdot U_c^2}{2} \text{ при этом}$$

$$M = \frac{U_c^2}{2} \cdot \frac{2}{0.25 \cdot U_c^2} = \frac{1}{0.25} = 4 \text{ [дБ]}.$$

В соответствии с рекомендациями МККР [12] требуемая надёжность связи 0.95 для заданного значения M обеспечивается при увеличении энергетики радиосистемы на $7 [\text{дБ}]$.

Показано, что скорость передачи информации на выходе информационного датчика гиросtabilизированной оптико-электронной системы, осуществляющей съёмку местности, равна $R = 14 \cdot 10^6 \dots 7 \cdot 10^6 \text{ бит/с}$.

Предложена новая сигнальная конструкция ФМн – 4р, основанная на квадратурном методе модуляции ФМн – 4, обеспечивающая передачу большого объёма мультимедийной информации в режиме реального времени и одновременную передачу служебной, помехозащищённой, информации включающую координаты ЛА необходимые для взаимной ориентации направленных антенн.

Для обеспечения помехозащищённости при передаче сигнала низкоскоростной информации $S_H(t)$ используется модуляция сигналом $S_H(t)$ псевдослучайной последовательности (ПСП) $S_{ПСП}(t)$ с длительностью символа τ_0 и базой B .

При передаче двух потоков информации с разными скоростями обеспечивается равенство тактовой частоты следования импульсов $f_1 = \frac{1}{T_1}$ в сигнале высокоскоростной информации $S_B(t)$, и тактовой частоты следования импульсов ПСП $f_2 = \frac{1}{\tau_0}$ в сигнале низкоскоростной информации $S_H(t)$, где T_1 - длительность импульсов в сигнале $S_B(t)$. Считаем, что $T_{ПСП}$ - период ПСП равен T_2 - длительности импульсов в сигнале $S_H(t)$, при этом $\tau_0 = T_1 = \frac{T_2}{B}$.

Показано, что при равенстве мощностей импульсов высокоскоростной информации и импульсов псевдослучайной последовательности (ПСП) расширяющей спектр низкоскоростной информации, энергия низкоскоростной информации будет в базу B раз превышать энергию высокоскоростной информации. Часть превышающей энергии в канале низкоскоростной информации целесообразно использовать с целью увеличения достоверности приёма высокоскоростной информации.

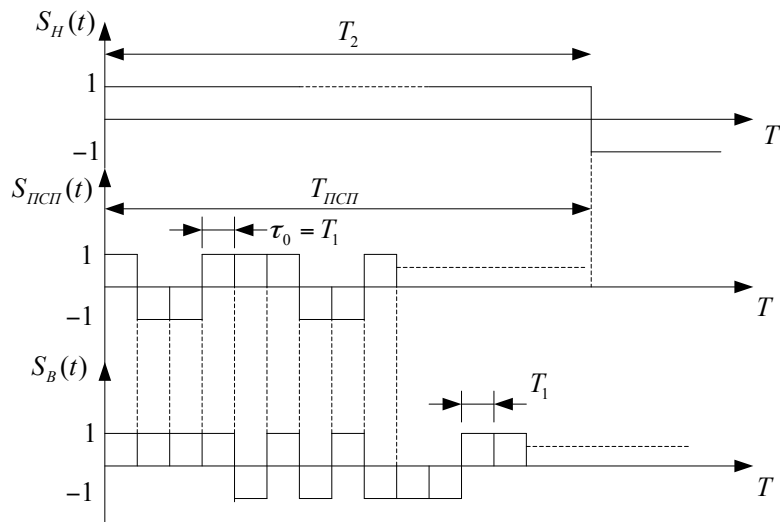


Рис. 1 – Временные диаграммы квадратурных каналов сигнала ФМн – 4р

При фиксированной мощности сигнала ФМн – 4р уменьшение мощности низкоскоростной квадратурной составляющей приведёт к соответствующему увеличению мощности высокоскоростной квадратурной составляющей. При этом векторная диаграмма формируемого сигнала становится не симметричной в зависимости от коэффициента сжатия созвездия $\gamma = \frac{A_B}{A_H}, \gamma \geq 1$, определяющего распределение мощности передающей части между низкоскоростной информацией, включающей координаты ЛА, и высокоскоростной информацией мониторинга.

Получено выражение описывающее зависимость вероятности ошибочного приёма символа высокоскоростной информации от отношения сигнал/шум и коэффициента сжатия созвездия

$$P_0 = 1 - \Phi \left(\sqrt{2 \frac{E_0}{N_0} - \frac{2}{\gamma^2 + 1} \frac{E_0}{N_0}} \right). \quad (1)$$

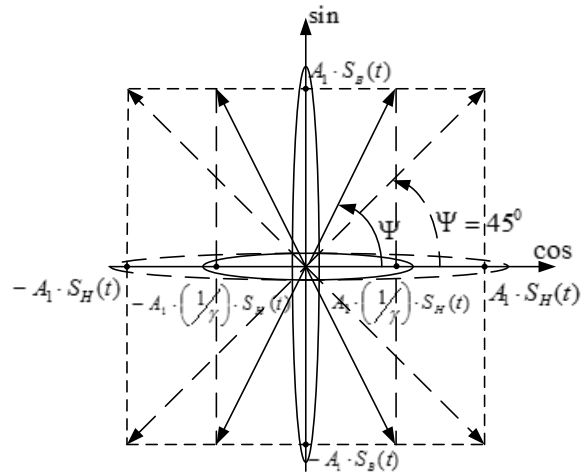


Рис. 2 – Векторная диаграмма сигнала ФМн – 4р

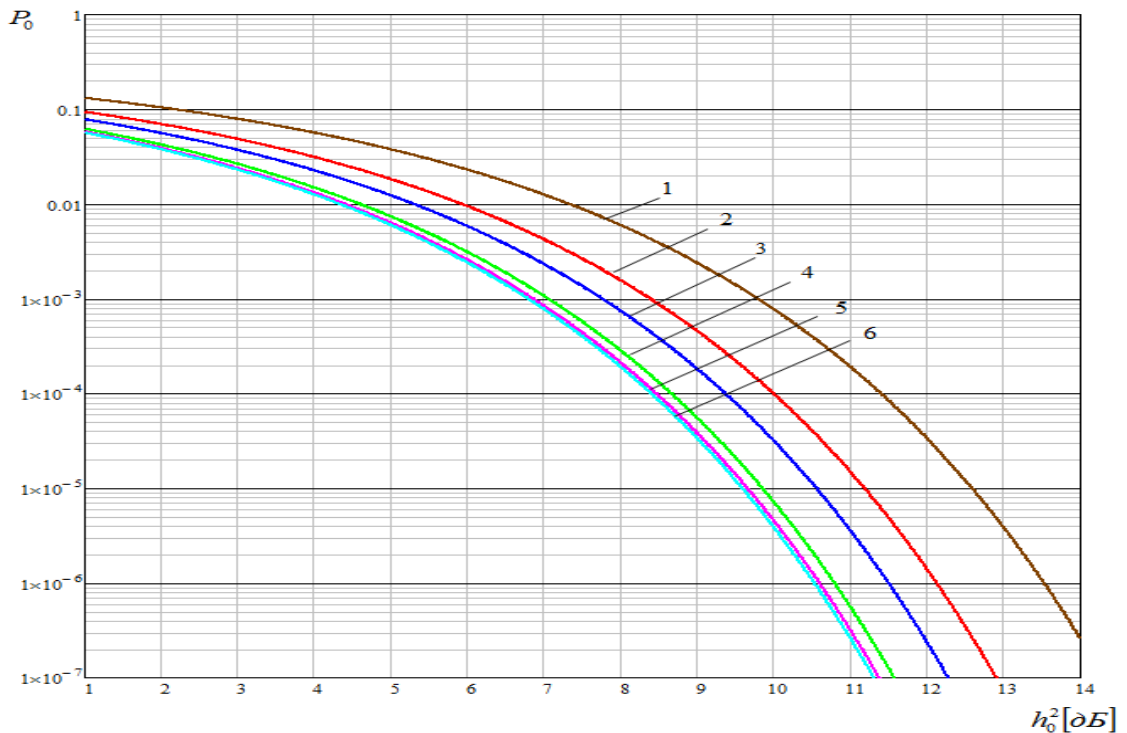


Рис. 3 – Зависимость вероятности ошибочного приёма от отношения сигнал/шум: 1) теоретическая вероятность ошибочного приёма ФМн -4 сигнала, 2) $\gamma = 1.4$, 3) $\gamma = 2$, 4) $\gamma = 4$, 5) $\gamma = 8$, 6) теоретическая вероятность ошибочного приёма ФМн – 2 сигнала

Проведён синтез оптимального алгоритма приёма ФМн – 4р сигнала, основанный на теории оптимальной нелинейной фильтрации марковских

информационных сообщений, содержащихся в радиосигналах, когда сигнал принимается совместно с шумом. Считается, что входной сигнал приёмника $S(t, \vec{\lambda}(t))$ является известной скалярной функцией многомерного марковского случайного вектора $\vec{\lambda}(t)$ с компонентами $\{\lambda_1(t), \lambda_2(t), \dots, \lambda_i(t), \dots, \lambda_r(t)\}$, представляющими случайные процессы, от которых зависит сигнал. Задача получения оценок фильтруемых параметров $\lambda_i^*(t)$ заключается в получении в текущем масштабе времени апостериорных плотностей вероятности фильтруемых параметров $\lambda_i(t)$ и выделении их оценок $\lambda_i^*(t)$, соответствующих максимуму апостериорной плотности вероятности. Уравнение Стратоновича, описывающее изменение финальной апостериорной плотности вероятности $W(t, \vec{\lambda}(t))$, записывается в виде:

$$\frac{\partial}{\partial t} W(t, \vec{\lambda}(t)) = L_{pr} W(t, \vec{\lambda}(t)) + \left[F(t, \vec{\lambda}(t)) - \langle F(t, \vec{\lambda}(t)) \rangle \right] W(t, \vec{\lambda}(t)), \quad (2)$$

где L_{pr} - оператор преобразования априорных плотностей вероятностей непрерывных марковских процессов $\lambda_i(t)$, $F(t, \vec{\lambda}(t)) = \frac{1}{N_0} \left[2y(t)s(t, \vec{\lambda}(t)) - s(t, \vec{\lambda}(t))^2 \right]$ - функционал правдоподобия, $\langle F(t, \vec{\lambda}(t)) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} F(t, \vec{\lambda}(t)) W(t, \vec{\lambda}(t)) d\vec{\lambda}(t)$ - статистическое усреднение функционала правдоподобия.

Полезный сигнал на входе системы синхронизации несущей можно представить в виде

$$y(t) = S(t, \varphi, \alpha, \beta) + n(t) = \frac{A_0}{\gamma} \alpha(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) + A_0 \beta(t) \sin(\omega_0 t + \varphi(t)) + n(t),$$

где A_0 , ω_0 , - априорно известные значения амплитуды и частоты сигнала ФМн - 4р; $\alpha(t)$, $\beta(t)$, $\varphi(t)$ - подлежащие фильтрации марковские процессы.

Подлежащие фильтрации марковские процессы задаются стохастическими дифференциальными уравнениями

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = n_\varphi(t),$$

$$\frac{d\alpha(t)}{dt} + c_1 \alpha(t) = n_\alpha(t), \quad \langle n_\alpha(t_1) n_\alpha(t_2) \rangle = \frac{1}{2} N_\alpha \delta(t_2 - t_1),$$

$$\frac{d\beta(t)}{dt} + c_2 \beta(t) = n_\beta(t), \quad \langle n_\beta(t_1) n_\beta(t_2) \rangle = \frac{1}{2} N_\beta \delta(t_2 - t_1),$$

где $n_\alpha(t)$, $n_\beta(t)$, $n_\varphi(t)$ - нормальные белые шумы с нулевым средним значением и дельта-функцией корреляции.

