

сорско-преподавательского состава. – Научно-методический сборник №6. – Часть 4. – Калининград: КВИ ФПС РФ, 1999. – С. 95 – 105.

8. Карлов А. М., Волхонская Е. В., Авдеев Е. Н. Спектральная плотность произведения квадрата огибающей и производной фазы суммы ЧМ-сигнала и узкополосного шума. //Повышение эффективности функционирования судовых радиозлектронных средств: Сборник научных трудов. – Калининград: Балтийская государственная академия рыбопромыслового флота, 1999. – Вып. 32. – С. 4 – 12.

9. Авдеев Е. Н., Волхонская Е. В., Карлов А. М. Квадратурный приём частотно-манипулированных сигналов. //Повышение эффективности функционирования судовых радиозлектронных средств: Сборник научных трудов. – Калининград: Балтийская государственная академия рыбопромыслового флота, 1999. – Вып. 32. – С. 12 – 22.

10. Авдеев Е. Н., Волхонская Е. В., Кологривов А. Г. Плотность вероятности произведения производной фазы на огибающую и на квадрат огибающей суммы сигнала и узкополосного шума. //Повышение эффективности функционирования судовых радиозлектронных средств: Сборник научных трудов. – Калининград: Балтийская государственная академия рыбопромыслового флота, 1999. – Вып. 32. – С. 22 – 30.

Б.И. Котеневу

На правах рукописи

УДК 631.376.3

Авдеев Евгений Николаевич

Метод и устройства помехоустойчивого приёма сигналов с угловой модуляцией при малых отношениях сигнал/шум в связанной аппаратуре Морской подвижной службы

Специальность 05.12.17

Радиотехнические и телевизионные системы и устройства

Автореферат

диссертации на соискание учёной степени

кандидата технических наук

Калининград – 1999

Диссертация выполнена на кафедре судовых радиотехнических систем Балтийской государственной академии рыбопромыслового флота.

Научный руководитель: кандидат технических наук, доцент
Кологривов Арсений Георгиевич.

Официальные оппоненты: -доктор технических наук
Темербеков Сергей Рафкатович
-кандидат технических наук
Лебедев Анатолий Михайлович

Ведущая организация – Государственный научно-исследовательский и проектно-конструкторский институт по развитию и эксплуатации флота «ГИПРОРЫБФЛОТ»

Защита состоится 24 декабря 1999 г. в 15.00 на заседании диссертационного совета К 117.09.01 при Балтийской государственной академии рыбопромыслового флота по присуждению учёной степени кандидата технических наук (236029 г.Калининград, ул.Молодёжная, 6)

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Балтийской государственной академии рыбопромыслового флота.

Автореферат разослан _____ 1999 г.

Учёный секретарь
диссертационного совета

 . А.

Общая характеристика работы

Актуальность темы. Требования к помехоустойчивости радиотехнических систем передачи информации, применяемых в Морской подвижной службе (МПС) и использующих угловые виды модуляции постоянно растут. Это связано с постоянным увеличением числа радиотехнических систем, эксплуатируемых в ограниченном частотном ресурсе и на ограниченной территории.

Угловые виды модуляции широко используются в средствах радиосвязи МПС. В средствах радиосвязи промежуточных и коротких волн используется частотная и фазовая манипуляция для передачи телеграфных сообщений. В средствах радиосвязи ультракоротких волн (УКВ) угловые виды модуляции используются для передачи телефонных сообщений. Повышение помехоустойчивости приёма сигналов с угловой модуляцией (УМ), используемой в средствах связи МПС, непосредственно влияет на обеспечение безопасности мореплавания. Наличие порогового эффекта в системах с угловыми видами модуляции резко понижает эффективность применения таких систем при малых отношениях сигнал/шум, поэтому задача повышения помехоустойчивости приёма сигналов с УМ при малых отношениях сигнал/шум является актуальной.

Об актуальности темы свидетельствует и большое количество работ, посвящённых решению данной проблемы. Основные исследования проводились по следующим направлениям:

1. Синтез оптимальных алгоритмов обработки смеси сигнала и шума и реализация этих алгоритмов в виде радиотехнических устройств.
2. Разработка устройств приёма частотно-модулированных (ЧМ) сигналов, позволяющих снизить величину порога за счёт учёта распределения спектра ЧМ-сигнала во времени.
3. Разработка устройств приёма ЧМ сигналов на теоретической базе, основанной на импульсной модели Райса, позволяющих снизить величину порога за счёт обнаружения и исключения пороговых импульсов шума.

Первое направление основано на использовании теории оптимальной нелинейной фильтрации и математического аппарата марковских процессов и позволяет получить оптимальные демодуляторы ЧМ-сигналов при больших отношениях сигнал/шум, то есть в надпороговой области.

Второе направление позволяет понизить величину порога в разрабатываемых устройствах приёма ЧМ-сигналов, однако не учитывает эффект подавления

сигнала шумами, наблюдаемый в подпороговой области, и не раскрывает физической сущности явлений, происходящих при приёме ЧМ-сигналов в подпороговой области.

Третье направление основано на предположении, что пороговые импульсы возникают из-за скачка фазы суммарного процесса на входе детектора на 2π . Выявление и исключение пороговых импульсов позволяет снизить или исключить импульсы напряжения шума на выходе частотного детектора, возникающие во время скачка фазы на 2π .

Кроме того, использование импульсной модели Райса при расчёте помехоустойчивости приёма ЧМ-сигналов в околопороговой области не позволяет получить достаточно простые соотношения, учитывающие модуляцию сигнала аналоговыми или дискретными информационными сообщениями.

Ни одно из названных направлений не позволяет получить значительного выигрыша в помехоустойчивости приёма ЧМ-сигналов при малых отношениях сигнал/шум на входе.

В связи с изложенным тема диссертационной работы «Метод и устройства помехоустойчивого приёма сигналов с угловой модуляцией при малых отношениях сигнал/шум в связанной аппаратуре Морской подвижной службы» является актуальной.

Целью диссертационной работы является теоретическое исследование статистических характеристик производной фазы и огибающей суммы сигнала и шума и разработка на их основе метода и устройств приёма сигналов с УМ, применимых в МПС, обладающих повышенной помехоустойчивостью при малых отношениях сигнал/шум.

На основе исследования состояния научной проблемы и методов её решения была выдвинута гипотеза о возможности существенного повышения помехоустойчивости при малых отношениях сигнал/шум за счёт выделения информационного сообщения из произведения производной фазы на квадрат огибающей суммы ЧМ-сигнала и узкополосного шума.

Задачи исследования.

1. Анализ принципов формирования и детектирования сигналов с УМ в связанной аппаратуре МПС.
2. Анализ статистических характеристик производной фазы, произведений производной фазы на квадрат огибающей суммы сигнала и узкополосного шума.

3. Разработка устройств приёма сигналов с УМ, используемой в МПС, обеспечивающих выигрыш в помехоустойчивости при работе с малыми отношениями сигнал/шум на входе.

4. Оценка помехоустойчивости предлагаемых методов приёма сигналов с учётом модуляции сигнала аналоговыми и дискретными информационными сообщениями.

