



**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
Технологический институт
Федерального государственного образовательного
учреждения высшего профессионального образования
«Южный федеральный университет»**

КАФЕДРА РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Д.т.н., профессор ДЯТЛОВ А. П.

Дисциплина «Проектирование устройств обработки сигналов»

Семестровый курс лекций на модульной основе
с диагностико-квалиметрическим обеспечением

**РАДИОМОНИТОРИНГ ЧАСТОТНО-
МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ**

Сведения о специальности:

210304 «Радиоэлектронные системы»

210402 «Средства связи с подвижными объектами»

Таганрог 2008

Дятлов А. П. Радиомониторинг частотно-модулированных сигналов. Семестровый курс лекций. Электронная версия. — Таганрог, 2008.

Рассмотрены принципы построения средств радиомониторинга частотно-модулированных сигналов.

Семестровый курс лекций предназначен для магистрантов специальностей 210304 «Радиоэлектронные системы» и 210402 «Средства связи с подвижными объектами».

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение к курсу лекций.....	5
1 учебный модуль «Радиомониторинг частотно-модулированных сигналов»..	6
1.1. Комплексная цель модуля.....	6
1.2. Содержание 1 модуля.....	6
1.3. Проектное задание	16
1.4. Квалиметрия по 1 модулю.....	16
1.4.1. Вопросы для самопроверки.....	16
1.4.2. Тесты для самопроверки.....	18
1.4.3. Таблица для переводов ответов в оценку.....	18
Список литературы к 1 модулю.....	19
2 учебный модуль «Обнаружители и измерители девиации частоты широкополосных частотно-модулированных сигналов (ЧМС)».....	20
2.1. Комплексная цель модуля.....	20
2.2. Содержание 2 модуля.....	20
2.3. Проектное задание	29
2.4. Квалиметрия по 2 модулю.....	29
2.4.1. Вопросы для самопроверки.....	29
2.4.2. Тесты для самопроверки.....	31
2.4.3. Таблица для переводов ответов в оценку.....	32
Список литературы ко 2 модулю	32
3 учебный модуль «Автокорреляционные частотные дискриминаторы при оценивании средней и модулирующей частот широкополосных частотно- модулированных сигналов (ЧМС)»	33
3.1. Комплексная цель модуля.....	33
3.2. Содержание 3 модуля.....	33
3.3. Проектное задание	43
3.4. Квалиметрия по 3 модулю.....	43
3.4.1. Вопросы для самопроверки.....	43
3.4.2. Тесты для самопроверки.....	45

3.4.3. Таблица для переводов ответов в оценку.....	46
Список литературы к 3 модулю.....	47

ВВЕДЕНИЕ К КУРСУ ЛЕКЦИЙ

Семестровый курс лекций «Радиомониторинг частотно-модулированных сигналов» является составной частью дисциплины «Проектирование устройств обработки сигналов» и предназначен для изучения методов системного подхода к анализу и оптимизации средств радиомониторинга на этапе эскизного проектирования.

С целью конкретизации материала исследуются принципы построения средств радиомониторинга частотно-модулированных сигналов с гармоническим законом изменения частоты.

1 УЧЕБНЫЙ МОДУЛЬ

«РАДИОМОНИТОРИНГ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ»

1.1. КОМПЛЕКСНАЯ ЦЕЛЬ МОДУЛЯ

— ознакомление с целями, задачами и условиями проведения радиомониторинга сложных сигналов.

1.2. СОДЕРЖАНИЕ 1 МОДУЛЯ

1.2.1. Радиомониторинг (РМ) является областью радиоэлектроники, связанной с исследованием объектов и явлений на основе использования их электромагнитных излучений.

Решение проблем РМ осуществляется на основе первичной, вторичной и третичной обработки информации. Наиболее важными этапами первичной обработки информации являются задачи обнаружения и оценивания параметров сигналов, которые должны решаться в условиях отсутствия априорной информации не только о параметрах, но и виде сигналов, а также разнообразных помеховых ситуациях.

При проведении радиомониторинга (РМ) предполагается последовательное выполнение трех основных задач: обнаружение факта работы РЭС (обнаружение сигнала), определение структуры обнаруженного сигнала (на основе определения ряда его параметров) и раскрытие содержащейся (передаваемой) в сигнале информации. Последняя задача иногда имеет самостоятельное значение (является одной из конечных целей).

Перечисленным задачам радиомониторинга могут быть противопоставлены три вида скрытности сигналов: энергетическая, структурная и информационная. Энергетическая скрытность характеризует способность противостоять мерам, направленным на обнаружение сигнала разведывательным приемным устройством. Пути повышения энергетической скрытности являются увели-

чение ширины спектра используемых сигналов (применение сложных сигналов), использование селекции (пространственной, временной, частотной) и снижение энергетического потенциала системы связи.

Под помехоустойчивостью РЭС понимается способность РЭС противостоять вредному влиянию помех. Помехоустойчивость РЭС зависит от сочетания большого числа факторов — выбора формы сложного сигнала, вида (формы) помехи, ее интенсивности, формы полезного сигнала, выбора оптимальных методов синтеза приемников, включающих синтез систем фильтрации, антенны, оптимизацию систем поиска, применяемых способов борьбы с помехами и т.д.

Метод передачи информации, при котором сигнал занимает полосу частот, существенно превышающую полосу частот передаваемого сообщения, называется широкополосным, а системы связи его реализующие, - широкополосными. В настоящее время в системах связи получили распространение широкополосные фазоманипулированные (ФМ) сигналы с шириной спектра до 20 МГц. Существенное увеличение спектра ФМ сигналов сдерживается возможностями цифровой элементной базы. Данное ограничение успешно устраняется при использовании в системах связи широкополосных частотно-модулированных сигналов (ЧМС) с индексом частотной модуляции $\beta = \Delta\omega/\Omega \gg 1$ при девиации частоты $\Delta\omega \geq 10^7 \div 10^8$ Гц и модулирующей частоте Ω порядка сотен кГц, а также цифровые сигналы с помехоустойчивым кодированием. В обоих примерах эффективно используется вся занимаемая полоса частот. Недостатком существующих систем, использующих такой сигнал, является то, что они обеспечивают удовлетворительную работу лишь при входных отношениях сигнал/шум (ОСШ) $g_{вх} > 1$.