Интервал корреляции информационных сообщений, определяется в виде:

$$\tau_{к\alpha} = \frac{1}{c_1},$$

$$\tau_{\kappa\beta} = \frac{1}{c_2}.$$

В результате синтеза получены квазиоптимальные алгоритмы нелинейной фильтрации оценок измеряемых параметров, определяемые в виде:

$$\begin{aligned} k_{\alpha\varphi} &= k_{\beta\varphi} = k_{\alpha\beta} = 0, \\ k_{\varphi\varphi} &= \sigma_{\varphi}^2 = \sqrt{\frac{D_{\varphi H}}{2h_H^2 + 2h_B^2 B}}, \\ k_{\alpha\alpha} &= \frac{c_1 N_0 \gamma^2}{A_0^2} \left(\sqrt{1 + \frac{A_0^2 N_{\alpha}}{2c_1^2 N_0 \gamma^2}} - 1 \right), \\ k_{\beta\beta} &= \frac{c_2 N_0}{A_0^2} \left(\sqrt{1 + \frac{A_0^2 N_{\alpha}}{2c_2^2 N_0}} - 1 \right), \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \alpha^*(t) = \frac{K_2}{DT_{\alpha} + \frac{A_0^2}{N_0 \gamma^2} T_{\alpha} + 1} y(t) \cos[\omega_0 t + \varphi^*(t)] \\ \beta^*(t) = \frac{K_1}{DT_{\beta} + \frac{A_0^2}{N_0} T_{\beta} + 1} y(t) \sin[\omega_0 t + \varphi^*(t)] \\ \varphi^*(t) = -k_{\varphi\varphi} \frac{2A_0}{N_0} y(t) \left[\beta^*(t) \cos(\omega_0 t + \varphi^*(t)) - \frac{1}{\gamma} \alpha^*(t) \sin(\omega_0 t + \varphi^*(t)) \right] \end{cases} \quad (4)$$

где введены обозначения $K_1 = k_{\beta\beta} \frac{2A_0}{N_0 c_2}$, $K_2 = k_{\alpha\alpha} \frac{2A_0}{N_0 c_1 \gamma}$, $D = \frac{d}{dt}$, $T_{\beta} = \frac{1}{c_2}$, $T_{\alpha} = \frac{1}{c_1}$.

Апостериорная дисперсия фильтрации Марковского параметра $\varphi(t)$ определяется в виде $\sigma_{\varphi}^2 = k_{\varphi\varphi} = \frac{1}{D(t)}$. Параметр $D(t)$, зависит от отношения

сигнал/шум и изменяется во времени. Параметр $D_{\varphi H} = \frac{1}{2c_1} N_{\varphi}$ характеризует

случайный набег фазы высокочастотного опорного колебания за время корреляции низкоскоростного сообщения.

Система уравнений (4) моделируется квазилинейным приёмником. Приёмник представляет собой вариант схемы фазовой автоподстройки частоты и состоит из перемножителей, подстраиваемого гетеродина (ПГ), фазового детектора (ФД) и усилителей с фильтрами нижних частот, постоянные времени которых T_{β} и T_{α} различны для низкоскоростного и высокоскоростного каналов приёма информации. Амплитуда опорного низкоскоростного гармонического сигнала меньше амплитуды опорного высокоскоростного гармонического сигнала в соответствии с коэффициентом сжатия созвездия γ принимаемого сигнала.

Аналитическими методами получено выражение дисперсии фазовой погрешности, описывающее влияние гармонической помехи на качество фильтрации несущего колебания (5), и выражение (6), описывающее вероятность ошибки оптимального алгоритма приёма фазоманипулированных сигналов. Выражение (6), представленное графически на рис. 4, получено при

условии конечных ошибок восстановления несущего колебания, вызванных влиянием гармонической помехи на помехозащищённую схему синхронизации несущей и определяемых дисперсией фазы подстраиваемого генератора.

$$\frac{1}{D} = \sigma_\varphi^2 = \frac{1/K}{2h_H^2}, \quad (5)$$

Полоса системы ФАПЧ определяется в зависимости от скорости передачи информации $\Delta f_{ш} = \frac{R}{K}$, где R - скорость передачи информации, $K = 20 \div 100$ выбирается с учётом требований предъявляемых к фильтрации системы ФАПЧ.

$$h_{H1}^2 = \frac{h_B^2 \frac{B}{\gamma^2}}{1 + \frac{2}{\pi} h_B^2 h_{II}^2 \frac{1}{B} \frac{\sin(\pi \Delta f_{II} \tau)}{\pi \Delta f_{II} \tau} + \frac{2}{\pi} h_B^2 \frac{1}{B}}$$

где h_B^2 - отношение сигнал/шум в высокоскоростном квадратурном канале сигнала ФМн - $4p$, $h_{II}^2 = \frac{P_{II}}{P_C}$ - отношение помеха/сигнал, определяющее отношение мощности помехового сигнала к мощности информационного сигнала, $\Delta f_{II} = f_0 - f_{II}$ - разностная частота несущей информационного сигнала и сигнала гармонической помехи, τ - длительность импульсов сообщений мониторинга, равная длительности чипов ПШС τ_0 .

$$P = \int_{-\pi}^{\pi} \left(1 - \Phi \left(\sqrt{2h_B^2 \frac{B}{\gamma^2}} \cos(\Delta\varphi) \right) \right) \frac{1}{2\pi d_0(D)} \exp(D \cos(\Delta\varphi)) d\Delta\varphi \quad (6)$$

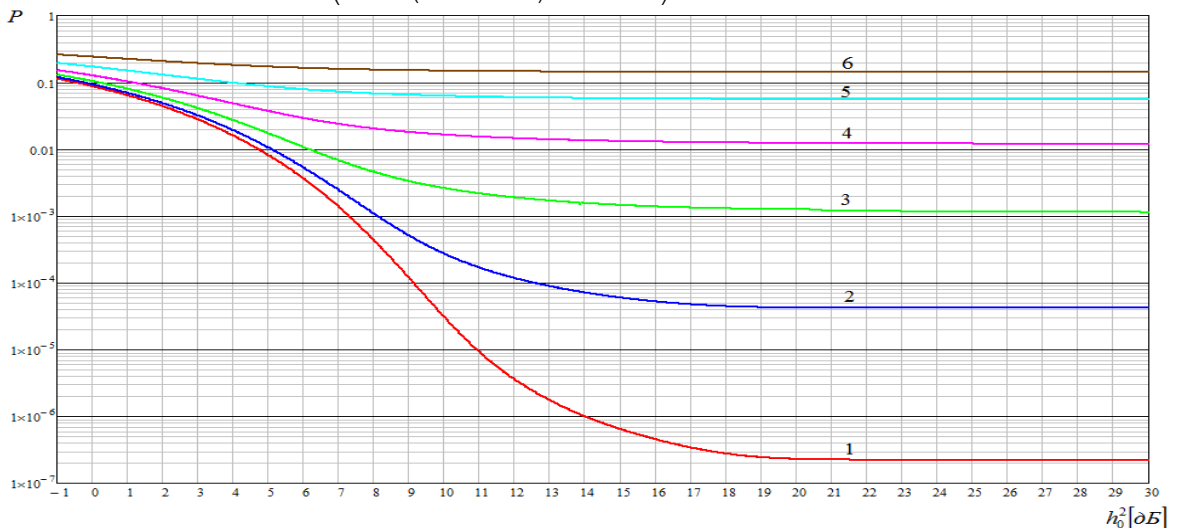


Рис. 4 – Зависимость вероятности ошибочного приёма от отношения сигнал/шум при различных расчётных значениях дисперсии опорного колебания: 1) $\sigma_\varphi^2 = 0.07 [рад^2]$, 2) $\sigma_\varphi^2 = 0.11 [рад^2]$, 3) $\sigma_\varphi^2 = 0.175 [рад^2]$, 4) $\sigma_\varphi^2 = 0.278 [рад^2]$, 5) $\sigma_\varphi^2 = 0.44 [рад^2]$, 6) $\sigma_\varphi^2 = 0.697 [рад^2]$

Во второй главе проведён анализ воздействия, распространённых на практике, узкополосных помех на оптимальный корреляционный приёмник

фазоманипулированных сигналов при условии, что полоса сигнала узкополосной помехи Δf_{Π} и полоса информационного сигнала Δf_C связаны соотношением $\frac{\Delta f_{\Pi}}{\Delta f_C} \ll 1$. В качестве модели узкополосной помехи взят гармонический сигнал. Такие помехи могут быть сформированы как мешающими радиостанциями, так и могут организовываться специально с целью нарушения работы радиосистемы.

Считаем, что на вход оптимального корреляционного поэлементного приёмника поступает аддитивная смесь

$$y(t) = U_{Ci}(t) + U_{\Pi}(t) + U_{\text{ш}}(t)$$

полезного двоичного ФМ сигнала $U_{Ci}(t) = A_C \cos(\omega_0 t + j\pi + \varphi_C)$ с углом манипуляции $\theta = 180^\circ$, где j - информационный параметр, принимающий значения: 0;1, A_C , ω_C и φ_C - амплитуда, частота и фаза полезного сигнала соответственно, сигнала узкополосной помехи $U_{\Pi}(t) = A_{\Pi} \sin(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi})$, где A_{Π} , ω_{Π} и φ_{Π} - амплитуда, частота и фаза сигнала помехи соответственно, и сигнала белого гауссовского шума $U_{\text{ш}}(t)$ со спектральной плотностью мощности N_0 . Синхронизация, по несущей и по тактам, считается идеальной и опорное гармоническое колебание $U_{оп}(t) = A_{оп} \cos(\omega_0 t + \varphi_C)$ совпадает по частоте и по фазе с несущей принимаемого сигнала. В результате перемножения сигнал помехи на входе интегратора переносится на разностную частоту $\Delta\omega_{\Pi} = \omega_{\Pi} - \omega_0$ и записывается в виде $U_{\Pi 1}(t) = \frac{A_{\Pi} A_{оп}}{2} \sin(\Delta\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi} - \varphi_C)$, а полезный сигнал демодулируется и равен $U_{C1}(t) = \frac{A_{\Pi} A_{оп}}{2} \cos(\varphi_i)$, где фаза $\varphi_i = j\pi$ принимает одно из двух значений: 0° при передаче символа "1", 180° - при передаче символа "0".

Считаем, что разностная частота $f_p = \frac{\Delta\omega_{\Pi}}{2\pi} = f_{\Pi} - f_0$ преобразованного сигнала помехи и полоса сигнала $\Delta F_C = \frac{1}{\tau}$ связаны соотношением $f_p \ll \Delta F_C$, где τ - длительность информационного импульса. В течение одного периода помехи принимаются $N = \frac{\Delta F_C}{f_p}$ импульсов информации.

Используется ступенчатая аппроксимацию (рис. 5) сигнала помехи в пределах длительности τ одного импульса информации. Не теряя общности, считаем, что начало пачки символов информации длительностью $T_{\Pi} = N\tau$ совпадает с началом периода помехи и на протяжении половины периода помехи $0.5T_{\Pi} = \frac{0.5}{f_p}$ передаётся целое число импульсов информации. Значение каждой ступени аппроксимации $U_{\Pi}(t)$ равно текущему значению помехи в момент t_i .