Научная новизна работы заключается в следующем:

1. Найдены аналитические выражения для математического ожидания и приближённое для дисперсии производной фазы, для математического ожидания и дисперсии произведений производной фазы на квадрат огибающей суммы сигнала и узкополосного шума.

2. Определено, что случайный процесс, являющийся произведением производной фазы на квадрат огибающей суммы сигнала и шума, при отношении сигнал/шум более 2 является нормальным.

3. Найдены аналитические выражения для функции корреляции и спектральной плотности произведения производной фазы на квадрат огибающей суммы сигнала и шума для случаев приёма аналоговых и дискретных сообщений.

4. Предложен метод и устройства частотного детектирования, обеспечивающий повышенную помехоустойчивость приёма при малых отношениях сигнал/шум. Разработана методика расчёта их помехоустойчивости с учётом модуляции сигнала аналоговыми и дискретными информационными сообщениями.

Практическая значимость работы состоит в том, что:

1. Предложены метод и устройства приёма ЧМ сигналов, обладающие повышенной помехоустойчивостью при малых отношениях сигнал/шум. Поданы заявки на изобретение "Устройство приема частотно-модулированных сигналов" и "Способ квадратурного приема частотно-манипулированных сигналов с минимальным сдвигом" и получены положительные решения предварительной экспертизы.

2. Разработан и реализован алгоритм компьютерного моделирования стандартного частотного детектора (СЧД) и амплитудно-частотного детектора (АЧД).

3. Обоснованы требования к характеристикам предлагаемых устройств приёма ЧМ-сигналов при их использовании в средствах связи МПС.

На защиту выносятся следующие положения:

1. Метод и устройства приёма сигналов с ЧМ, обладающие повышенной помехоустойчивостью при малых отношениях сигнал/шум, и методика оценки их по-

мехоустойчивости, позволяющая учитывать модуляцию сигнала аналоговыми и дискретными информационными сообщениями.

2. Результаты теоретического исследования статистических характеристик производной фазы, произведения производной фазы на квадрат огибающей суммы сигнала и узкополосного шума.

3. Результаты теоретического исследования спектральных характеристик произведения производной фазы на квадрат огибающей суммы сигнала и узкополосного шума с учётом частотной модуляции сигнала.

4. Результаты численного эксперимента, заключающегося в вычислении амплитудно-частотного спектра и мощности шумов на выходе моделей СЧД и АЧД.

Внедрение результатов работы. Результаты диссертационной работы использованы при выполнении хоздоговорной научно-исследовательской работы по разработке и реализации автоматизированного измерительного комплекса для контроля параметров аварийных радиобуёв АРБ-АК «Вешка-КП». Диссертационная работа выполнялась в соответствии с планом госбюджетных научно-исследовательских работ кафедр теоретических основ радиотехники и судовых радиотехнических систем Балтийской государственной академии рыбопромыслового флота. Полученные результаты внедрены в учебный процесс при изучении курсов «Радиотехнические цепи и сигналы» и «Радиоприёмные устройства» в Балтийской государственной академии рыбопромыслового флота и Калининградском военном институте федеральной пограничной службы.

Достоверность результатов работы подтверждается результатами численного эксперимента, заключающегося в вычислении амплитудно-частотного спектра и мощности шумов на выходе моделей СЧД и АЧД, а также корректным использованием современного математического аппарата и апробацией результатов диссертационной работы.

Математический аппарат. Аналитические исследования проведены на базе теории вероятностей, математической статистики, теории случайных процессов с использованием компьютерного моделирования.

Апробация результатов работы. Результаты диссертационной работы докладывались и получили положительную оценку на отраслевых научно-технических конференциях аспирантов в Балтийской государственной академии рыбопромыслового флота в 1997, 1998, 1999 годах, на межвузовской научно-практической конференции профессорско-преподавательского состава в Калинин-

градском военном институте федеральной пограничной службы в 1999 году, на заседаниях кафедр "Судовые радиотехнические системы" и "Теоретические основы радиотехники" Балтийской государственной академии рыбопромыслового флота.

Публикации. По теме диссертационной работы опубликовано десять научных работ.

Объём и структура работы. Диссертационная работа состоит из введения, четырёх глав, списка использованных источников, состоящего из 75 наименований и одного приложения. Общий объём работы составляет 130 с., включая 43 рисунка, список использованных источников на 7 с. и одного приложения объёмом 13 с.

Содержание работы

Во введении показана актуальность и практическая значимость проблемы, поставлены цель и задачи исследования, произведён библиографический обзор состояния вопроса, сформулированы основные вопросы, выносимые на защиту.

В первой главе проведён анализ использования сигналов с угловой модуляцией в средствах связи Морской подвижной службы. Проведён сравнительный анализ спектров ФМ и ЧМ сигналов и различных способов реализации метода линейных предискажений, используемого для повышения помехоустойчивости приёма ЧМ сигналов в радиостанциях МПС. Обоснованы модели дискретных и аналоговых телефонных сообщений. В качестве моделей дискретных сообщений предложен квазислучайный дискретный марковский процесс с двумя состояниями. В качестве модели телефонных сообщений – нормальный случайный процесс. Обосновано удобное с точки зрения решения задачи аналитическое выражение для спектральной плотности аналоговых телефонных сообщений.

На основе полученных результатов сделаны следующие выводы.

1. Повышение помехоустойчивости приёма ЧМ сигналов в средствах радиосвязи МПС оказывает непосредственное влияние на безопасность мореплавания.

2. Метод, основанный на использовании фазовой модуляции в передатчиках радиостанций «Сейнер» и «Рейд-1» и детектирования сигналов в приёмнике частотным детектором с использованием спадающей со скоростью 6 дБ/окт амплитудно-частотной характеристики усилителя низкой частоты, полностью аналогичен методу линейных предискажений.

3. Недостатком используемых в настоящее время принципов построения частотного тракта приёма УКВ радиостанций МПС является использование в нём стандартного частотного детектора. Помехоустойчивость стандартного частотного детектора при малом отношении сигнал/шум резко ухудшается за счёт наличия порогового эффекта.

4. Обоснованные модели дискретных и аналоговых телефонных сообщений достаточно адекватны характеристикам реальных информационных сообщений и вместе с тем достаточно просты для их применения при аналитических методах решения поставленных задач.

Во второй главе высказано предположение, что метод приёма ЧМ сигналов, обладающий повышенной помехоустойчивостью при малых отношениях сигнал/шум, можно реализовать, если информационную составляющую извлекать из произведения производной фазы на квадрат огибающей суммы сигнала и узкополосного шума. Для этого определены математическое ожидание и дисперсия произведения фазы и произведения производной фазы на квадрат огибающей, а так же плотность вероятности произведения производной фазы на квадрат огибающей.

Математическое ожидание и дисперсия производной фазы и произведения производной фазы на квадрат огибающей были получены по известной совместной плотности вероятности огибающей, фазы и производной фазы суммы сигнала и узкополосного шума при расстройке частоты сигнала относительно центральной частоты спектра узкополосного шума.