В отечественной и зарубежной литературе появилось значительное число работ, посвященных изучению свойств сложных сигналов и исследованию систем, использующих такие сигналы. Значительный вклад в эти исследования внесен основополагающими работами Л.Е. Варакина, А.С. Винницкого.

В настоящее время теоретические возможности сложных сигналов и систем сигналов достаточно хорошо изучены, доказаны перспективность систем

связи со сложными сигналами, необходимость их дальнейшего изучения, освоения и внедрения в практику. Особенно перспективно применение сложных сигналов в сочетании с принципами адаптации (для преодоления априорной неопределенности о характеристиках сигналов и помех) для повышения эффективности работы систем связи в современных каналах, подверженных комплексному воздействию, в первую очередь замираний, шумов и сосредоточенных по спектру помех.

Развитие теории и техники аналоговых систем связи со сложными сигналами важно еще и потому, что, в последнее время снова возрос интерес к аналоговым системам передачи информации, использующим широкополосные сигналы (ШПС). Это связано с тем, что непрерывно совершенствуется аналоговая техника и в ряде случаев аналоговые методы могут обеспечить более помехоустойчивую и эффективную по сравнению с цифровыми передачу непрерывных сообщений.

Широкополосные ЧМС находят большое применение в современных радиолокационных станциях (РЛС) для обнаружения целей и слежения за ними, а также в радионавигации, связи, измерительной технике.

Одновременное измерение дальности и скорости целей осуществляется также РЛС с непрерывной ЧМ, например, по треугольному закону. Трудности реализации работающих в непрерывном режиме РЛС в значительной степени окупаются простотой приемника.

В радиовысотомерах (РВ), устанавливаемых на самолетах, вертолетах, искусственных спутниках Земли и космических аппаратах, часто применяют импульсные и непрерывные частотно-модулированные сигналы (ЧМС). РВ с ЧМ позволяют не только с высокой точностью измерять средние и малые расстояния между излучателем и поверхностью, но и получать дополнительную информацию о скорости снижения, характере подстилающей поверхности и т.д.

Широкополосные ЧМС могут использоваться в межспутниковых каналах связи в сантиметровом и миллиметровом диапазонах частот ($10^9 \div 10^{11}$ Гц). Для предотвращения возможности постановки помех данные системы связи должны

обладать скрытностью функционирования, а, следовательно, уровень сигнала должен быть намного ниже уровня шумов. Для решения этих задач необходимы сигналы с полосой частот до нескольких сотен мегагерц.

ЧМС нашли применение в различных областях радиотехники, так как они обеспечивают высокую помехоустойчивость, точность измерения параметров облучаемых объектов, возможность работы ниже уровня шумов. Для ЧМ сигналов относительно просто осуществляется коррекция искажений, вносимых элементами тракта и средой распространения радиоволн. С помощью ЧМ сигналов возможно осуществление различных частотно-временных преобразований входного сигнала.

Устройства формирования ЧМ сигналов могут быть реализованы в различных диапазонах частот (от звукового до оптического), с девиацией частоты от единиц герц до единиц гигагерц и скоростью изменения частоты, достигающей в отдельных случаях 1 ГГц / мкс и более.

Исследование проблемы измерения параметров сигналов скрытных систем связи, использующих сигналы с широким спектром (1 ГГц и более), в рамках РМ и радиоэлектронной борьбы (РЭБ) на настоящий момент нельзя считать исчерпанным, усилия специалистов направлены на создание систем РЭБ с очень высокой вероятностью перехвата и оценивания параметров любых сложных сигналов, что наряду с аппаратным совершенствованием систем РЭБ, осуществляемым на основе новых технологий, делает важными и актуальными научный анализ аналоговых сигналов, направленный на определение оптимальных методов и потенциальных точностных границ оценки параметров таких сигналов.

1.2.2. Для решения задач РМ, связанных с вскрытием структуры ЧМ сигнала (можно рекомендовать следующие информативные признаки:

- ширина спектра (девиация частоты);
- средняя частота;
- модулирующая частота.

Современный уровень развития системотехники требует для использования при построении средств радиомониторинга (СРМ) оптимальных алгоритмов обработки информации, существенного разрежения потока компонент, поступающих на измерительные и решающие устройства. Решение подобной задачи в СРМ отводится экспресс-анализатору (ЭА).

При многокомпонентной радиообстановке (РО) задачу определения структуры сигнала можно успешно выполнить только после проведения экспресс-анализа, в ходе которого осуществляются поиск источника радиоизлучений (ИРИ), существующего в зоне наблюдения ЭА, обнаружение, селекцию, классификацию, оценивание информативных параметров сигнала.

Принципы построения ЭА определяются: 1) интересами СРМ как системы более высокого ранга в виде требований к выбору принципов управления и уровня автоматизации; 2) особенностями применения ЭА в виде требований к выбору принципов обеспечения надежности и готовности; 3) целевым назначением ЭА с учетом особенностей РО и других исходных данных в виде требований к выбору методов поиска ИРИ, селекции ИРИ, функциональных преобразований, включающих в себя операции обнаружения, классификации и оценивания информативных параметров сигналов, а также особенностей режимов функционирования.

В общем случае ЭА может быть представлен совокупностью трех подсистем: входного тракта (ВТ), измерительной подсистемы (ИП), и устройства управления (УУ). Обобщенная структурная схема выглядит так, как показано на рис. 1.1. ВТ, состоящий из антенного устройства (АУ) и радиоприемного устройства (РПрУ), предназначен для поиска и селекции сигналов по пространству и частоте, усиления, преобразования по частоте и нормирования сигналов по уровню. ИП, состоящая из обнаружителей сигналов (Об), устройств измерения параметров сигналов (УИз), классификаторов сигналов (Кл), решающего устройства (РУ), предназначена для обнаружения, классификации сигналов, измерения их информационных параметров и приведения полученных результатов к

виду, удобному для обработки в СРМ. УУ представляет собой орган управления режимами функционирования ЭА и отражает интересы СРМ.