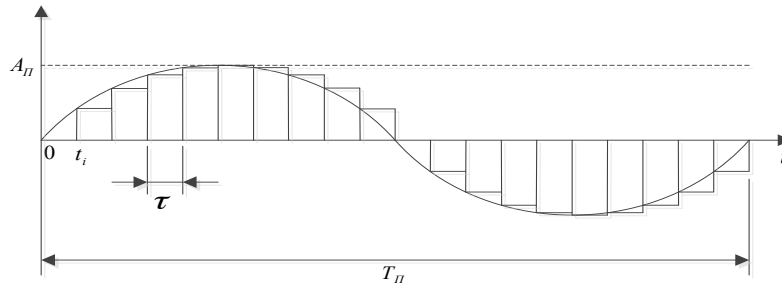


Рис 5 – Аппроксимация помехи

При воздействии на вход приёмника сигнала $y(t) = U_{C_i}(t) + U_{\Pi}(t) + U_{\text{ш}}(t)$ на входе порогового устройства формируется случайный сигнал

$$q = \frac{2}{N_0} \int_0^{\tau} [U_{C_i}(t) + U_{\Pi}(t) + U_{\text{ш}}(t)] U_{\text{оп}}(t) dt.$$

Величина q включает случайную составляющую, сформированную в результате линейного преобразования белого гауссовского шума $U_{\text{ш}}(t)$, и, следовательно, будет иметь гауссовскую плотность вероятности $W(q)$.

В результате анализа получено выражение (7) описывающее вероятность ошибочного приёма цифровых сигналов с коэффициентом взаимной корреляции $r = -1$ при воздействии гармонической помехи.

$$P = 1 - \frac{0.5}{N_1} \sum_{i=0}^{N_1} \left\{ \Phi \left[\sqrt{2h^2} (1 + F'_i) \right] + \Phi \left[\sqrt{2h^2} (1 - F'_i) \right] \right\}, \quad (7)$$

где $F'_i = \sqrt{h_{\Pi}^2} \sin(2\pi f_p i \Delta t)$, $h_{\Pi}^2 = \frac{P_{\Pi}}{P_C}$ - отношение мощности помехи к мощности

полезного сигнала на входе приёмника, $h^2 = \frac{P_C \tau}{N_0}$ - отношение энергии сигнала к спектральной плотности N_0 шума на входе приёмника.

Результаты вычислений по формуле (7) представлен графически на рис. 5

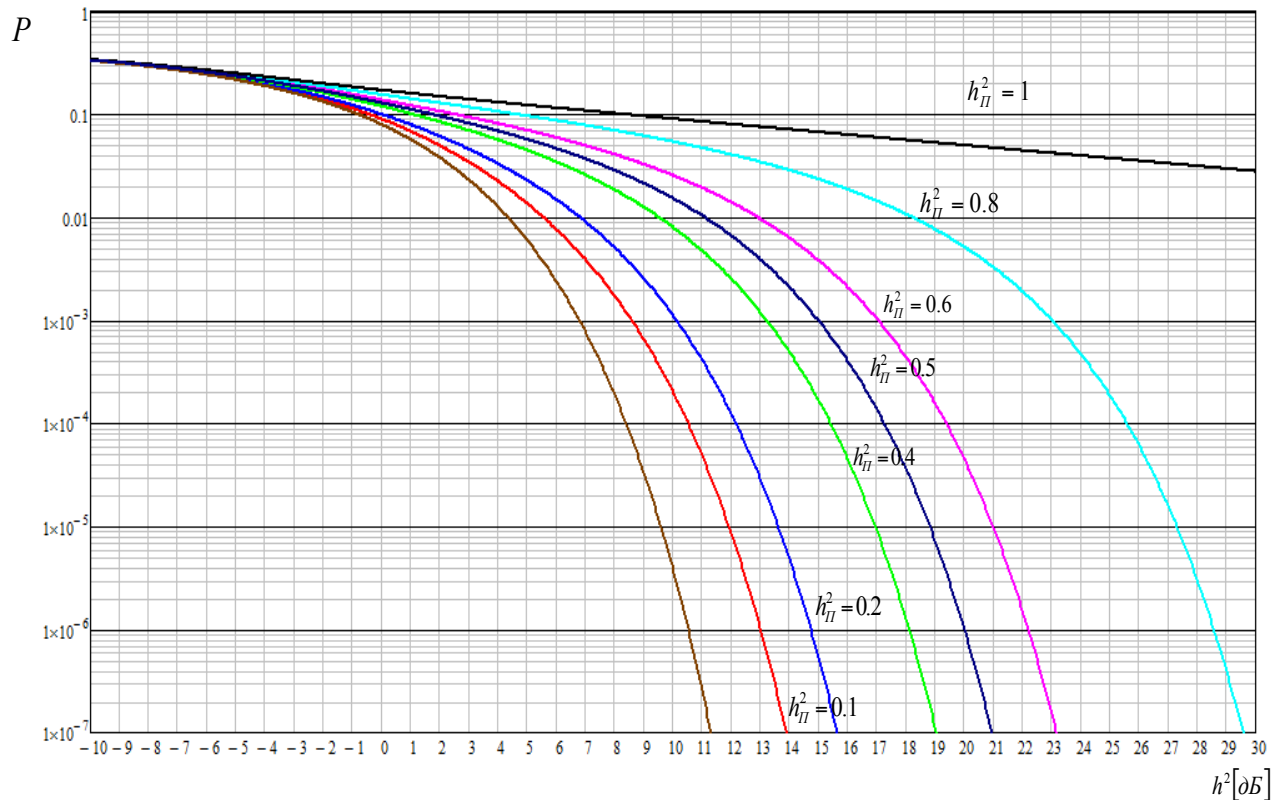


Рис. 6 – Зависимость вероятности ошибки поэлементного приёма от отношения сигнал/шум h^2 для различных значений отношения помеха/сигнал

Показано, что снижение вероятности ошибочного приёма от значения $P = 10^{-6}$ до значения $P = 10^{-2}$ достигается при отношении помеха/сигнал 0.5 и отношении сигнал/шум 10.5 [дБ]. Результаты анализа подтверждены экспериментально результатами моделирования.

Проведён анализ воздействия узкополосной гармонической помехи на незащищённую от преднамеренных помех систему синхронизации по несущей, выполненную по схеме Сифорова.

Считается, что на входе квадратора, осуществляющего восстановление несущего колебания с удвоенной частотой, действует сумма $U_{BX}(t) = U_C(t) + U_{\Pi}(t) + U_{\text{ш}}(t)$ полезного ФМ сигнала $U_C(t) = A_C \cos(\omega_C t + \varphi_C + \varphi_i)$ с углом манипуляции $\theta = 180^\circ$, A_C , ω_C и φ_C - амплитуда, частота и фаза сигнала, φ_i - информационный параметр, равный $\varphi_i = 0^\circ$ при передаче символа "1" и $\varphi_i = 180^\circ$ при передаче символа "0", гармонической помехи $U_{\Pi}(t) = A_{\Pi} \cos(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi})$, где A_{Π} , ω_{Π} и φ_{Π} - амплитуда, частота и фаза помехи и $U_{\text{ш}}(t)$ - белый гауссовский шум.

В результате анализа получено выражение (8) описывающее зависимость предельного отношения помеха/сигнал $q_{\text{ПНР}}$, при котором достигается пороговое отношение сигнал/шум $h_{\pi}^2 = 5 \approx 6.98$ дБ на входе ФАП и наблюдается резкое ухудшение показателей качества системы синхронизации по несущей от отношения сигнал/шум $q_{\text{ВХС}}$ на входе приёмника.

$$q_{\text{ППР}} = \left(\cos \alpha + \frac{Q}{q_{\text{ВХС}}} \right) - \left(\cos \alpha + \frac{Q}{q_{\text{ВХС}}} \right) \sqrt{1 - \frac{1 - \frac{2Q}{q_{\text{ВХС}}} - \frac{Q}{q_{\text{ВХС}}^2}}{\cos^2 \alpha \left(1 + \frac{Q}{q_{\text{ВХС}} \cos^2 \alpha} \right)}}, \quad (8)$$

$$Q = \frac{2h_{\text{П}}^2 \Delta F_{\text{Ш}}}{\Delta F_{\text{УПЧ}}},$$

где $\Delta F_{\text{Ш}}$ - шумовая полоса системы ФАПЧ в составе схемы синхронизации несущей, $\Delta F_{\text{УПЧ}}$ - полоса приёмного тракта, $\alpha = 2\omega_{\text{П}}t - 2\omega_{\text{С}}t + 2(\varphi_{\text{П}} - \varphi_{\text{С}}) = 2\Delta\omega + 2(\varphi_{\text{П}} - \varphi_{\text{С}})$ - разностная частота сигнала и помехи, лежащая в полосе $\Delta\omega_{\text{Ш}}$ ФАП.

Зависимость (8) представлена графически на рис. 7, из которой следует, что при сколь угодно большом отношении сигнал/шум, отношение сигнал/шум на входе ФАПЧ будет достигать минимальной величины $h_{\text{П}}^2$, при отношении помеха/сигнал $q_{\text{ППР}} \rightarrow 1$, а возможность работы системы ФАПЧ выполненной по схеме Сифорова при отношениях помеха/сигнал, меньших 1, будет определяться качеством фильтрации несущего колебания. Соответственно, с целью обеспечения синхронизации несущей в приёмнике высокоскоростной радиосистемы при воздействии организованных помех, необходимо уменьшать мощность помехового сигнала на входе приёмника, достигая значений $q_{\text{ВХЛ}} < q_{\text{ППР}}$.