Получены выражения для математического ожидания производной фазы

$$\langle \dot{\psi} \rangle = \frac{\Delta\omega A \sqrt{\pi}}{\sqrt{2}\sigma} e^{-\frac{A^2}{4\sigma^2}} I_{1/2} \left(\frac{A^2}{4\sigma^2} \right) \quad (1)$$

и произведения производной фазы на квадрат огибающей суммы сигнала и узкополосного шума

$$\langle V^2 \dot{\psi} \rangle = \Delta\omega A^2, \quad (2)$$

приближенное выражение для второго начального момента производной фазы

$$\langle \dot{\psi}^2 \rangle = 1 + a^2 \delta^2 \int_{0.05}^{\infty} \frac{1}{v} e^{-a^2} \exp\left(-\frac{v^2}{2}\right) [I_0(\sqrt{2}av) + I_2(\sqrt{2}av)] dv \quad (3)$$

и начального момента второго порядка произведения квадрата огибающей на производную фазы

$$\langle V^4 \dot{\psi}^2 \rangle = 2\sigma^4 (-\rho_0'') [1 + a^2 + a^2 \delta^2 + 2a^4 \delta^2], \quad (4)$$

где A – амплитуда полезного сигнала; a – отношение сигнал/шум на входе; σ^2 – дисперсия узкополосного шума; $(-\rho_0'')$ – вторая производная от коэффициента корреляции квадратурных составляющих шума при $\tau = 0$; $v = V/\sigma$ – огибающая нормированная к среднеквадратическому значению шума; $\delta = \Delta\omega/\sqrt{-\rho_0''}$ – расстройка сигнала.

Используя выражения (1), (2), (3) и (4), найдены дисперсии производной фазы и произведения квадрата огибающей на производную фазы. Зависимости отношения квадрата математического ожидания к дисперсии для производной фазы и произведения производной фазы на квадрат огибающей суммы сигнала и шума приведены на рис. 1. Для стандартного частотного детектора при отношении сигнал/шум меньше 11дБ начинается уменьшение отношения сигнал/шум на выходе, то есть наступает так называемый порог помехоустойчивости.

Зависимость отношения квадрата математического ожидания к дисперсии от отношения сигнал/шум для стандартного частотного детектора (1), и частотного детектора, напряжение на выходе которого пропорционально произведению производной фазы на квадрат огибающей (2) принятой смеси сигнала и узкополосного шума

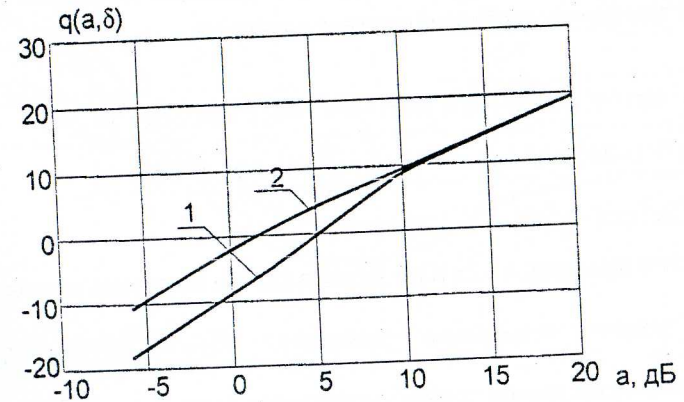


Рис. 1

При детектировании частотно-модулированного сигнала частотным детектором, напряжение на выходе которого пропорционально произведению производной фазы на квадрат огибающей принятой смеси сигнала и узкополосного шума, наблюдается линейная зависимость отношения квадрата математического ожидания к дисперсии практически при всех значениях отношения сигнал/шум на входе. Это говорит о том, что при детектировании частотно-модулированного сигнала таким детектором пороговый эффект практически не наблюдается, поэтому использование данного метода приёма ЧМ сигналов наиболее предпочтительно.

Далее было определено выражение для плотности вероятности произведения производной фазы на квадрат огибающей путём замены переменной в выражении для совместной плотности вероятности огибающей, фазы и производной фазы и интегрирования по лишним переменным. В результате сделан вывод, что случайный процесс, равный произведению квадрата огибающей на производную фазы при отношении сигнал/шум более двух, является нормальным.

Для расчёта помехоустойчивости приёма ЧМ-сигналов с учётом последовательной обработки необходимо знать распределение мощности шумовой составляющей по диапазону частот, то есть спектральную плотность.

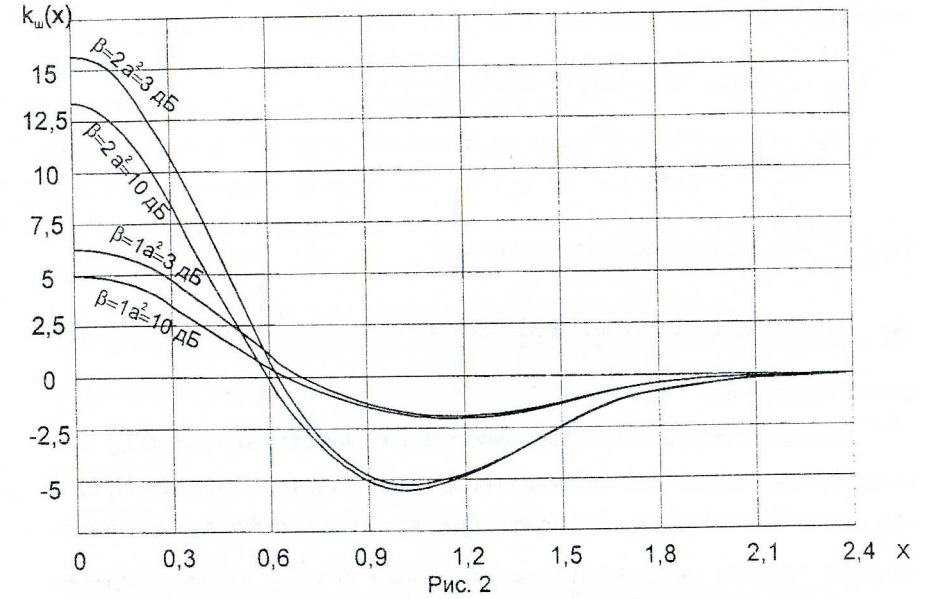
В третьей главе решается задача определения функции корреляции и спектральной плотности произведения квадрата огибающей на производную фазы суммы сигнала и шума. При этом сигнал считается модулированным по частоте аналоговым или дискретным сообщением, модели которых получены в первой главе.