Используемые в ЭА устройства отличаются многообразием используемых принципов, методов и вариантов их реализации. Так, в качестве АУ находят применение всенаправленные, узкополосные поисковые, многолучевые, интерферометрические антенны и фазированные решетки. В качестве РПрУ находят применение РПрУ с мгновенным измерением частоты, узкополосные и широкополосные супергетеродинные РПрУ, многоканальные и матричные РПрУ, РПрУ с акустооптической обработкой, перестраиваемые гетеродинные РПрУ со сжатием импульсов и автокорреляционной обработкой.

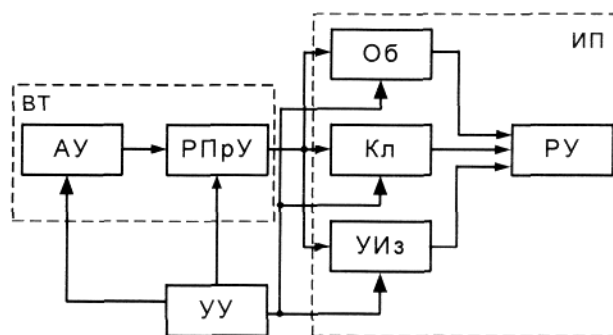


Рис. 1.1

Выбор принципов построения ЭА, методов и вариантов реализации устройств определяется целевым назначением, критериями эффективности и условиями применения.

Для РМ слабых широкополосных сигналов наиболее подходят следующие два типа комбинированных РПрУ, основанных на сочетании

- 1) супергетеродинного и многоканального приема;
- 2) супергетеродинного приема и дискриминаторной обработки на основе приемника с МИЧ (ПМИЧ).

Использование вышеуказанных комбинированных РПрУ позволяет реализовать процесс РМ в два последовательных этапа.

На первом этапе РМ обеспечить решение задач разрешения, обнаружения, классификации и предварительного оценивания параметров сигналов, обеспечивающих формирование целеуказания для второго этапа РМ,

На втором этапе РМ осуществлять точное оценивание параметров слабых широкополосных сигналов, в качестве которых в рамках данной работы полагаются ЧМС.

Для решения задач первого этапа РМ наиболее подходящим по совокупности технико-экономических показателей является комбинированный РПрУ первого типа, структура которого приведена на рис. 1.2, где А — антенна; ЛТП — линейный тракт супергетеродинного приемника; ПСА — параллельный спектроанализатор; РУ — решающее устройство.

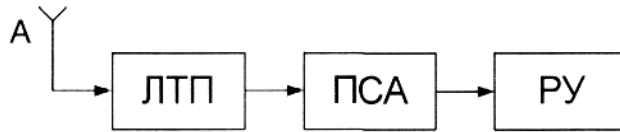


Рис. 1.2

Использование пространственной и частотной селекции обеспечивает:

1) разрежение потока входных радиоизлучений и переход от многокомпонентной РО $y_n(t)$ к двухкомпонентной РО $y_2(t)$; 2) перенос входных процессов из СВЧ диапазона в область промежуточных частот $f_{пч}$ ($f_{пч} \approx 5\Delta f_{sm}$, где Δf_{sm} — максимально ожидаемая ширина спектра сигнала); 3) существенное уменьшение интервала неопределенности по частоте (от ширины рабочего частотного диапазона РМ Δf_n до ширины спектра сигнала Δf_{sm}). В ПСА и РУ осуществляются обнаружение, классификация и грубое оценивание частотных параметров сигналов.

Поскольку при РМ параметры ЧМС априорно неизвестны, то при обнаружении следует использовать энергетический обнаружитель (ЭО).

В данной работе предполагается, что ширина спектра ЧМС Δf_s превышает полосу пропускания коррелированных помех $P(t)$ что позволяет использовать в ПСА простой алгоритм классификации

$$H_s: \hat{\Delta f}_s > \Delta f_k; \quad \Delta f_k = \Delta f_{pm};$$

$$H_p: \hat{\Delta f}_s < \Delta f_k; \quad n_k = \Delta f_{sm} / \Delta f_k,$$

где H_s, H_p — гипотезы о приеме полезного сигнала $S(t)$ и коррелированной помехи; $\hat{\Delta f}_s$ — грубая оценка ширины спектра сигнала $S(t)$, полученная с помощью ПСА и РУ; Δf_k — полоса пропускания канала ПСА; Δf_{pm} — максимально ожидаемая ширина спектра помехи $P(t)$; n_k — количество каналов в ПСА.

В РУ осуществляется оценивание частотных параметров ЧМС в соответствии с алгоритмами

$$\hat{f}_s = f_r + \frac{\hat{f}_H + \hat{f}_B}{2}; \quad \hat{\Delta f}_s = \hat{f}_B - \hat{f}_H;$$

$$\hat{f}_H = f_{пч} - \hat{n}_H \Delta f_k; \quad \hat{f}_B = f_{пч} + \hat{n}_B \Delta f_k,$$

где $\hat{f}_s, \hat{\Delta f}_s$ — оценки средней частоты и ширины спектра ЧМС; \hat{f}_H, \hat{f}_B — оценки нижней и верхней границ спектрального распределения ЧМС в ПСА; f_r — частота гетеродина в ЛТП; $f_{пч}$ — промежуточная частота в ЛТП; \hat{n}_H, \hat{n}_B — номера каналов в ПСА, соответствующие \hat{f}_H и \hat{f}_B .

Среднеквадратичная погрешность оценивания частотных параметров в комбинированном РПрУ первого типа, взятых из следующих соотношений.

$$\sigma f_s = \frac{\Delta f_k}{2\sqrt{3}}; \quad \sigma \Delta f_s = \frac{\Delta f_k}{\sqrt{3}},$$

где $\sigma f_s, \sigma \Delta f_s$ — среднеквадратичная погрешность оценивания f_s и Δf_s .

При $\Delta f_k = \Delta f_{pm} = 10^7$ Гц имеем $\sigma f_s = \sigma \Delta f_s = 2,9 \cdot 10^6$ Гц.

Таким образом, комбинированный приемник, состоящий и супергетеродинного и многоканального, целесообразно использовать для формирования частотных целеуказаний, что позволяет существенно уменьшить интервал частотной неопределенности на втором этапе РМ (от Δf_{sm} до $\hat{f}_s + \Delta f_k$).