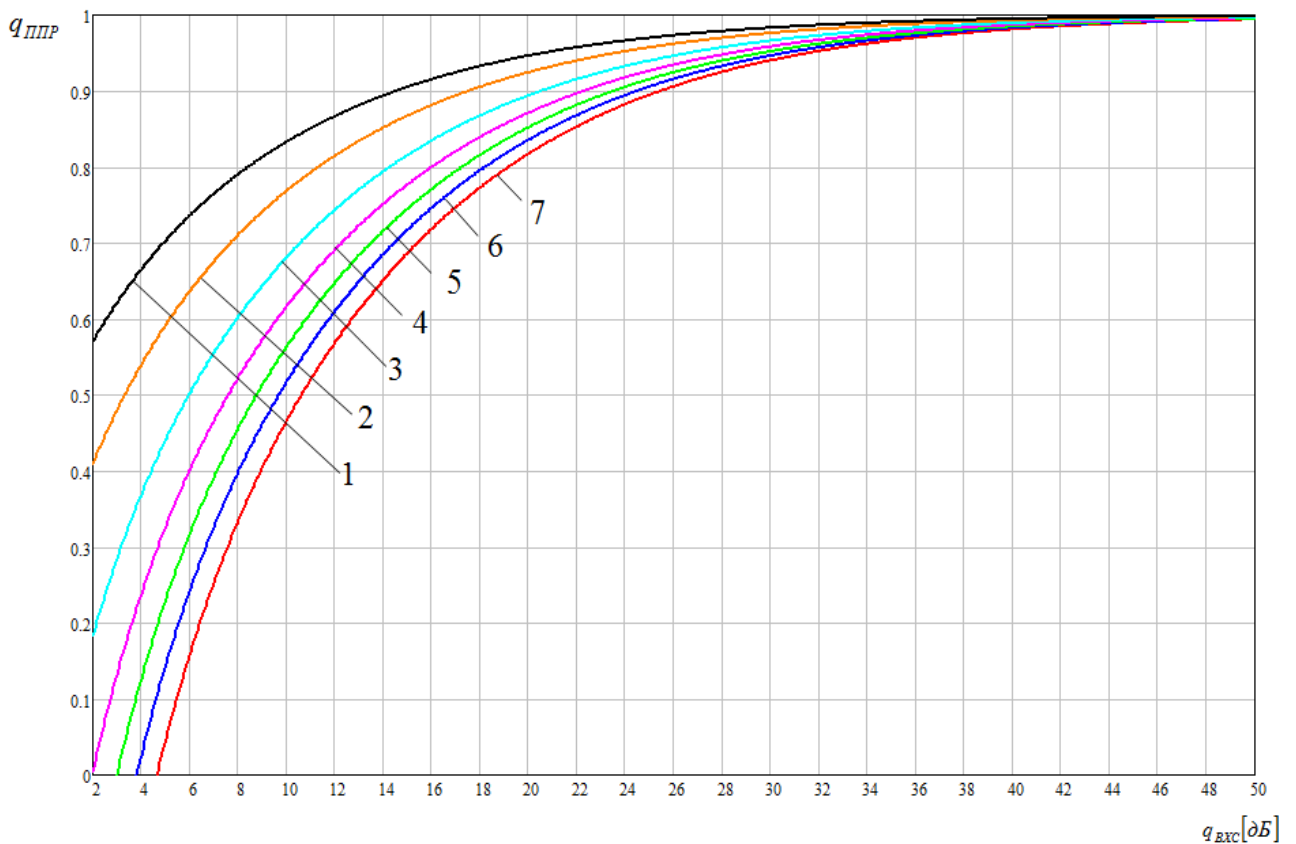


Рис. 7. Зависимость придельного отношения помеха/сигнал от отношения сигнал/шум, для схемы синхронизации несущей с квадратичным детектором,

при котором отношение сигнал/шум на входе ФАПЧ достигает h_{II}^2 , при различных соотношениях $\frac{\Delta F_{ш}}{\Delta F_{ФАПЧ}}$: 1 – 0,01; 2 – 0,02; 3 – 0,04; 4 – 0,06; 5 – 0,08; 6 – 0,1; 7 – 0,125

В третьей главе Разработан новый алгоритм квадратурной компенсации сигналов узкополосных помех в смеси поступающего на вход приёмника полезного сигнала и сигнала помех путём вычитания компенсирующего сигнала помех, сформированного в специальном канале приёмника в результате отличий частоты и фазы несущего колебания полезного сигнала, и несущих колебаний сигналов помех. При этом обеспечивается компенсация ансамбля неперекрывающихся по спектру узкополосных помех, включающих одиночные гармонические помехи, ансамбли узкополосных помех и помехи имеющие конечную полосу частот частично перекрывающие полосу частот полезного сигнала, принимаемых совместно с цифровым ФМ сигналом, спектр которого в процессе компенсации не изменяется, что принципиально отличает предлагаемое устройство от обесцвечивающего фильтра. Предлагаемое устройство реализует способ компенсации узкополосных помех, действующих во всей полосе приёмника совместно с полезным сигналом и естественными помехами.

Алгоритм квадратурной компенсации узкополосных помех в поэлементном приёмнике ФМн – 2 сигнала приведён на (рис. 8).

При рассмотрении алгоритма компенсации узкополосных помех в полосе высокоскоростного информационного сигнала работа схемы синхронизации по несущей и по тактам приёмника предполагается идеальной, опорные квадратурные гармонические колебания $S_{O2}(t) = A_{OII} \sin(\omega_0 t + \varphi_C)$ и $S_{O1}(t) = A_{OII} \cos(\omega_0 t + \varphi_C)$ совпадают по частоте и по фазе с гармонической несущей принимаемого сигнала.

Считаем, что на вход компенсатора узкополосных помех поступает аддитивная смесь

$$S(t) = S_C + S_{II1} + S_{II2} + n(t)$$

полезного двоичного фазоманипулированного (ФМн) сигнала $S_C(t) = A_0 \beta(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_C) = A_0 \cos(\omega_0 t + k(t)\pi + \varphi_C)$ с углом манипуляции $\theta = 180^\circ$, где $k(t)$ - информационный параметр, принимающий значения 0; 1 и соответствующий ему параметр $\beta(t)$, принимающий значения -1; 1, A_0 , ω_C и φ_C - амплитуда, частота и фаза полезного сигнала, сигналов узкополосных помех, расположенных слева и справа от несущего колебания, $S_{II1}(t) = A_{II1} \cos(\omega_{II1} + \varphi_{II1})$ и $S_{II2}(t) = A_{II2} \cos(\omega_{II2} + \varphi_{II2})$ соответственно, где A_{IIj} , ω_{IIj} и φ_{IIj} - амплитуды, частоты и фазы узкополосных помех, и белого гауссовского шума $n(t)$ со спектральной плотностью мощности N_0 .

Выходной сигнал схемы компенсации узкополосных помех записывается в виде:

$$S'(t) = S_{\text{вых1}}(t) - C \cdot S'_{2ПГ}(t) = \frac{1}{2} \beta(t) A_0 A_{\text{ОП}} + n''(t) + n'_2(t) - 2n''(t). \quad (9)$$

Из выражения (9) следует, что на выходе устройства компенсации узкополосных помех изменится отношение сигнал/шум в информационном сигнале.

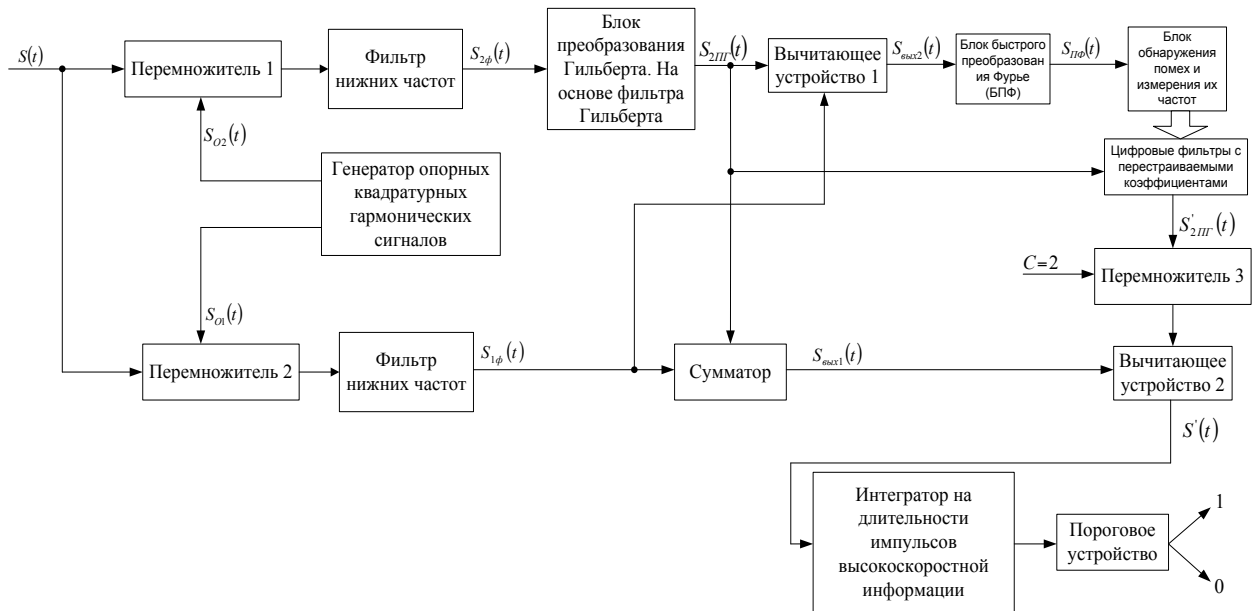


Рис. 8. Функциональная схема устройства компенсации узкополосных помех

Так как шумовые составляющие $n''(t)$ и $n'_2(t)$, имеющие одинаковый уровень спектральной плотности мощности N_0 , не коррелированы между собой, то мощность шума $n_{\text{вых}}(t) = n'_2(t) - n''(t)$ удваивается. Отношение сигнал/шум в информационном сигнале на входе интегратора оптимального приёмника символов сигнала, $h_{\text{вх}}^2$ запишется в виде

$$h_{\text{вх}}^2 = \frac{P_C T_s}{2N_0} = 0.5 h_{\text{вх}}^2.$$

Основные показатели качества схемы квадратурной компенсации узкополосных помех определяются реализацией с учётом ограничений накладываемых современной аппаратурой используемой в цифровых радиосистемах передачи информации.

Отношение помеха/сигнал на выходе устройства компенсации узкополосных помех $h_{\text{Пвых}}^2$, будет различным для помех отстоящих справа $h_{\text{Пвых1}}^2$ и слева $h_{\text{Пвых2}}^2$ относительно несущего колебания, из – за дополнительной фильтрации осуществляемой в режекторных фильтрах.

$$h_{\text{Пвых1} i}^2 = \frac{A_{\text{Пл}}^2 (\Delta r - 1)^2}{A_0^2} = h_{\text{Пвх} i}^2 (\Delta r - 1)^2$$

$$h_{\text{Пвх}2}^2 = \frac{A_{\text{Пвх}2}^2 (\Delta k - 1)^2}{A_0^2} = h_{\text{Пвх}1}^2 (\Delta k - 1)^2$$

где, $h_{\text{Пвх}i}^2 = \frac{P_{\text{Пвх}i}}{P_C}$ - отношение помеха/сигнал на входе приёмника для каждого гармонического помехового сигнала, $\Delta k = 8.59 \cdot 10^{-5} [\text{дБ}]$, $\Delta r = 2.65 \cdot 10^{-5} [\text{дБ}]$ - определяются реализацией фильтра гильберта и режекторных фильтров.

Коэффициент подавления Q помеховых сигналов будет различным для помех отстоящих справа Q_1 и с лева Q_2 от несущего колебания, которые определяются в виде:

$$Q_1 = \frac{h_{\text{Пвх}}^2}{h_{\text{Пвх}1}^2} = \frac{1}{(\Delta r - 1)^2} = 104.29 [\text{дБ}]$$

$$Q_2 = \frac{h_{\text{Пвх}}^2}{h_{\text{Пвх}2}^2} = \frac{1}{(\Delta k - 1)^2} = 94.07 [\text{дБ}]$$

Максимальное значение превышения мощности помехи над мощностью информационного сигнала, при котором происходит увеличений вероятности ошибочного приёма увеличивается от значения $P = 10^{-6}$ до предельного значения $P = 10^{-2}$ при отношении сигнал/шум $10.5 [\text{дБ}]$:

$$\xi_1 = \frac{h_{\text{Пвх}}^2}{(\Delta r - 1)^2} = \frac{0.254}{\left(10^{\frac{2.65 \cdot 10^{-5}}{10}} - 1\right)^2} \approx 6.822 \cdot 10^9 \approx 98.339 [\text{дБ}]$$

$$\xi_2 = \frac{h_{\text{Пвх}}^2}{(\Delta k - 1)^2} = \frac{0.254}{\left(10^{\frac{8.59 \cdot 10^{-5}}{10}} - 1\right)^2} \approx 6.492 \cdot 10^8 \approx 88.124 [\text{дБ}]$$

На (рис. 10), представлены зависимости вероятности ошибочного приёма от отношения помеха/сигнал $h_{\text{Пвх}}^2$ для случая воздействия гармонического помехового сигнала и фазоманипулированного помехового сигнала.