Для функции корреляции шума после преобразований для случая приёма аналоговых телефонных сообщений получено выражение

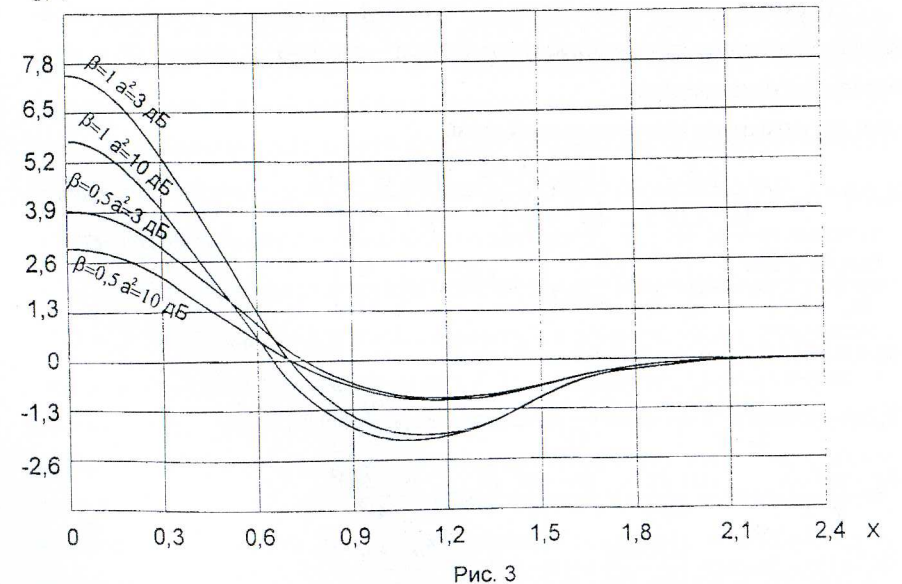
$$k_w(\tau) = A_m^2 \sigma^2 \exp(-\gamma^2 \tau^2) [\omega_d^2 (1 - 2\alpha^2 \tau^2) \exp(-\alpha^2 \tau^2) - \omega_d^4 \tau^2 \exp(-2\alpha^2 \tau^2) + 2\gamma^2 (1 - 2\gamma^2 \tau^2) - 2\omega_d^2 2\gamma^2 \tau^2 \exp(-\alpha^2 \tau^2)] \exp\left[-\frac{\omega_d^2}{2\alpha^2} (1 - \exp(-\alpha^2 \tau^2))\right] + 2\sigma^4 2\gamma^2 \exp(-2\gamma^2 \tau^2), \quad (5)$$

где ω_d – частота девиации; $\alpha = 2\pi$ кГц – круговая частота максимума спектральной плотности модели телефонного сообщения; $\sqrt{2}\gamma = \frac{2\pi\Delta F_{упч}}{2} = \omega_d + \Omega_{ш}$ – среднеквадратическая ширина спектра узкополосного шума; $\Omega_{ш}$ – верхняя модулирующая частота спектра информационного сообщения.

Графики функции корреляции при различных значениях индекса ЧМ β и отношения сигнал/шум a^2



Графики функции корреляции при $\beta = 0,5$ и 1 и отношении сигнал/шум $a^2 = 10$ и 3 дБ для случая приёма дискретных сообщений $k_w(x)$



Для случая приёма дискретных телеграфных сообщений, функция корреляции определяется формулой

$$k_m(\tau) = A^2 \sigma^2 \Omega_M^2 e^{-\alpha \tau} \left[\beta^2 + (1 + \beta)^2 (1 - 2\gamma^2 \tau^2) \cos\left(\frac{\sqrt{2}\beta}{1 + \beta} \gamma \tau\right) - 2\sqrt{2}(1 + \beta)\beta \gamma \tau \sin\left(\frac{\sqrt{2}\beta}{1 + \beta} \gamma \tau\right) + \frac{(1 + \beta)^2}{a^2} e^{-(\gamma \tau)^2} \right] \quad (6)$$

где $\beta = \frac{\Delta \omega T_0}{\pi}$ - индекс частотной манипуляции; $\Omega_M = \frac{\pi}{T_0}$ - частота манипуляции;

T_0 - длительность элементарной посылки; $\sqrt{2}\gamma = \Delta\omega + \frac{\pi}{T_0}$ - полоса пропускания УПЧ приёмника.

На рис. 2 приведены графики зависимости нормированного к $A^2 \sigma^2 \Omega_M^2$ значения функции корреляции произведения производной фазы на квадрат огибающей суммы ЧМ-сигнала и узкополосного шума для случая приёма аналогового сообщения. Графики зависимости нормированного к $A^2 \sigma^2 \Omega_M^2$ значения функции корреляции для случая приёма дискретных сообщений при $\beta = 0,5$ и 1 и отношении сигнал/шум $a^2 = 10$ и 3 дБ приведены на рис. 3.

Спектральная плотность шума при приёме аналоговых и дискретных сообщений определена по преобразованию Винера - Хинчина из формул (5) и (6) и определяется формулами

-для случая приёма аналоговых сообщений

$$S_m(\omega) = A_m^2 \sigma^2 \left[\frac{2\sqrt{2}\omega^2}{(\omega_a^2 + 2\gamma^2)^{1/2}} + \frac{186\omega_a^2 \alpha^2 \sqrt{2}\pi}{(\omega_a^2 + 2\gamma^2)^{3/2}} - \frac{378\omega_a^2 \alpha^2 \sqrt{2}\pi\omega^2}{(\omega_a^2 + 2\gamma^2)^{5/2}} - \frac{64\omega_a^2 \alpha^2 \sqrt{2}\pi\omega^4}{(\omega_a^2 + 2\gamma^2)^{7/2}} \right] \exp\left(-\frac{\omega^2}{2(\omega_a^2 + 2\gamma^2)}\right) + 4\sigma^2 \sqrt{2}\pi\gamma \exp\left(-\frac{\omega^2}{8\gamma^2}\right) \quad (7)$$

-для случая приёма дискретных сообщений

$$S_m(\omega) = A^2 \sigma^2 \left\{ \frac{\Delta\omega \sqrt{\pi}}{\gamma} \left[\exp\left(-\frac{(\omega + \Delta\omega)^2}{4\gamma^2}\right) + \exp\left(-\frac{(\omega - \Delta\omega)^2}{4\gamma^2}\right) \right] + \frac{(\omega + \Delta\omega)^2 \sqrt{\pi}}{\gamma} \exp\left(-\frac{(\omega + \Delta\omega)^2}{4\gamma^2}\right) + \frac{(\omega - \Delta\omega)^2 \sqrt{\pi}}{\gamma} \exp\left(-\frac{(\omega - \Delta\omega)^2}{4\gamma^2}\right) + \frac{\Delta\omega \sqrt{\pi}}{\gamma} \left[(\omega + \Delta\omega) \exp\left(-\frac{(\omega + \Delta\omega)^2}{4\gamma^2}\right) + (\omega - \Delta\omega) \exp\left(-\frac{(\omega - \Delta\omega)^2}{4\gamma^2}\right) \right] \right\} + 4\sigma^4 \gamma \sqrt{2}\pi \exp\left(-\frac{\omega^2}{8\gamma^2}\right) \quad (8)$$

Графики спектральной плотности шума для случаев приёма аналоговых и дискретных сообщений приведены на рис. 4 и 5 соответственно.

Из рисунков 2 - 5 видно, что при фиксированном индексе ЧМ увеличение отношения сигнал/шум на входе ведёт к понижению спектральной плотности шумов на выходе детектора. При фиксированных значениях отношения сигнал/шум на входе увеличение индекса ЧМ приводит к увеличению спектральной плотности шума на низких частотах. Зависимость спектральной плотности шума от частоты в пределах полосы пропускания приёмника имеет возрастающий характер. Далее при повышении частоты спектральная плотность шума спадает.