Для определения параметров слабых широкополосных частотно-модулированных сигналов предлагается структура СРМ, которая имеет вид, изображенный на рис. 1.3, где А антенна; ЛТП линейный тракт приемника; ГШФ — перестраиваемый полосовой фильтр, параметры которого зависят от

структуры принимаемого сигнала; ЭА — экспресс-анализатор; РУ -решающее устройство; Г перестраиваемый гетеродин; ИЧ измеритель частоты гетеродина; Инд — индикатор частоты гетеродина.

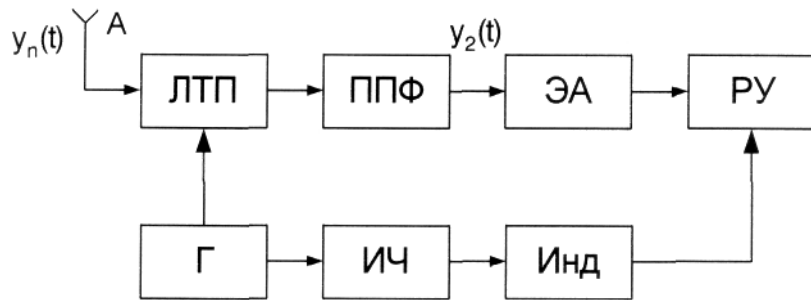


Рис. 1.3

ЛТП и ППФ обеспечивают поиск, селекцию (пространственную, частотную) ЧМС, а также согласование полосы пропускания ППФ с шириной спектра принимаемого сигнала $\Delta f_{\text{ппф}} \geq \Delta f_s$ с целью уменьшения мощности шумов, попадающих на вход ЭА. На входе ЭА модель РО является двухкомпонентной $y_2(t)$

ЭА предназначен для обнаружения и измерения таких параметров ЧМС как средняя частота f_s , девиация частоты Δf_d и модулирующая частота F .

Специфика данного этапа РМ состоит в том, что обработку ЧМС необходимо осуществлять при входном отношении сигнал/помеха по мощности $g_{\text{вх}}^2$ намного меньшем единицы, но при этом обеспечивать возможность измерения средней частоты сигналов f_s с погрешностью $\sigma f_s \leq 10^2$ Гц, обеспечивающей учет доплеровского смещения.

Согласно работам Винницкого А.С., Казаринова Ю.М., Дятлова А.П. [1] измерители параметров сигналов, используемые в составе радиоэлектронного оборудования, строятся на основе использования корреляционных и фильтровых методов обработки. В ряде случаев корреляционные методы являются единственно возможными.

Для решения такой задачи необходимо использовать частотные дискриминаторы с максимальной помехоустойчивостью, которая обеспечивается при использовании автокорреляционных алгоритмов.

Так, например, в ПМИЧ используется автокорреляционное устройство с квадратурной обработкой (АУКО), структура которого приведена на рис. 1.4, где

П — перемножитель; Инт — интегратор; ЛЗ — линия задержки; Фвр — фазовращатель на угол $\pi/2$; УКО — устройство квадратурной обработки; ПУ — пороговое устройство; Дел — делитель напряжений; ФП — функциональный преобразователь.

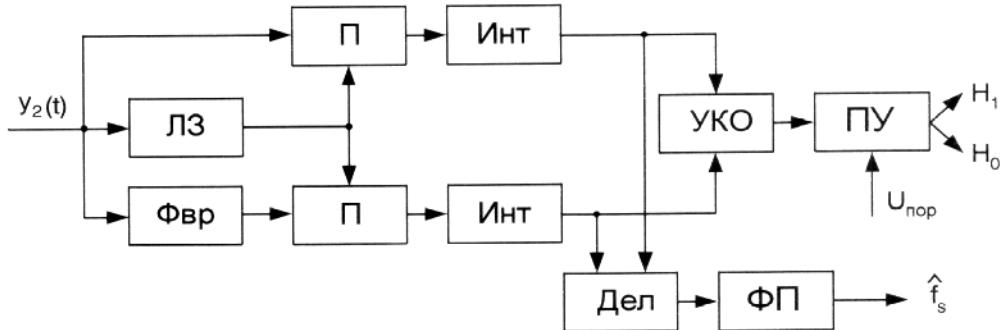


Рис. 1.4

Использование в ЭА автокорреляционных устройств с квадратурной обработкой, обусловлено тем, что они обладают высокими техническими и эксплуатационными характеристиками и обеспечивают инвариантность результатов оценивания параметров ЧМС к уровню сигналов в широком динамическом диапазоне и при наличии замираний.

Таким образом, из анализа существующих средств РМ ЧМС можно сделать вывод что, для обеспечения требуемой помехоустойчивости и точности измерения параметров ЧМ сигналов СРМ целесообразно реализовать на основе перестраиваемого супергетеродинного РПрУ и радиоприемника с МИЧ. Супергетеродинный радиоприемник предназначен для обеспечения пространственной и частотной селекции, а также обеспечивает разрежение потока входных радиоизлучений и переход от многокомпонентной радиообстановки $y_n(t)$ к двухкомпонентной $y_2(t)$. Он способствует повышению помехоустойчивости за счет согласования полосы пропускания линейного тракта с шириной спектра сигнала. Как показывают исследования, радиоприемник с МИЧ следует реализовать на основе адаптивного многошкального АЧД с квадратурной обработкой, обеспечивающего возможность снижения погрешности при измерении средней частоты слабых широкополосных ЧМС.

1.3. ПРОЕКТНОЕ ЗАДАНИЕ

По заданной модели радиообстановки сформулировать требования к техническим характеристикам средств радиомониторинга, как

- рабочий частотный диапазон;
- быстродействие;
- динамический диапазон входных сигналов.