Исследована работа квадратурного компенсатора при использовании сигнала ФМн – 4р. При этом низкоскоростная квадратурная составляющая оказывает дополнительное мешающее воздействие на принимаемую полезную информацию, что приводит к снижению помехоустойчивости.

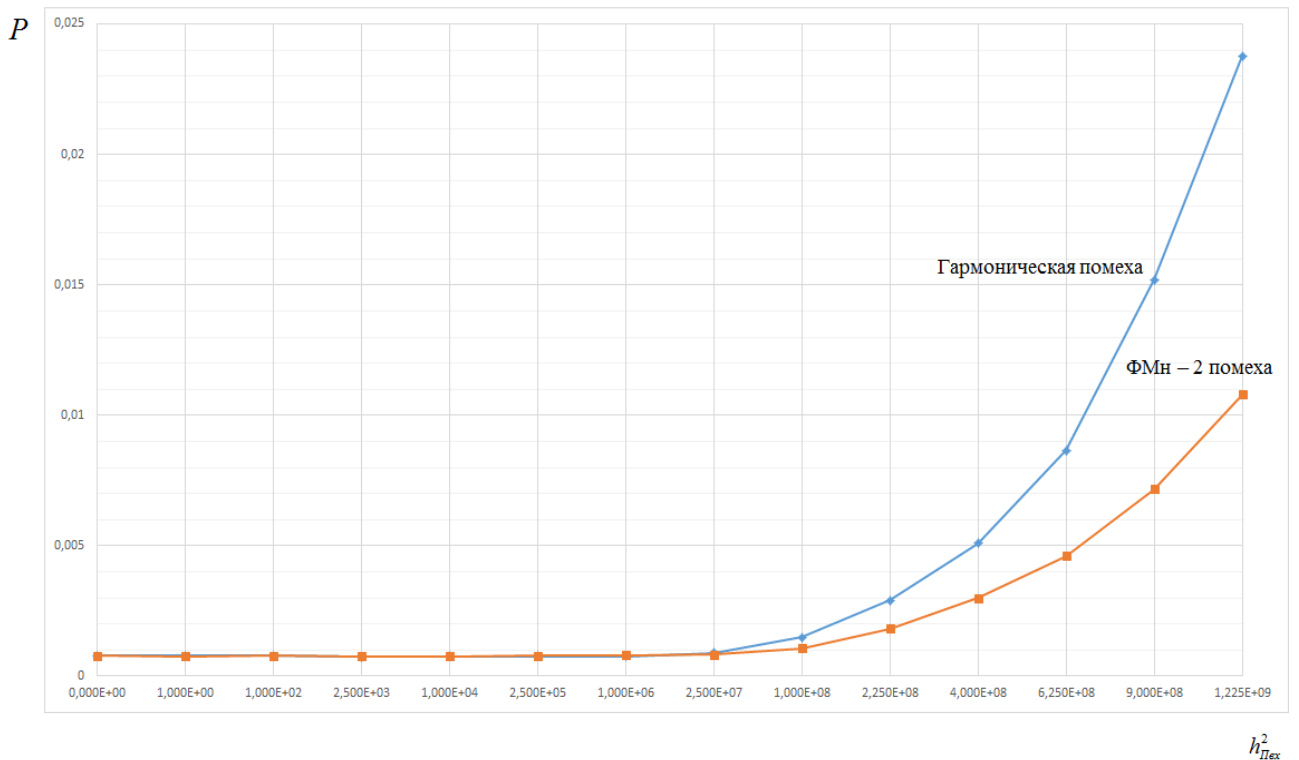


Рис 10. Зависимость вероятности ошибочного приёма полезной информации от отношения помеха/сигнал на входе приёмника

В результате анализа получено выражение, описывающее вероятность ошибочного приёма импульса высокоскоростной информации с учётом мешающего воздействия от низкоскоростной квадратурной составляющей сигнала ФМн – 4р и уменьшения отношения сигнал/шум в квадратурном компенсаторе:

$$P = 0.5 \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{Q_c}{N_0}} \left(1 + \frac{1}{\gamma} \right) \right) \right] + 0.5 \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{Q_c}{N_0}} \left(1 - \frac{1}{\gamma} \right) \right) \right] \quad (10)$$

На (рис. 11), представлены зависимости полученные в соответствии с выражением (10) для различных значений коэффициента сжатия созвездия γ .

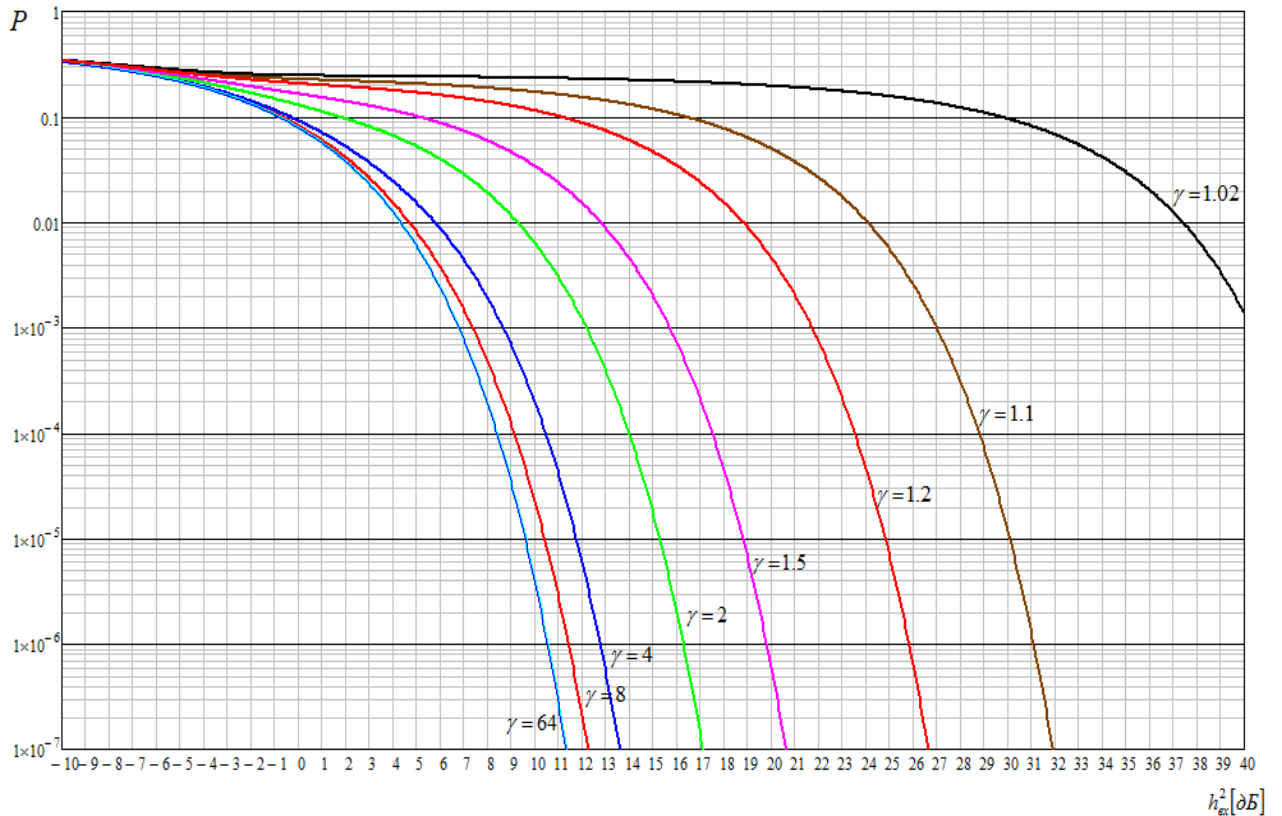


Рис. 11. Зависимость вероятности ошибки поэлементного приёма от отношения сигнал/шум для различных значений коэффициента уменьшения амплитуды мешающего фазоманипулированного сигнала γ

На (рис. 12) приведено семейство зависимостей, соответствующих различным способам передачи информационного сигнала.

На (рис. 13) приведены зависимости вероятности ошибочного приёма от отношения помеха/сигнал для следующих случаев: воздействие на входе компенсатора узкополосного гармонического синусоидального помехового сигнала, воздействие фазоманипулированного помехового сигнала при использовании для передачи полезной информации фазоманипулированного сигнала ФМн – 2; воздействие ФМн – 2 сигнала узкополосной помехи на приём фазоманипулированного сигнала ФМн – 4р с коэффициентом сжатия созвездия $\gamma = 8$.

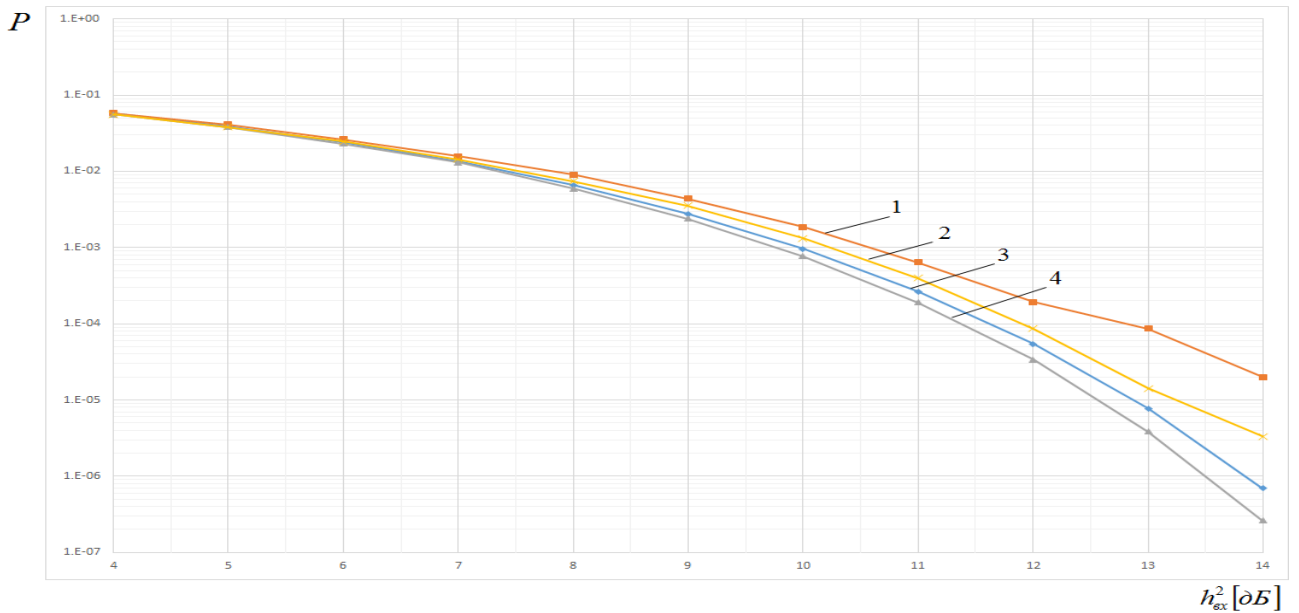


Рис. 12. Зависимости вероятности ошибочного приёма от отношения сигнал/шум. 1 – экспериментальная зависимость для модели с сигналом ФМн – 4р с коэффициентом сжатия созвездия $\gamma = 8$, 2 – экспериментальная зависимость для схемы с сигналом ФМн – 2, 3 – теоретическая зависимость вероятности ошибочного приёма от отношения сигнал/шум h_{ex}^2 построенная в соответствии с выражением $P_{Oш} = 1 - \Phi(\sqrt{2h_{блх}^2})$ или с учётом условия $h_{блх}^2 = 0.5h_{ex}^2$, $P_{Oш} = 1 - \Phi(\sqrt{h_{ex}^2})$, 4 – теоретическая зависимость вероятности ошибочного приёма сигнала ФМн – 2 от отношения сигнал/шум с учётом уменьшения отношения сигнал/шум в 2 раза