В четвёртой главе предложены устройства, основанные на предлагаемом методе приёма ЧМ сигналов, и рассчитана их помехоустойчивость.

Суть предлагаемого метода и устройств приёма ЧМ-сигналов поясняется равенством

$$V^2(t) \dot{\theta}(t) = \left(A_s(t) + E_s(t) \right) \left(A_c(t) + E_c(t) \right) - \left(A_c(t) + E_c(t) \right) \left(A_s(t) + E_s(t) \right) \quad (9)$$

где $V(t)$, $\theta(t)$ - огибающая и производная фазы суммы ЧМ-сигнала и узкополосного шума соответственно; $A_c(t)$; $A_s(t)$; $E_c(t)$; $E_s(t)$ - квадратурные составляющие ЧМ сигнала и узкополосного шума.

Устройства приёма ЧМ-сигналов можно построить на основе реализации левой или правой части равенства (9). Один из вариантов амплитудно-частотного детектора, реализующего левую часть равенства (9), приведён на рис. 6.

По найденной спектральной плотности (7) определена мощность шума на выходе АЧД. Мощность сигнала по аналогии с (2) будет равна $P_c = A^4 \omega^2$.

Графики зависимости отношения сигнал/шум $P_c / P_{ш}$ на выходе амплитудно-частотного детектора от отношения сигнал/шум $q_{вх}$ на его входе при индексах частотной модуляции $\beta = 1$ и $\beta = 2$ и аналогичные зависимости для стандартного частотного детектора приведены на рис. 7. Из приведённых графиков видно, что амплитудно-частотный детектор имеет практически линейную зависимость отношения сигнал/шум на выходе от отношения сигнал/шум на входе, то есть при его работе уменьшение отношения сигнал/шум на входе не приводит к возникновению порогового эффекта. При больших значениях отношения сигнал/шум на входе (более 11 дБ) амплитудно-частотный детектор не даёт выигрыша в отношении

Зависимость спектральной плотности шума нормированной к величине $A_m^2 \sigma^2 2\sqrt{2\pi} \Omega_{\text{МВ}}$ от нормированного значения частоты $x = \frac{\omega}{\sqrt{2}\gamma}$ для двух значений отношения сигнал/шум на входе и двух значений индекса частотной модуляции $\beta = 1$ и $\beta = 2$

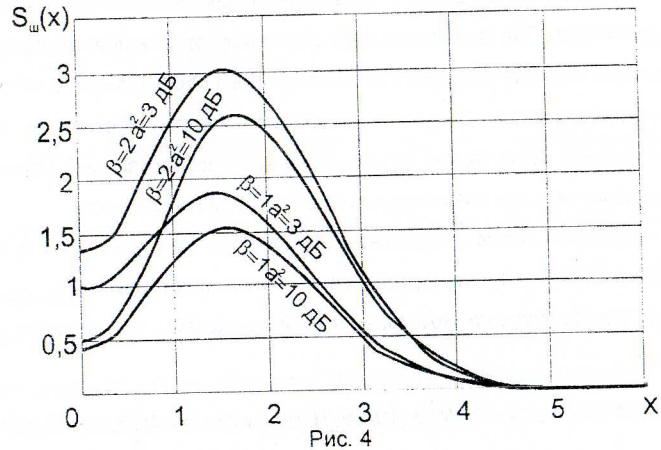


Рис. 4

Зависимости нормированного к $A^2 \sigma^2 \Omega_{\text{М}} \sqrt{2\pi}$ значения спектральной плотности шума при индексе частотной манипуляции $\beta = 0.5$ и 1 и отношении сигнал/шум $a^2 = 10$ и 3 дБ для случая приёма дискретных сигналов

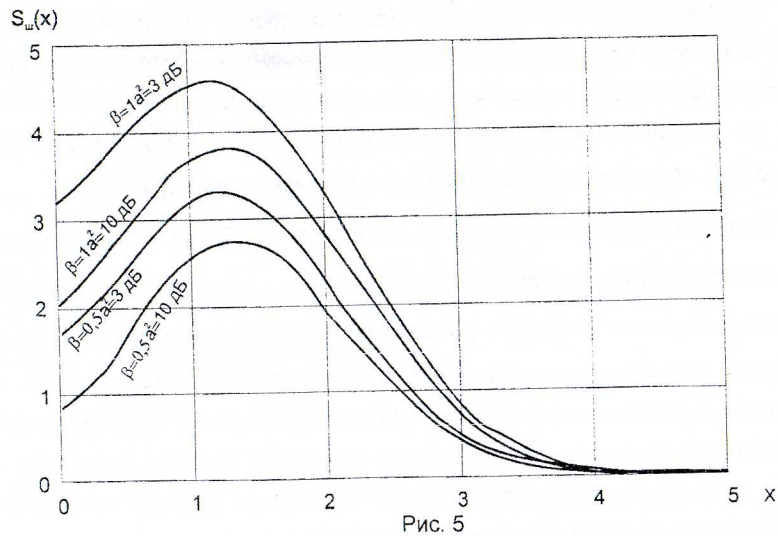
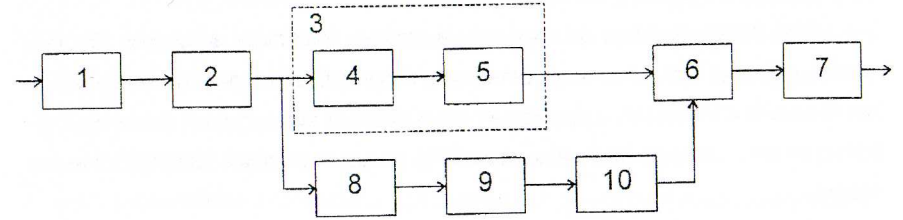


Рис. 5

Вариант схемы амплитудно-частотного детектора (АЧД)



1 - входное устройство, 2 - усилитель промежуточной частоты, 3 - стандартный частотный детектор, 4 - ограничитель амплитуды, 5 - частотный дискриминатор, 6 - перемножитель, 7 - первый фильтр нижних частот, 8 - линейный амплитудный детектор, 9 - второй фильтр нижних частот, 10 - устройство возведения в квадрат.

Рис. 6

сигнал/шум на выходе по сравнению со стандартным частотным детектором. Но когда отношение сигнал/шум на входе понижается, за счёт отсутствия порогового эффекта, амплитудно-частотный детектор даёт значительный выигрыш по отношению сигнал/шум по сравнению со стандартным частотным детектором (до 25 дБ), и чем меньше отношение сигнал/шум на входе, тем больше этот выигрыш.

Полученные результаты были проверены путём моделирования работы СЧД и АЧД при приёме смеси немодулированной несущей и ограниченного в полосе пропускания фильтра основной селекции белого шума. На выходе определялись зависимости амплитудно-частотных спектров шума при разных отношениях сигнал/шум на входе моделируемых детекторов.