1.4. КВАЛИМЕТРИЯ ПО 1 МОДУЛЮ

1.4.1. Вопросы для самопроверки

1. Какие задачи решаются при первичной обработке информации?
2. Какие задачи решаются при вторичной обработке информации?
3. Какие задачи решаются при третичной обработке информации?
4. Какие задачи решаются в режиме экспресс-анализа?
5. Какие задачи решаются в режиме детального анализа?
6. Какие задачи решаются в режиме перехвата информации?
7. Как организуется поиск радиоизлучений при использовании пространственной селекции?
8. Как организуется поиск радиоизлучений при использовании частотной селекции?
9. Как организуется поиск сигналов при использовании временной селекции?
10. Как организуется поиск сигналов при использовании кодовой селекции?
11. Какие требования предъявляются к моделям радиообстановки?
12. Какие технические требования предъявляются к антенно-фидерным устройствам средств радиомониторинга?
13. Какие технические требования предъявляются к линейному тракту приемника средств радиомониторинга?
14. Какие технические требования предъявляются к обнаружителям?

15. Какие технические требования предъявляются к классификаторам?
16. Какие технические требования предъявляются к устройству частотной автоподстройки частоты?
17. Какие технические требования предъявляются к системе автоматической регулировки усиления?
18. Какие технические требования предъявляются к устройству фазовой автоподстройки частоты?
19. Какие технические требования предъявляются к демодуляторам?
20. Назовите основные области применения аналоговых сложных сигналов?
21. Назовите основные области применения цифровых сложных сигналов?
22. Сравните аналоговые и цифровые системы связи?
23. Какие основные характеристики у двухпозиционных фазоманипулированных сигналов?
24. Какие основные характеристики у четырехпозиционных фазоманипулированных сигналов?
25. Какие достоинства и недостатки у многопозиционных фазоманипулированных сигналов?
26. Какие основные характеристики у псевдослучайной манипулирующей последовательности?
27. Какие основные характеристики у меандровой манипулирующей последовательности?
28. Какие основные характеристики у манипулирующей последовательности на основе кода Баркера?
29. Какие основные характеристики у манипулирующей M-последовательности?
30. Какие основные характеристики у периодических манипулирующих последовательностей?
31. Какие основные характеристики у амплитудно-модулированных сигналов?

1.4.2. Тесты для самопроверки

Тест 1. Чему равна ширина спектра частотно-модулированного сигнала с гармоническим законом, если индекс модуляции равен 10, а частота модуляции равна 10 кГц?

Ответы: 1) 10 кГц; 2) 50 кГц; 3) 100 кГц; 4) 280 кГц.

Тест 2. При каком значении индекса модуляции частотно-модулированного сигнала с гармоническим законом функция Бесселя нулевого порядка равна 0?

Ответы: 1) 1; 2) 2; 3) 3; 4) 2,4.

Тест 3. При каком значении индекса модуляции частотно-модулированного сигнала с гармоническим законом функция Бесселя первого порядка достигает максимального значения?

Ответы: 1) 0,5; 2) 0,8; 3) 3; 4) 1,5.

Тест 4. Чему равен коэффициент корреляции частотно-модулированного сигнала с гармоническим законом, если произведения девиации частоты на временной сдвиг равняется 0,5?

Ответы: 1) 1; 2) 0,3; 3) 0,1; 4) 0,7.

1.4.3. Таблица для переводов ответов в оценку

№ теста	Ответ № 1	Ответ № 2	Ответ № 3	Ответ № 4
Тест № 1				✓
Тест № 2				✓
Тест № 3				✓
Тест № 4				✓

Знаком «✓» обозначены правильные ответы. При наличии у студента трех или четырех правильных ответов — оценка «зачет», при прочих вариантах количества правильных ответов — оценка «незачет».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К 1 МОДУЛЮ

1. Дятлов А.П. Обнаружители и измерители параметров сигналов в радио-контроле: Учебное пособие. —Таганрог: ТРТУ, 1993.
2. Дятлов А. П., Кульбикаян Б. Х. Радиомониторинг излучений спутнико-вых радионавигационных систем. —М.: Радио и связь, 2006.

2 УЧЕБНЫЙ МОДУЛЬ

«ОБНАРУЖИТЕЛИ И ИЗМЕРИТЕЛИ ДЕВИАЦИИ ЧАСТОТЫ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ (ЧМС)»

2.1. КОМПЛЕКСНАЯ ЦЕЛЬ МОДУЛЯ

— изучение принципов построения обнаружителей и измерителей девиации широкополосных частотно-модулированных сигналов.

2.2. СОДЕРЖАНИЕ 2 МОДУЛЯ

2.2.1. С учетом изложенного выше структурная схема адаптивного экспресс-анализатора на основе автокорреляционного частотного дискриминатора (АЧД) с квадратурной обработкой (см. рис. 1.4), осуществляющего радиомониторинг слабых широкополосных ЧМ сигналов в условиях априорной неопределенности по всем информативным параметрам, имеет вид, приведенный на рис. 2.1, где А — антенна; ЛТП — линейный тракт радиоприемного устройства; П — перемножитель; ПЛЗ — перестраиваемая линия задержки; Фвр — фазовращатель на $\pi/2$; ФНЧ — фильтр нижних частот; ПФ₁, ПФ₂ — полосовые фильтры; УКО — устройство квадратурной обработки; Кв — квадратор; Сум — сумматор; ИК — устройство извлечения корня квадратного; ПУ — пороговое устройство; РУ₁, РУ₂, РУ₃ — решающие устройства; Дел₁, Дел₂ — делители напряжений; ФП — функциональный преобразователь; Упр₁, Упр₂ — управители; Г — гетеродин; См — смеситель; ПСА — параллельный спектроанализатор; ВУ — вычитающее устройство.

Главное отличие структуры, изображенной на рис. 2.1 от структуры, изображенной на рисунке 1.4 в том, что ЭА является адаптивным за счет подстройки времени задержки ПЛЗ и частоты Г, а экспресс-анализ параметров разбивается на ряд последовательных этапов.