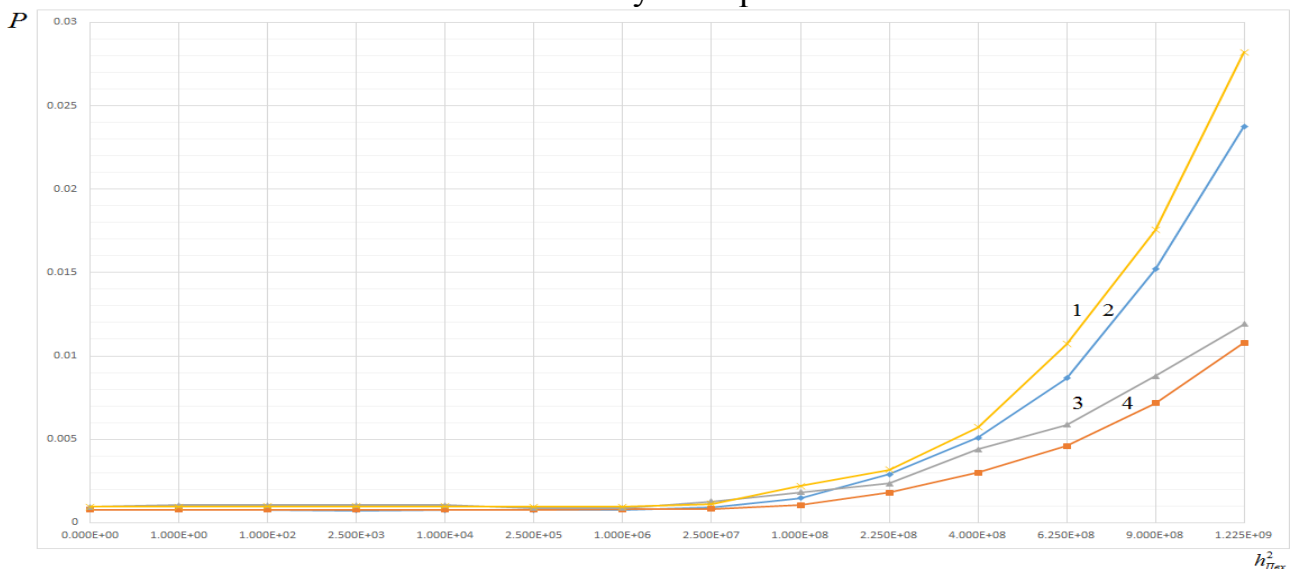


Рис 13 – Зависимость вероятности ошибочного приёма полезной информации от отношения помеха/сигнал на входе приёмника, 1) воздействие гармонического помехового сигнала при ФМн – 4р информационном сигнале, 2) воздействие гармонического помехового сигнала при ФМн – 2 информационном сигнале, 4) воздействие ФМн – 2 помехового сигнала при ФМн – 4р информационном сигнале, 4) воздействие ФМн – 2 помехового сигнала при ФМн – 2 информационном сигнале

Исходя, из полученных зависимостей в проведённых экспериментах, можно сделать вывод о том, что при использовании для передачи полезной информации квадратурный канал сигнала ФМн – 4р с коэффициентом сжатия созвездия $\gamma = 8$, предложенный алгоритм компенсации узкополосных помех, при условии идеальности подсистем синхронизации, обеспечивает подавление любого количества узкополосных помех в полосе информационного сигнала, суммарная мощность которых не более чем в $6.25 \cdot 10^8$ раз превосходит мощность полезного сигнала.

В четвёртой главе разработан алгоритм построения цифровых помехозащищённых радиосистем передачи информации, основанный на применении сигнала ФМн – 4р, включающий квадратурный компенсатор помех и обеспечивающий помехозащищённость как схемы синхронизации по несущей, так и информационного канала приёма информации мониторинга. Проведён анализ показателей качества разработанной схемы приёмника при воздействии узкополосных гармонических помех.

На (рис. 14) представлена схема квазикогерентного приёма фазоманипулированного сигнала ФМн – 4р с квадратурным устройством компенсации помех.

Рассмотрено воздействие на вход квазикогерентного приёмника, представленного на (рис. 14), аддитивной суммы $y(t) = S_c(t) + S_{II}(t) + S_{III}(t)$ информационного сигнала $S_c(t) = A_0 \beta(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$, где A_0 , ω_0 и φ_0 - амплитуда, частота и фаза сигнала помехи, $\beta(t)$ - информационный параметр принимающий значения ± 1 , узкополосного гармонического помехового сигнала $S_{II}(t) = A_{II} \cos(\omega_{II} + \varphi_{II})$, где A_{II} , ω_{II} и φ_{II} - амплитуда, частота и фаза узкополосной помехи, и белого гауссовского шума $S_{III}(t)$ со спектральной плотностью N_0 .

В результате анализа, получено выражение (11), описывающее дисперсию фазы опорных гармонических колебаний при воздействии узкополосной гармонической помехи.

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{1/K}{2h_B^2 B + 2h_H^2}, \quad (11)$$

где $h_{B1}^2 = \frac{h_B^2}{1 + \frac{2}{\pi} h_{II}^2 h_B^2 \eta(A, C)}$ - отношение сигнал/помеха на входе системы ФАПЧ

в высокоскоростном канале передачи информации мониторинга, $\eta(A, C) = \int_C^A \frac{\sin 2x}{x} dx - \frac{\sin^2(A)}{A} + \frac{\sin^2(C)}{C}$, $A = \pi \Delta f_{II} \tau + \pi$, $C = \pi \Delta f_{II} \tau - \pi$, - пределы интегрирования, h_B^2 - отношение сигнал/шум в высокоскоростном канале при

отсутствии сигнала помехи на входе приёмника, $h_{H1}^2 = \frac{h_B^2 \frac{B}{\gamma^2}}{1 + \frac{2}{\pi} h_B^2 B h_{II}^2 B_H^2 \frac{\sin(\pi \Delta f_{II} \tau)}{\pi \Delta f_{II} \tau}}$ -

отношение сигнал/помеха в низкоскоростном сигнале после свёртки ПШС и соответствующей декорреляции помеховых сигналов, параметр $D_{\varphi H} = \frac{1}{2c_1} N_{\varphi}$ характеризует случайный набег фазы высокочастотного опорного колебания за время корреляции низкоскоростного сообщения $T_{\alpha} = \frac{1}{c_1}$.

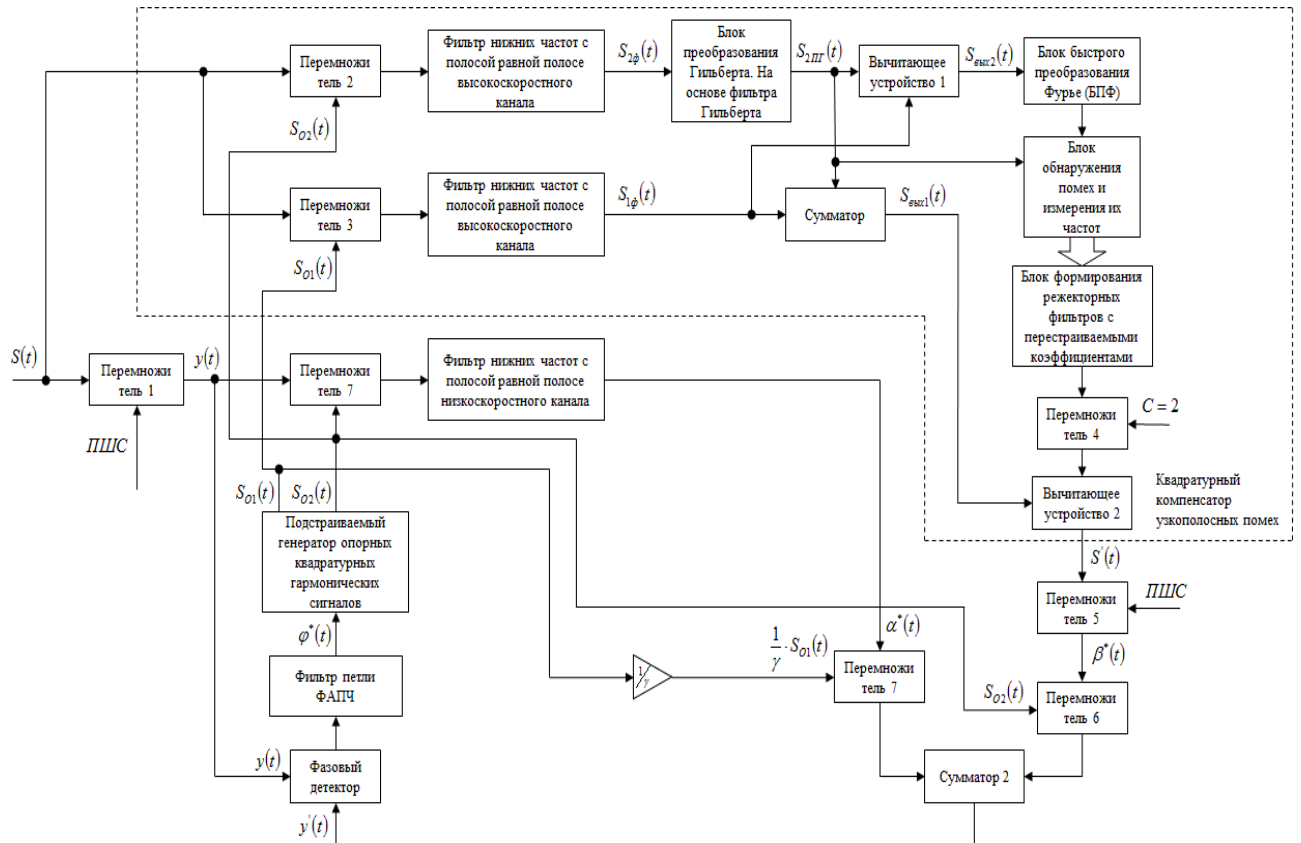


Рис. 14. Квазикогерентный приёмник ФМн – 4р сигнала с квадратурным компенсатором узкополосных помех

Так же с учётом конечной реализации схемы квадратурного компенсатора помеховых сигналов, в результате анализа получено выражение (12), описывающее зависимость вероятности ошибочного приёма импульсов высокоскоростной информации на выходе квадратурного компенсатора включённого в квазикогерентный приёмник сигнала ФМн – 4р, с учётом реальной схемы синхронизации по несущей:

$$\begin{aligned}
 P_{\text{всп}} = & \int_{-\pi}^{\pi} \left[0.5 \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{Q_C}{N_0}} \left(1 + \frac{1}{\gamma} \right) \cos(\Delta\varphi) \left(1 - \sqrt{h_{\text{Пех}}^2} (\Delta k - 1) \sin(2\pi f_p i \Delta t) \right) \right) \right] \right. \\
 & + 0.5 \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{Q_C}{N_0}} \left(1 - \frac{1}{\gamma} \right) \cos(\Delta\varphi) \left(1 - \sqrt{h_{\text{Пех}}^2} (\Delta k - 1) \sin(2\pi f_p i \Delta t) \right) \right) \right] \left. \right] \times \quad (12) \\
 & \times \frac{1}{2\pi I_0(D)} \exp(D \cos(\Delta\varphi)) d\Delta\varphi
 \end{aligned}$$

где D определяется в соответствии с выражением (11).