Моделирование процессов демодуляции для стандартного частотного детектора производилось в пакете MathCad 6.0 Plus по алгоритму, соответствующему процессу обработки принимаемых сигналов.

Спектр входной аддитивной смеси нормировался к максимальному значению, ограничивался идеальным полосовым фильтром с прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой. Далее смесь подавалась на идеальный ограничитель амплитуды, а с него - на частотный дискриминатор, дискриминационная характеристика которого имела линейный вид. Дискриминатор моделировался системой связанных контуров. В качестве нелинейных элементов использовались идеальные диоды. Далее смесь сигнала и шума фильтровалась в полосе частот, равной полосе пропускания трактов звуковых частот УКВ радиостанций МРС. Вы-

ходной сигнал получался в результате вычитания напряжения одного из контуров из напряжения другого.

При моделировании амплитудно-частотного детектора за основу бралась модель стандартного частотного детектора. К ней добавлялась ветвь формирования квадрата огибающей, содержащая квадратичный амплитудный детектор и перемножитель, находящийся на выходе СЧД перед последним фильтром нижних частот.

Результаты моделирования подтвердили выводы, полученные в результате теоретических выкладок. Спектральная плотность шума в пределах полосы пропускания ФНЧ имеет близкую к квадратичной зависимость от частоты. При увеличении входного отношения сигнал/шум мощность шумов на выходе уменьшается. Зависимость мощности шумов у АЧД от входного отношения сигнал/шум имеет линейный характер без ярко выраженного у СЧД порогового эффекта.

При приёме дискретных сообщений с целью уменьшения количества нелинейных элементов, применяемых в схеме, детектор построить удобнее по схеме,

Зависимость отношения $P_c / P_{ш}$ на выходе предлагаемого устройства приема ЧМ сигналов от отношения сигнал/шум на его входе при различных индексах частотной модуляции

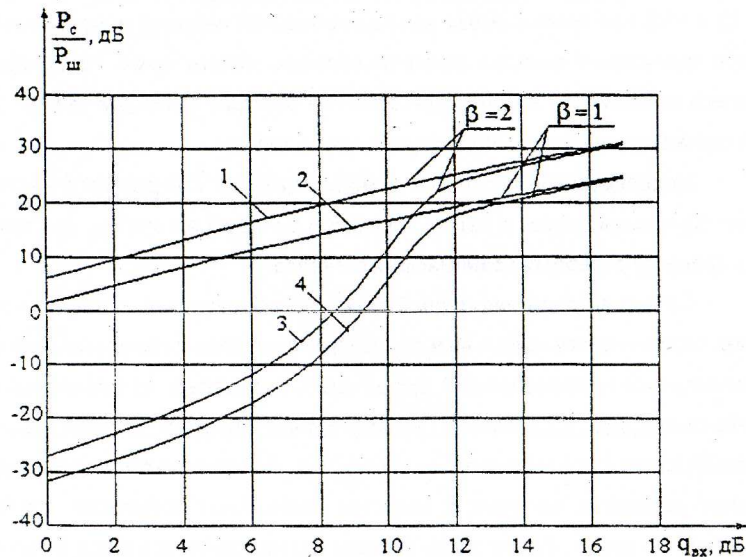


Рис. 7

реализующей правую часть равенства (9). В этом случае необходимо выделить квадратурные составляющие ЧМ сигнала и узкополосного шума и совершить с ними все операции, указанные в правой части равенства (9). Один из вариантов схемы квадратурного приёма ЧМ-сигналов, рассматриваемых в диссертации, приведён на рис. 8.

На рисунке 8 приняты следующие обозначения:

1 - блок формирования синфазной составляющей; 2 - блок формирования квадратурной составляющей; 3 - блок формирования опорных сигналов; 4 - фазовый дискриминатор; 5 - первый перемножитель; 6 - первая дифференцирующая цепь; 7 - вторая дифференцирующая цепь; 8 - вычитающее устройство; 9 - сумматор; 10 - блок тактовой синхронизации; 11 - второй перемножитель; 12 - линия задержки; 13 - третий перемножитель; 14 - фазовращатель; 15 - вторая линия задержки; 16 - смесители блоков формирования синфазной и квадратурной составляющих; 17 - фильтры нижних частот блоков формирования синфазной и противофазной составляющих; 18 - фильтр нижних частот блока формирования опорных сигналов; 19 - подстраиваемый генератор опорного сигнала; 20 - фазовращатель блока формирования опорных сигналов; 21 - полосовой усилитель; 22 - вычитающее устройство; 23 - фильтр нижних частот.

Сущность предлагаемого способа квадратурного приема частотно-манипулированных сигналов с минимальным сдвигом состоит в разделении входного сигнала на квадратурные составляющие: синфазную (блок 1) и квадратурную (блок 2) путем смещения сигнала с опорными сигналами, сдвинутыми друг относительно друга на $\frac{\pi}{2}$, и выделения низкочастотной огибающей (блоки 16 и 17); перемножении квадратурных составляющих (блок 5) и формировании из результата перемножения напряжения полутактовой частоты (блок 10); формировании системой фазовой автоподстройки частоты опорных сигналов (блоки 3 и 4); дифференцировании квадратурных составляющих (блоки 6 и 7); вычислении разности продифференцированных квадратурных составляющих (блок 8); вычислении суммы квадратурных составляющих (блок 9); перемножении вычисленной разности продифференцированных квадратурных составляющих и вычисленной суммы квадратурных составляющих (блок 11); вычитании напряжения полутактовой частоты из результата перемножения разности продифференцированных квадратурных составляющих и суммы квадратурных составляющих (блок 22) и последующей фильтрации полученного напряжения.

Устройство квадратурного приёма частотно-манипулированных сигналов с минимальным сдвигом