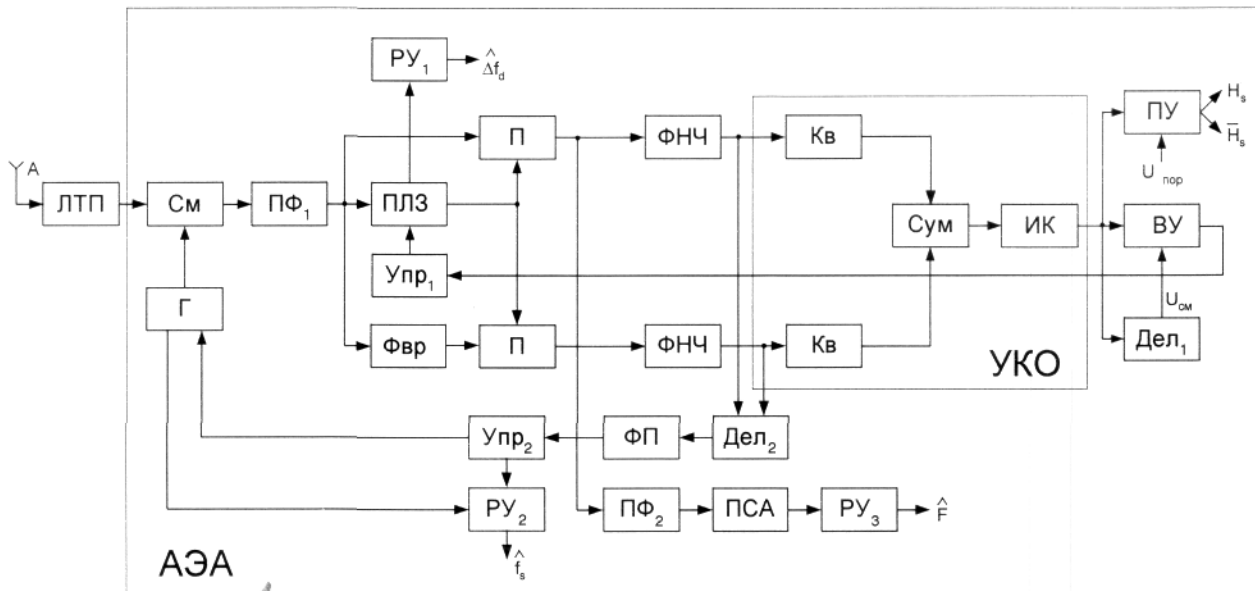


Рис. 2.1

Напомним, что в результате использования пространственной и частотной селекции считается, что на выходе ЛТП модель РО $y_2(t)$ становится двухкомпонентной:

$$y_2(t) = S(t, l, \vec{\alpha}) + N(t) \text{ при } t_0 \leq t \leq t_0 + T_a;$$

$$S(t, l, \vec{\alpha}) = U_{ms} \cos(\omega_s t + \beta \sin \Omega t); \quad \omega_s = 2\pi f_s; \quad \Omega = 2\pi F; \quad \beta = \frac{\Delta\omega_d}{\Omega} \gg 1;$$

$$\Delta\omega_d = 2\pi\Delta f_s; \quad \omega_s = \omega_0 - \omega_r; \quad R_n(\tau) = \sigma_n^2 \text{sinc}(\pi\Delta f_n \tau) \cos \omega_n \tau;$$

$$\Delta f_s \approx 2,5\Delta f_d; \quad \Delta f_n \gg \Delta f_s; \quad \beta \gg 1; \quad \omega_s \in [\omega_n - \pi\Delta f_n, \omega_n + \pi\Delta f_n],$$

где U_{ms} , ω_s , Ω , β — амплитуда, средняя частота, модулирующая частота, индекс модуляции ЧМС на выходе ЛТП (ω_s — промежуточная частота); ω_0 — частота ЧМС на входе СРМ; ω_r — частота гетеродина; Δf_d — девиация частоты; t_0 , T_a — момент начала и длительность сеанса анализа параметров ЧМС.

Как показано в работе [2], радиомониторинг в адаптивном автокорреляционном экспресс-анализаторе (АЭА) осуществляется в несколько этапов:

- 1) обнаружение ЧМС;
- 2) измерение девиации Δf_d ЧМС;
- 3) «грубое» измерение средней частоты ЧМС f_s ;
- 4) измерение модулирующей частоты ЧМС F в ПСА;

5) «точное» измерение средней частоты ЧМС \hat{f}_s .

Первая задача, возникающая при приеме сигналов радиотехнических систем, заключается в установлении факта наличия сигнала в принятом колебании. Эта задача носит название задачи обнаружения.

Задача обнаружения теоретически сводится к отысканию определенной системы правил, позволяющих наблюдателю решить, содержит ли принятое колебание полезный сигнал или нет. Принятое колебание — в зависимости от того, присутствует или отсутствует полезный сигнал — представляет собой либо смесь полезного сигнала в месте приема, либо одни помехи. Поэтому наличие некоторого сигнала в месте приема еще не означает, что этот сигнал именно тот, который необходимо обнаружить. В связи с этим, прежде чем принять решение, наблюдатель должен провести анализ принятого колебания, который по совокупности признаков дал бы возможность отличить смесь полезного сигнала с помехой от чистой помехи. Анализ принятого колебания позволяет уменьшить число ошибочных решений, но не исключает их полностью.

Для успешного решения задачи обнаружения наблюдатель должен заранее располагать некоторыми сведениями о полезном сигнале и помехах и по возможности полнее использовать эти сведения при анализе принятого колебания. Именно эти априорные данные и дают возможность по совокупности различий между сигналом и помехой установить факт наличия или отсутствия полезного сигнала в принятом колебании.

2.2.2. Рассмотрим принцип действия АЭА на этапах обнаружения полезного сигнала и измерения девиации частоты ЧМС.

Двухкомпонентная смесь ЧМ сигнала и гауссовой помехи $N(t)$ поступает с выхода ЛТП на вход автокорреляционного устройства с квадратурной обработкой. На выходе перемножителей П выделяются квадратурные составляющие сигнала, которые затем интегрируются с помощью фильтров нижних частот и поступают в устройство квадратурной обработки. При срабатывании порогово-

го устройства ПУ принимается решение о наличии сигнала на входе. На выходе ФНЧ квадратурных каналов АУКО имеем

$$\begin{aligned} U_1(t) &= \frac{K_{\Pi} U_{ms}^2}{2} \sin[\omega_s \tau + \beta_3 \sin(\Omega t + \varphi_{\Omega})]; \\ U_2(t) &= \frac{K_{\Pi} U_{ms}^2}{2} \cos[\omega_s \tau + \beta_3 \sin(\Omega t + \varphi_{\Omega})]; \end{aligned} \quad (2.1)$$

$$\beta_3 = \beta [\pi F \tau]; \quad \varphi_{\Omega} = \operatorname{arctg} \frac{\sin \Omega \tau}{1 - \cos \Omega \tau},$$

где K_{Π} — коэффициент передачи П размерностью 1/В; τ — временной сдвиг, вносимый ПЛЗ; β_3 — эквивалентный индекс модуляции, соответствующий эффектам на выходе квадратурных каналов; φ_{Ω} — фазовый сдвиг модулирующей частоты.