На (рис. 15) представлены зависимости дисперсии опорных гармонических колебаний от отношения помеха/сигнал h_{Π}^2 на входе квазиогерентного приёмника для различных значений базы ПШС, расширяющего спектр низкоскоростного сигнала $S_{C_2}(t)$ и параметра $D_{\phi H}$.

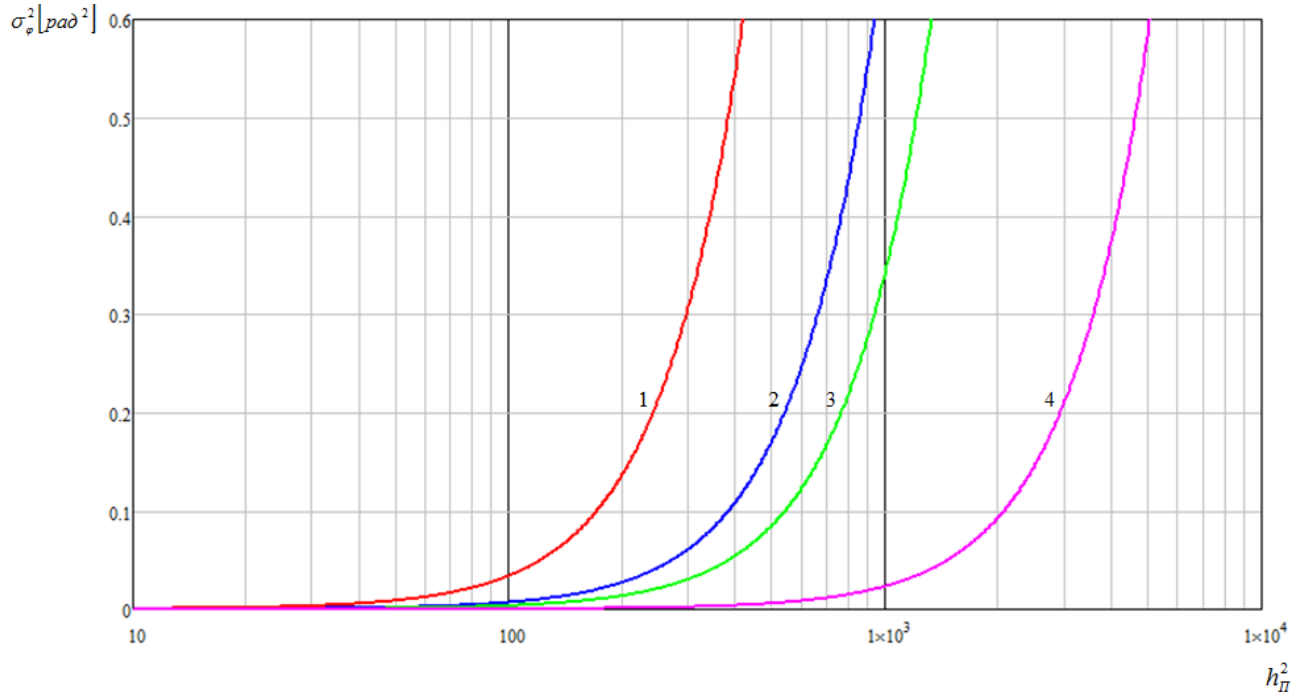


Рис. 4.4. Зависимость дисперсии фазы опорных гармонических колебаний от отношения помеха/сигнал при отношении сигнал/шум $h_B^2 = 10.5[\text{дБ}]$, $\gamma = 8$, $\Delta f_{\Pi} = 150[\text{КГц}]$, для четырёх случаев: 1) $K = 20$, $B = 511$ 2) $K = 100$, $B = 511$, 3) $K = 200$, $B = 511$, 4) $K = 200$, $B = 2047$

На (рис. 17), (рис. 18) представлены зависимости вероятности ошибочного приёма высокоскоростной информации, передаваемой с помощью сигнала ФМн – 4р, на выходе устройства квадратурной компенсации помех, при использовании реальной схемы синхронизации по несущей в соответствии с выражением (12).

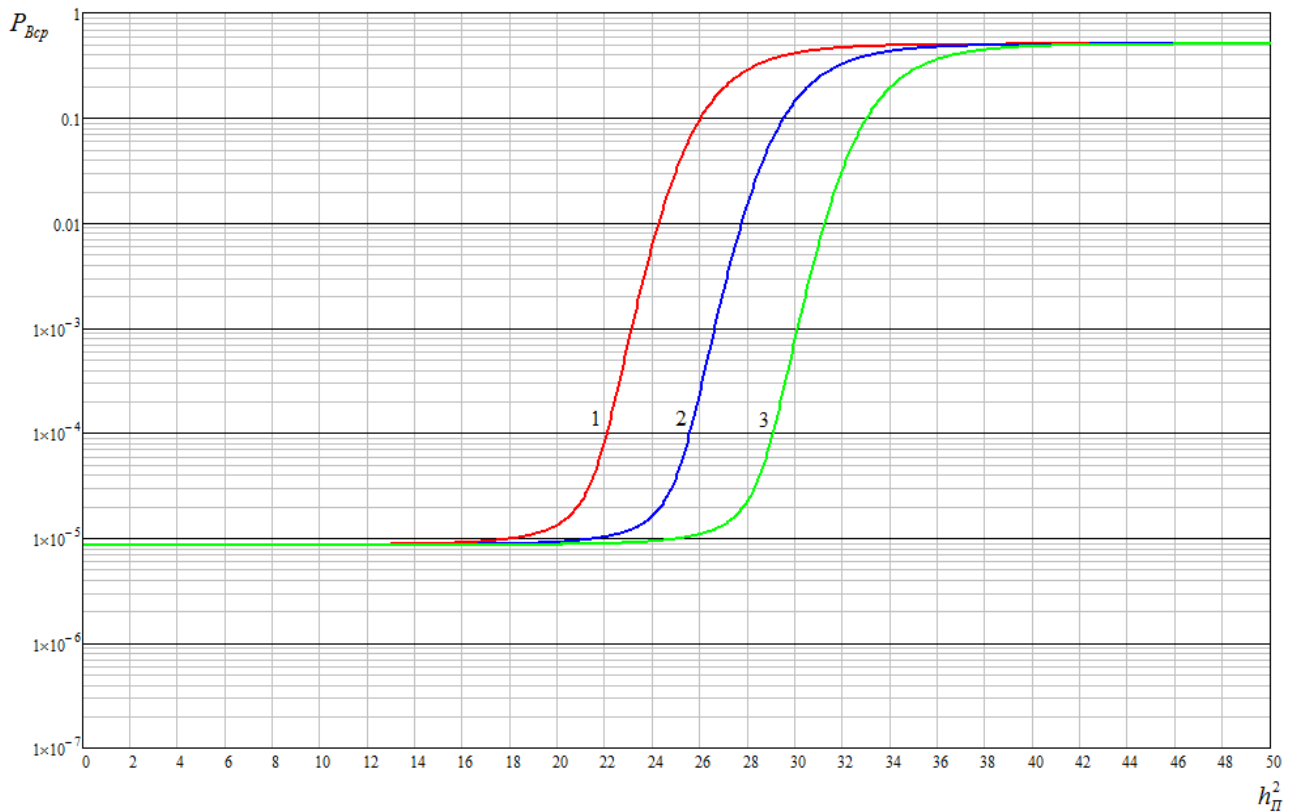


Рис. 4.16. Зависимость вероятности ошибочного приёма высокоскоростной информации от отношения помеха/сигнал на входе приёмника при отношении сигнал/шум $h_B^2 = 13.5[\text{дБ}]$, $\gamma = 8$, $\Delta f_{\Pi} = 150[\text{КГц}]$, $B = 511$ для трёх случаев 1) $K = 20$ 2) $K = 100$, 3) $K = 500$

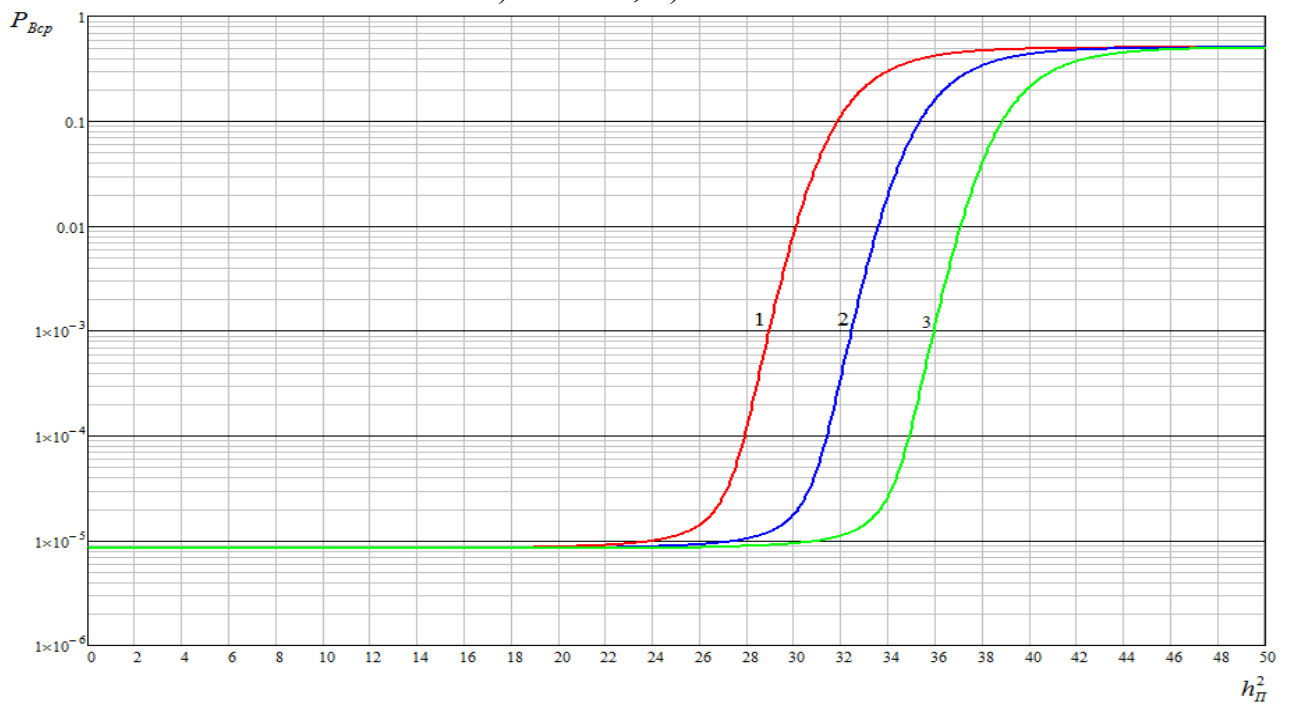


Рис. 4.6. Зависимость вероятности ошибочного приёма высокоскоростной информации от отношения помеха/сигнал на входе приёмника при отношении сигнал/шум $h_B^2 = 13.5[\text{дБ}]$, $\gamma = 8$, $\Delta f_{\Pi} = 150[\text{КГц}]$, $B = 2047$ для трёх случаев 1) $K = 20$ 2) $K = 100$, 3) $K = 500$