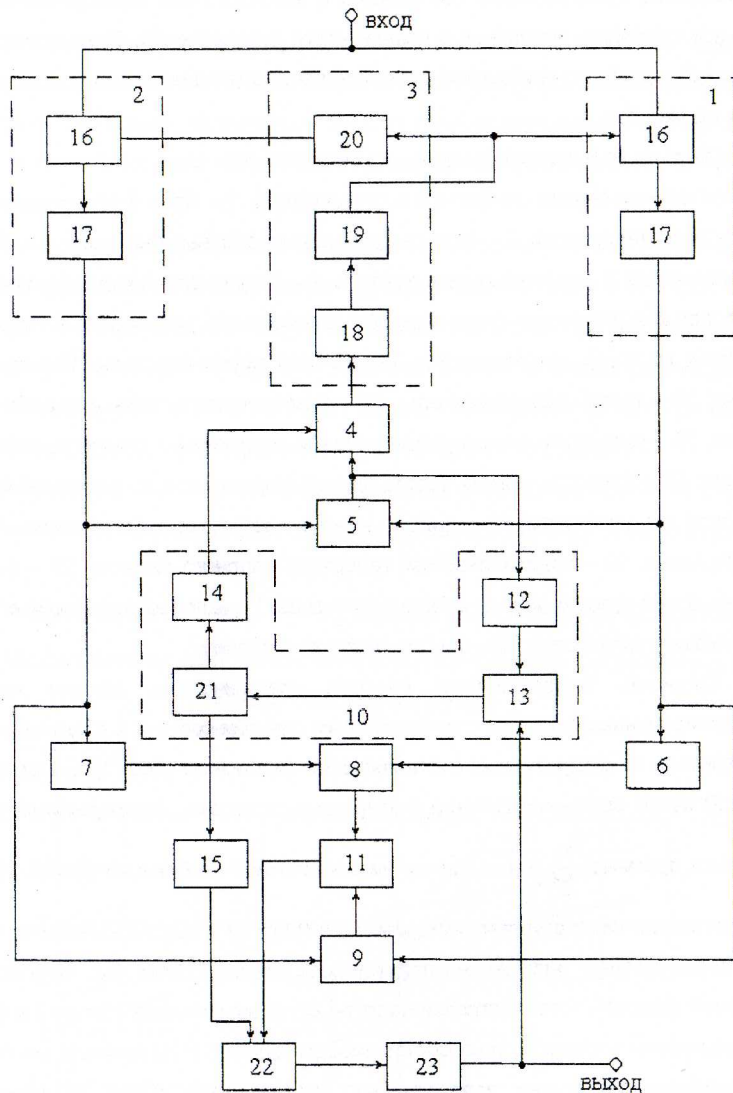


Рис. 8

Тракт формирования колебания опорного генератора (блок 3) и сигнала полутактовой частоты (блок 10) взят из прототипа (Авт. свид. СССР №1311585 А МПК Н04 L27/14 от 29.12.84. Автор А. С. Гаранин).

Если входной сигнал детектора представить суммой ЧМ сигнала и шума

$$u_{\text{вх}}(t) = A \cos[\omega_0 t + \varphi_m(t)] + E(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)],$$

то для напряжения на выходе перемножителя 11 получим

$$u(t) = \frac{A^2 U_m^2}{4} \dot{\varphi}_m(t) + \frac{A^2 U_m^2}{4} \dot{\varphi}_m(t) \cos\left[2\varphi_m(t) - \frac{\pi}{2}\right] + \frac{A U_m^2}{2\sqrt{2}} \dot{\varphi}_m(t) [E_s(t) + E_c(t)] \cos\left[\varphi_m(t) - \frac{\pi}{4}\right] + \frac{A U_m^2}{2\sqrt{2}} [\dot{E}_s(t) - \dot{E}_c(t)] \times \cos\left[\varphi_m(t) - \frac{\pi}{4}\right] + \frac{U_m^2}{4} [E_s(t) + E_c(t)] [\dot{E}_s(t) - \dot{E}_c(t)]. \quad (10)$$

где U_m — амплитуда генератора опорного сигнала.

Первое слагаемое в (10) является информационным. При передаче «единичной» и «нулевой» посылки оно принимает значение $\pm \frac{A^2 U_m^2 \omega_d}{4}$.

Таким образом, предлагаемый квадратурный способ приёма ЧМ сигналов преобразует ортогональные частотно-манипулированные сигналы в импульсы противоположной полярности.

Второе слагаемое в (10) является мешающим и представляет собой синусоидальное колебание полутактовой частоты, которое исключается за счёт вычитания в (22) колебания полутактовой частоты сформированного в блоке (10). Таким образом, на выходе вычитающего устройства получим напряжение

Второе слагаемое в (10) является мешающим и представляет собой синусоидальное колебание полутактовой частоты, которое исключается за счёт вычитания в (22) колебания полутактовой частоты сформированного в блоке (10). Таким образом, на выходе вычитающего устройства получим напряжение

$$u_s(t) = \frac{A^2 U_m^2}{4} \dot{\varphi}_m(t) + \frac{A U_m^2}{2\sqrt{2}} \dot{\varphi}_m(t) [E_s(t) + E_c(t)] \cos\left[\varphi_m(t) - \frac{\pi}{4}\right] + \frac{A U_m^2}{2\sqrt{2}} [\dot{E}_s(t) - \dot{E}_c(t)] \cos\left[\varphi_m(t) - \frac{\pi}{4}\right] + \frac{U_m^2}{4} [E_s(t) + E_c(t)] [\dot{E}_s(t) - \dot{E}_c(t)]. \quad (11)$$

Первое слагаемое в (11) является демодулированным информационным сообщением, остальные слагаемые определяют шумы на выходе устройства квадратурного приёма ЧМ сигнала.

В диссертационной работе определена функция корреляции шумов, спектральная плотность шумов и мощность шумов на выходе устройства. Для отношения сигнал/шум на выходе получено соотношение

$$\frac{u_n}{\sqrt{P_w}} = \sqrt{\frac{2\sqrt{2}a_\Omega^2\beta}{\sqrt{\pi}(1+\beta)^2}} \left\{ \left[1 + \frac{\beta^2}{(1+\beta)^2} \left[\Phi\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) - \Phi\left(\frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{\sqrt{2}}{\beta+1}\right) \right] \right] + \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{2}}{\pi} \left(1 - \frac{2}{\beta+1} \right) \exp\left[-\frac{1}{2} \left(1 - \frac{2}{\beta+1} \right)^2\right] - \frac{\sqrt{2}}{\pi} \exp\left[-\frac{1}{2}\right] + \frac{\sqrt{2\pi}(1+\beta)}{a_\Omega^2} \Phi\left(\frac{1}{2+2\beta}\right) - \right. \\ \left. - \frac{1}{\sqrt{2}a_\Omega^2} \exp\left(-\frac{1}{4(1+\beta)^2}\right) \right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (12)$$

В данном выражении $a_\Omega^2 = \frac{a^2\sqrt{\pi}(1+\beta)}{2\sqrt{2}}$ - отношение сигнал/шум на входе устройства квадратурного приема ЧМ сигналов, пересчитанное к полосе пропускания Ω_M фильтра нижних частот 23.

Для сравнения помехоустойчивости предлагаемого способа квадратурного приема ЧМ сигналов с потенциальной помехоустойчивостью когерентного способа приема ЧМ сигналов вычислена вероятность ошибки при приеме элементарной посылки кодовой комбинации.

Как было отмечено выше, способ квадратурного приема ЧМ сигналов преобразует ортогональный ЧМ сигнал в импульсы противоположной полярности. В этом случае вероятность ошибки в приеме элементарной посылки будет определяться формулой

$$P_e = 1 - F\left(\frac{u_n}{\sqrt{P_w}}\right), \quad (13)$$

$$\text{где } F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-t^2/2} dt.$$

Результаты расчетов вероятности ошибки квадратурного способа приема ЧМ сигналов по формуле (13) с учетом (12) приведены на рис. 9 (кривая 1).

При индексе частотной манипуляции $\beta = 0.5$ полоса пропускания фильтра нижних частот 23 выбирается равной $F_M = \frac{1}{2T_n}$. В этом случае для отношения сигнал/шум a_Ω можно записать

$$a_\Omega^2 = \frac{A^2}{2\sigma_{ш\Omega}^2} = \frac{A^2}{2NF_M} = \frac{2A^2T_n}{2N} = \frac{2E}{N}, \quad (14)$$

где E - энергия сигнала; N - спектральная плотность шума.

Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

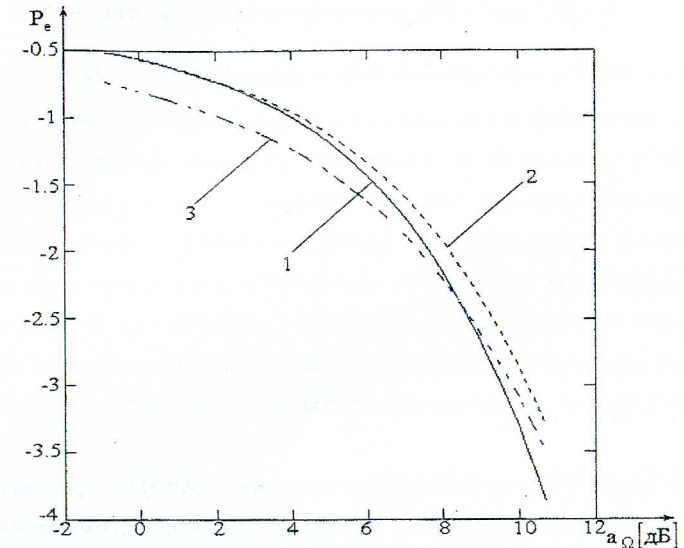


Рис. 10

С учетом (14) вероятность ошибки при оптимальном когерентном приеме частотно-манипулированных сигналов ($\beta = 0.5$) и фазоманипулированных сигналов определится по формуле

$$P_{e\text{ЧМ}} = 1 - F\left(\frac{a_\Omega}{\sqrt{2}}\right); P_{e\text{ФМ}} = 1 - F(a_\Omega).$$

Результаты расчетов вероятности ошибки при оптимальном приеме, реализующем потенциальную помехоустойчивость приема ЧМ и ФМ сигналов, приведены на рис. 9 (кривая 2 для ЧМ и кривая 3 для ФМ). Из приведенных графиков видно, что при $a_\Omega > 2$ дБ способ квадратурного приема ЧМ сигналов обеспечивает помехоустойчивость выше, чем при оптимальном приеме. Это объясняется тем, что при данном способе приема ортогональные ЧМ сигналы преобразуются в противоположные биполярные импульсы. При отношении сигнал/шум $a_\Omega > 8$ дБ предлагаемый способ обеспечивает помехоустойчивость выше, чем при оптимальном приеме ФМ сигналов. Это объясняется параболической зависимостью в области нижних частот спектральной плотности выходного шума и уменьшением спектральной плотности шума на нулевой частоте. Трансформация спектральной

плотности шума на низких частотах в параболическую зависимость осуществляется за счет введения операции дифференцирования (блоки 6 и 7) квадратурных низкочастотных составляющих, получающихся на выходе блоков 1 и 2 и их последующей обработки с целью выделения информационного сообщения $\dot{\varphi}_M(t)$.

В заключении указаны основные выводы по диссертационной работе:

1. Предложены метод и устройства приёма ЧМ-сигналов, обеспечивающие значительный выигрыш в помехоустойчивости при малых отношениях сигнал/шум на входе при приёме аналоговых и дискретных информационных сообщений.
2. На основе спектральных характеристик произведения производной фазы на квадрат огибающей суммы ЧМ-сигнала и узкополосного шума определены отношение сигнал/шум на выходе при приёме аналоговых сообщений и вероятность ошибки в приёме элементарной посылки дискретных информационных сообщений.
3. Определены математическое ожидание и дисперсия производной фазы и произведения производной фазы на квадрат огибающей суммы сигнала и шума. Показано, что дисперсия производной фазы и произведения производной фазы на квадрат огибающей суммы сигнала и шума увеличивается при увеличении расстройки сигнала, а отношение квадрата математического ожидания к дисперсии произведения производной фазы на квадрат огибающей суммы сигнала и шума имеет практически линейную зависимость от отношения сигнал/шум на входе.
4. Показано, что при отношении сигнал/шум более двух плотность вероятности произведения производной фазы на квадрат огибающей суммы сигнала и шума можно аппроксимировать нормальным законом распределения.
5. Определены функция корреляции и энергетический спектр произведения производной фазы на квадрат огибающей суммы сигнала и шума при частотной модуляции сигнала аналоговыми и дискретными информационными сообщениями.
6. Проведено компьютерное моделирование процессов для предлагаемого метода демодуляции ЧМ-сигналов, результаты которого подтвердили справедливость выводов теоретических исследований.
7. На два предлагаемых устройства приёма ЧМ-сигналов поданы заявки на изобретение и получены положительные решения предварительной экспертизы.

Публикации по теме диссертации

1. Авдеев Е. Н. Исследование способа демодуляции ФМ-сигналов в радиостанциях МПС. //Повышение эффективности функционирования судовых радиоэлектронных средств: Сборник научных трудов. – Калининград: Балтийская государственная академия рыбопромыслового флота, 1997. – Вып. 18. – С. 4 – 12.
2. Авдеев Е. Н. Исследование спектров колебаний с угловой модуляцией. //Повышение эффективности функционирования судовых радиоэлектронных средств: Сборник научных трудов. – Калининград: Балтийская государственная академия рыбопромыслового флота, 1997. – Вып. 18. – С. 12 – 21.
3. Авдеев Е. Н. Амплитудно-частотный детектор. //Повышение эффективности функционирования судовых радиоэлектронных средств: Сборник научных трудов. – Калининград: Балтийская государственная академия рыбопромыслового флота, 1998. – Вып. 24. – С. 4 – 7.
4. Авдеев Е. Н. Модель частотного детектора. //Проблемы рыбопромысловой отрасли в научных исследованиях: Сборник тезисов докладов отраслевой научно-технической конференции аспирантов и соискателей. – Калининград: Балтийская государственная академия рыбопромыслового флота, 1997. – С. 5.
5. Авдеев Е. Н. Амплитудно-частотный детектор. //Проблемы рыбопромысловой отрасли в научных исследованиях: Сборник тезисов докладов отраслевой научно-технической конференции аспирантов и соискателей. – Калининград: Балтийская государственная академия рыбопромыслового флота, 1998. – С. 6 – 7.
6. Авдеев Е. Н. Анализ помехоустойчивости приёма ЧМ сигналов амплитудно-частотным детектором. //Проблемы и перспективы разработки, совершенствования и применения технических средств охраны границы: Материалы межвузовской научно-практической конференции профессорско-преподавательского состава. – Научно-методический сборник №6. – Часть 4. – Калининград: КВИ ФПС РФ, 1999. – С. 105 - 109.
7. Карлов А. М., Волхонская Е. В., Авдеев Е. Н. Математическое ожидание и дисперсия производной фазы и произведений производной фазы на огибающую и квадрат огибающей суммы сигнала и узкополосного шума. //Проблемы и перспективы разработки, совершенствования и применения технических средств охраны границы: Материалы межвузовской научно-практической конференции профес-