С учетом спектрального разложения ЧМС выражения (2.1) могут быть преобразованы к следующему виду:

$$\begin{aligned} U_1(t) &= U_{m1} [\sin \omega_s \tau \cos \Delta\varphi(t) + \cos \omega_s \tau \sin \Delta\varphi(t)]; \\ U_2(t) &= U_{m2} [\cos \omega_s \tau \cos \Delta\varphi(t) - \sin \omega_s \tau \sin \Delta\varphi(t)]; \end{aligned} \quad (2.2)$$

$$U_{m1} = U_{m2} = \frac{K_{\Pi} U_{ms}^2}{2};$$

$$\cos \Delta\varphi(t) = J_0[\beta_3] + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}[\beta_3] \cos 2n[\Omega t + \varphi_{\Omega}];$$

$$\sin \Delta\varphi(t) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2(n-1)}[\beta_3] \sin(2n-1)[\Omega t + \varphi_{\Omega}];$$

где $J_0(x)$, $J_{2n-1}(x)$, $J_{2n}(x)$ — функции Бесселя нулевого, нечетного и четного порядков.

После фильтрации составляющих напряжений (2.2) от гармоник модулирующей частоты ЧМС, т.е. когда $f_b \ll F$, где f_b — верхняя граничная частота ФНЧ, имеем

$$U_1(t) = U_{m1} r_s(\tau) \sin \omega_s \tau; \quad U_2(t) = U_{m2} r_s(\tau) \sin \omega_s \tau; \quad r_s(\tau) = J_0(\beta_3), \quad (2.3)$$

где $r_s(\tau)$ — огибающая коэффициента автокорреляции ЧМ сигнала при аргументе τ . После квадратурной обработки напряжений (2.3) на выходе ИК имеем

$$U_3(t) = U_{m3} J_0(\beta_3).$$

Обнаружение ЧМС осуществляется при начальном фиксированном значении ПЛЗ τ_n по критерию Неймана-Пирсона. Анализ статистических характеристик обнаружения при использовании АУКО можно выполнить на основе следующих соотношений [1, 2]:

$$P_{лт} = \exp\left(-\frac{g_{пор}^2}{2}\right); \quad P_{по} = Q(g_0, g_{пор}); \quad (2.4)$$

$$Q(g_0, g_{пор}) = \int_{g_{пор}}^{\infty} x \cdot \exp\left(-\frac{x^2 + g_0^2}{2}\right) I_0(g_0 \cdot x) dx;$$

$$g_0 = \frac{\sqrt{2} r_s(\tau) g_{вх}^2 \sqrt{\Delta f_n T_1}}{\sqrt{1 + r_n^2(\tau) + 2 g_{вх}^2 [1 + r_s(\tau) r_n(\tau)]}}; \quad g_{вх}^2 = \frac{U_{ms}^2}{2 \sigma_n^2};$$

$$\sigma_n^2 = N_n \Delta f_n; \quad r_n(\tau) = \frac{\sin(\pi \Delta f_n \tau)}{\pi \Delta f_n \tau},$$

где $P_{по}$, $P_{лт}$ — вероятность правильного обнаружения и ложной тревоги; $Q(g_0, g_{пор})$ — функция Маркума; $J_0(g_0 x)$ — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка аргумента $g_0 x$; $g_{вх}^2$ — отношение сигнал/помеха по мощности на входе АУКО; $g_{пор}$ — пороговое отношение сигнал/помеха; g_0 — отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе ИК при обнаружении ЧМС; T_1 — постоянная времени ФНЧ; N_n — спектральная плотность помехи на входе АУКО; $r_n(\tau)$ — огибающая коэффициента автокорреляции помехи.

В результате расчетов следует, что для обеспечения вероятности правильного обнаружения $P_{по} = 0,95$ и вероятности ложных тревог $P_{лт} = 10^{-4} \div 10^{-6}$ при $\tau = 10$ с, $\Delta f_d = 5 \cdot 10^7$ Гц и $\Delta f_n = 10^8$ Гц необходимо иметь $T_1 = 10^{-3}$ с, чтобы выходное отношение сигнал/помеха было в пределах $g_0 = 5,84 \div 6,84$, пороговое отношение сигнал/помеха $g_{пор} = 4,3 \div 5,3$ и входное отношение сигнал/помеха $g_{вх}^2 = 1,3 \cdot 10^{-2}$ (-18,8 дБ) \div $1,55 \cdot 10^{-2}$ (-18,1 дБ).

При увеличении T_1 до 0,1 с для достижения тех же вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги требуется, чтобы $g_0 = 5,95 \div 6,8$, $g_{\text{пор}} = 4,3 \div 5,3$ и $g_{\text{вх}}^2 = 1,3 \cdot 10^{-3}$ (-28,8 дБ) \div $1,52 \cdot 10^{-3}$ (-28,17 дБ).

Для оптимизации характеристик обнаружения необходимо обеспечить декорреляцию помехи в АУКО при сохранении высокого уровня корреляции сигнала, что возможно при выполнении следующих условий $r_n(\tau) = 0$; $r_n(\tau) = 1/\Delta f_n$; $r_s(\tau) \geq r_{\text{пор}}$, где $r_{\text{пор}}$ — пороговое значение огибающей коэффициента автокорреляции сигнала.

Обнаружение ЧМС осуществляется при сравнении напряжения $U_3(T)$ с порогом $U_{\text{пор}}$

$$H_s: U_3(T) > U_{\text{пор}} \text{ при } t_0 \leq t < t_0 + T_a,$$

где H_s — гипотеза о наличии ЧМС.