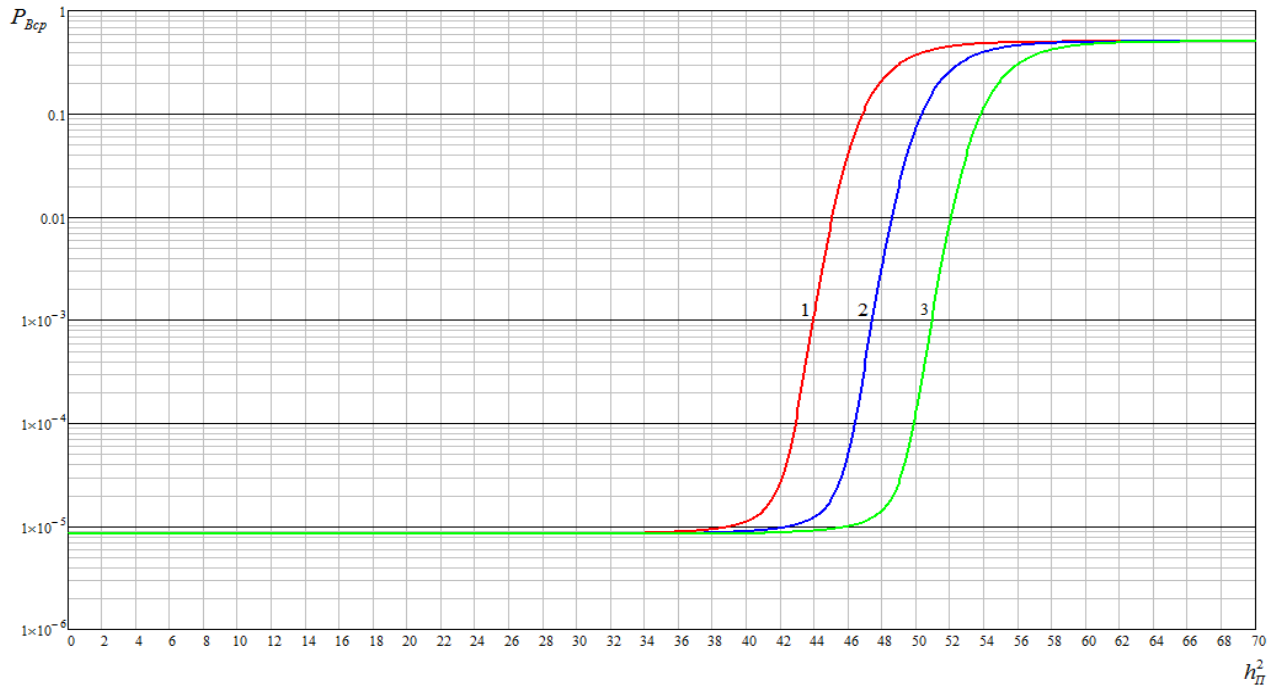


Рис. 4.7. Зависимость вероятности ошибочного приёма высокоскоростной информации от отношения помеха/сигнал на входе приёмника при отношении сигнал/шум $h_b^2 = 10.5[\text{дБ}]$, $\gamma = 8$, $\Delta f_{п} = 150[\text{КГц}]$, $B = 65535$ для трёх случаев
1) $K = 20$ 2) $K = 100$, 3) $K = 200$

Работа квазикогерентного приёмника сигнала ФМн – 4р исследована на математической модели, адекватной современной аппаратуре используемой в цифровых радиосистемах передачи информации, при воздействии на его входе различных помеховых сигналов.

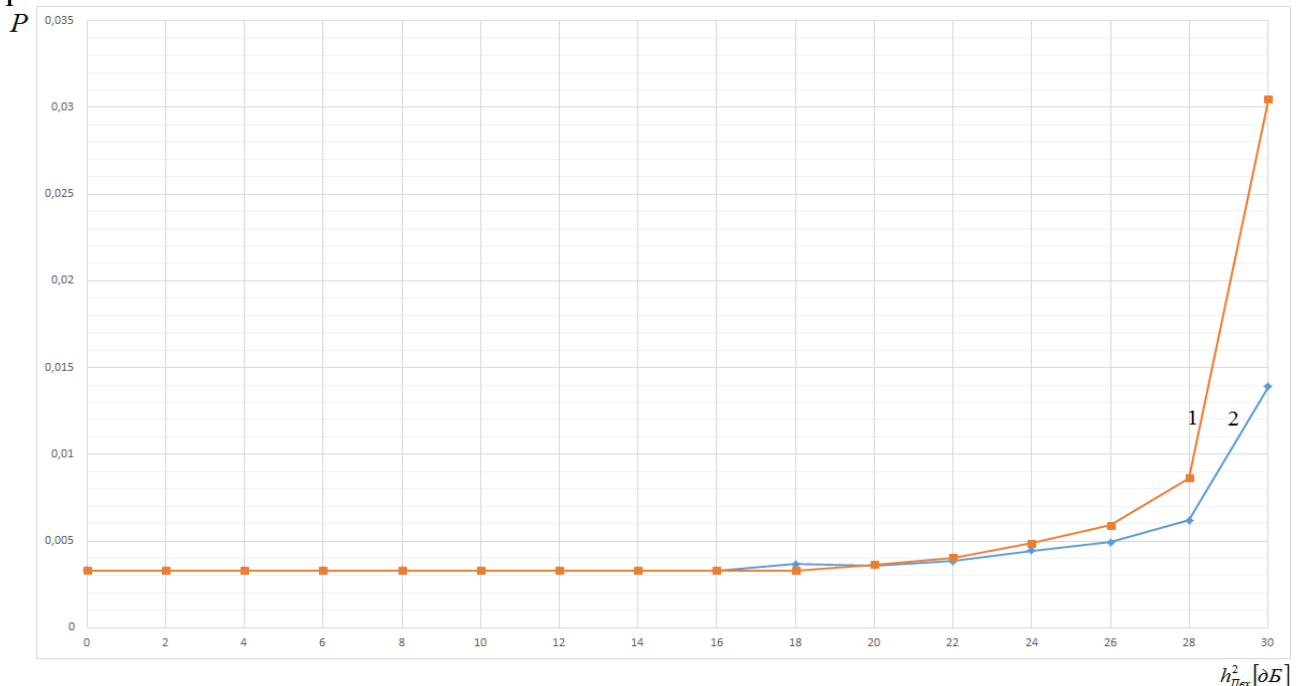


Рис. 20. Зависимость вероятности ошибочного приёма полезной информации от отношения помеха/сигнал на входе приёмника: 1) воздействие гармонического помехового сигнала 2) воздействие ФМн – 2 помехового сигнала

3. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

В работе получены следующие основные результаты.

1. Для авиационных радиосистем передачи информации мониторинга в режиме реального времени со скоростью от десятков до сотен $Mбит/с$ предложена сигнальная конструкция ФМн – 4р, основанная на квадратурном методе модуляции ФМн – 4, обеспечивающая передачу большого объёма мультимедийной информации в режиме реального времени и одновременную передачу служебной, помехозащищённой, информации включающей координаты ЛА, необходимые для наведения направленных антенн.

2. С применением аппарата теории нелинейной фильтрации получен алгоритм оптимального приёма сигнала ФМн – 4р на фоне белого гауссовского шума, в результате которого определена структурная схема оптимального приёмника и вычислены показатели качества фильтрации несущего колебания.

3. Проведён анализ воздействия узкополосных гармонических помех на оптимальный корреляционный приёмник фазоманипулированных сигналов и показано, что недопустимое снижение вероятности ошибочного приёма от значения $P = 10^{-6}$ до значения $P = 10^{-2}$ при отношении сигнал/шум $10.5[дБ]$ достигается при отношении мощностей помеха/сигнал 0.5. В результате анализа получено выражение, описывающее помехоустойчивость приёма цифровых сигналов с коэффициентом взаимной корреляции $r = -1$ при воздействии узкополосной гармонической помехи. Результаты аналитического расчёта подтверждены на компьютерной модели. Правильность результатов, полученных аналитически, подтверждена экспериментально путём компьютерного моделирования алгоритмов и условий задачи, выполненной схематически.

Адекватность разработанных математических моделей доказывается в результате сравнения с полученными аналитическими выражениями.

4. Проведён анализ воздействия узкополосной гармонической помехи на незащищённую от преднамеренных помех систему синхронизации по несущей. В результате анализа получено выражение, описывающее зависимость предельного отношения помеха/сигнал, при котором резко ухудшаются показатели качества системы синхронизации по несущей, что приводит к невозможности синхронного приёма сигнала, от отношения сигнал/шум на входе приёмника.

5. Разработан алгоритм квадратурной компенсации сигналов узкополосных помех в смеси поступающего на вход приёмника полезного сигнала и сигнала помех путём вычитания компенсирующего сигнала помех, сформированного в специальном канале приёмника в результате. При этом обеспечивается компенсация ансамбля неперекрывающихся по спектру узкополосных помех, включающих одиночные гармонические помехи, ансамбли узкополосных помех и помехи, имеющие конечную полосу частот, принимаемые совместно с цифровым ФМ сигналом, спектр которого в процессе компенсации не искажается, что принципиально отличает

предлагаемое устройство от “обеляющего фильтра”. Предполагается, что при передаче используется квадратурная фазовая модуляция (ФМн – 4р).

Приведены аналитические расчёты показателей качества квадратурного компенсатора помех при условии реализации компенсатора в реальной аппаратуре, действующей в составе современных комплексов связи устанавливаемых на ЛА.

6. Проанализирован алгоритм построения цифровых радиосистем передачи информации, основанный на применении сигнала ФМн – 4р, включающий квадратурный компенсатор помех и обеспечивающий повышение помехоустойчивости как схемы синхронизации по несущей, так и информационного канала приёма информации мониторинга. Проведён анализ показателей качества разработанной схемы приёмника при воздействии узкополосных гармонических помех.

Исследовано влияние узкополосных помех на качество приёма цифровой информации мониторинга при использовании реальной помехозащищённой схемы синхронизации по несущей ФМн – 4р сигнала и квадратурного компенсатора помех. Аналитическими методами получены зависимости вероятности ошибочного приёма от отношения помеха/сигнал на входе приёмника для различных выбранных параметров радиосистемы. Реализована компьютерная модель, использующая параметры современных цифровых систем передачи информации, на которой исследованы полученные алгоритмы приёмника.

7. Разработана модель цифровой радиосистемы передачи информации, основанная на применении сигнала квадратурной модуляции ФМн – 4р, включающая квадратурный компенсатор помех. На модели проведено исследование влияния помеховых сигналов различной структуры, на помехоустойчивость приёма ФМн – 4р сигналов при использовании квадратурного компенсатора помех.

4. СПИСОК ПУБЛИКАЦИЙ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

1. “Особенности передачи и приема отличающихся по скорости потоков информации в квадратурных каналах”. Ялин А.К., Шевченко Р.А., Лебедев М.В., “ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ”, 2013, №5, с. 15 – 21.
2. “Помехоустойчивость приёма цифровых фазоманипулированных сигналов на фоне синусоидальной помехи и гауссовского шума”. Фомин А.И., Ялин А.К., “ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ”, 2013, №10, с. 19 – 26.
3. “Помехоустойчивость схемы синхронизации по несущей высокоскоростной радиосистемы передачи информации при воздействии узкополосных помех”. Фомин А.И., Ялин А.К., Шевченко Р.А., “НАУКОЁМКИЕ ТЕХНОЛОГИИ”, 2013, №9, Т. 14, с. 76 – 80.
4. Заявка 2013134963 RU, “Устройство и способ компенсации узкополосных помех в цифровых радиосистемах передачи информации” Ялин А.К., Фомин А.И., заявитель ФГБОУ ВПО Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) (МАИ), 26.07.2013, №052384.