Напряжение порога устанавливается при отсутствии полезного сигнала на входе по заданной величине вероятности ложной тревоги $P_{\text{по}}$.

2.2.3. После обнаружения ЧМС начинается этап измерения девиации ЧМС основе линейно-дискретной перестройки ПЛЗ. При этом на выходе ИК и ВУ имеем

$$\begin{aligned} U_3(t) &= U_{m3} J_0(\beta_3); \\ U_4(t) &= U_{m4} J_0[\beta_3(t)] - U_{\text{см}}; \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$\beta_3(t) = 2 \frac{\Delta f_{\text{д}}}{F} \sin[\pi F \tau(t)]; \quad \tau(t) = \dot{\tau} t; \quad \tau_{\text{н}} \leq \tau(t) \leq \tau_{\text{в}}; \quad \Delta \tau = \tau_{\text{в}} - \tau_{\text{н}};$$

$$\dot{\tau} = \frac{\Delta \tau}{T_{\text{ц}}}; \quad U_{\text{см}} = U_{m3} J_0(\beta_{30}); \quad T_{\text{ц}} \gg T_1,$$

где $\tau(t)$ — закон перестройки ПЛЗ; $\dot{\tau}$ — скорость перестройки ПЛЗ; $\tau_{\text{в}}$ — верхнее значение задержки, вносимой ПЛЗ; $\Delta \tau$ — диапазон перестройки ПЛЗ; $T_{\text{ц}}$ — длительность цикла перестройки ПЛЗ; $U_{\text{см}}$ — напряжение смещения; β_{30} — фиксированное значение β_3 , соответствующее нулю ДХ АУКО в режиме измерения девиации ЧМС.

Значение временного сдвига в ПЛЗ изменяется до тех пор, пока напряжение на выходе ИК не станет равным напряжению смещения УСМ вычитающего устройства ВУ, и напряжение на выходе Упр₁ не станет равным нулю. Напряжение смещения определяется в зависимости от уровня обрабатываемого ЧМ сигнала и устанавливается с помощью порогового устройства ПУ и делителя напряжений Дел₁.

После этого по измеренному значению времени задержки ПЛЗ величину девиации частоты вычисляют из следующего соотношения:

$$\Delta f_d = \frac{\beta_3}{2\pi\tau_0} = \frac{1,2}{2\pi\tau_0}, \quad (2.6)$$

где τ_0 — временной сдвиг ПЛЗ, при котором напряжение на выходе управителя Упр₁ равно нулю.

При приеме ЧМС с девиацией частоты $\Delta f_d = 5 \cdot 10^7$ Гц величина задержки ПЛЗ должна быть установлена, равной $\tau_0 = \frac{\beta_3}{2\pi\tau_0} = \frac{1,2}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^7} = 3,82 \cdot 10^{-9}$ с.

Если использовать для построения дискриминационной характеристики (ДХ) линейную аппроксимацию, представленную соотношениями

$$J_0(\beta_3) = \begin{cases} 1 - 0,1\beta_3 & \text{при } \beta_3 \in [0 \div 0,5], \\ 1,2 - 0,5\beta_3 & \text{при } \beta_3 \in [0,5 \div 2,4], \end{cases}$$

то напряжение смещения, соответствующее центру интервала изменения β_3 , будет равно $U_{см} = U_{m4} - J_0(1,2) = 0,6 - U_{m4}$. В установившемся режиме $U_4 = 0$, при этом в РУ₁ осуществляется вычисление оценки девиации $\hat{\Delta f}_d = 0,2 / \hat{\tau}_0$ на основе оценки задержки $\hat{\tau}_0$.

Графики ДХ, ее аппроксимации (2.7) и соответствующие напряжения смещения для $\beta_3 = 1,2$ представлены на рис. 2.4, а и б.

Границы изменения задержки τ_H и τ_B определяются из следующих соотношений

$$\tau_H = \frac{\beta_{30}}{2\pi\Delta f_{dB}}; \quad \tau_B = \frac{\beta_{30}}{2\pi\Delta f_{dH}}; \quad \Delta f_{dB} = \Delta f_{SB}/2,5; \quad \Delta f_{dH} = \Delta f_{SH}/2,5; \quad K_d = \Delta f_{dB}/\Delta f_{dH},$$

где β_{30} — эквивалентный индекс модуляции, при котором функция $J_0(\beta_3)$ первый раз пересекает нуль $J_0(2,4048) = 0$ (рис. 2.4); $\Delta f_{\text{сн}}$, $\Delta f_{\text{св}}$ — нижняя и верхняя границы ширины спектра ЧМС; $\Delta f_{\text{дн}}$, $\Delta f_{\text{дв}}$ — нижняя и верхняя границы девиации ЧМС; K_d — коэффициент перекрытия по девиации.

Исходя из того, что диапазон изменения ширины спектра принимаемых ЧМС лежит в пределах $10^7 \div 10^8$ Гц, получим

$$\Delta f_{\text{дн}} = 10^7/2,5 = 4 \cdot 10^6 \text{ Гц}; \quad \Delta f_{\text{дв}} = 10^8/2,5 = 4 \cdot 10^7 \text{ Гц};$$

$$\tau_{\text{н}} = 3,8 \cdot 10^{-9} \text{ с}; \quad \tau_{\text{в}} = 3,8 \cdot 10^{-8} \text{ с}; \quad K_d = 10^8/10^7 = 10.$$

При линейно-дискретном законе перестройки задержки и выборе шага изменения ПЛЗ $\tau_{\text{ш}}$ из условия $\tau_{\text{ш}} = \frac{\Delta\beta_3}{2\pi\Delta f_{\text{дв}}}$, где $\Delta\beta_3$ — изменение β_3 при изменении ПЛЗ на $\tau_{\text{ш}}$, максимальная длительность цикла перестройки ПЛЗ равна $T_{\text{ц}} \leq m_{\text{ш}}T_2$, $m_{\text{ш}} = \Delta\tau/\tau_{\text{ш}}$, где $\tau_{\text{ш}}$ — максимальное количество шагов поиска при оценивании девиации ЧМС; T_2 — постоянная времени Упр₁.

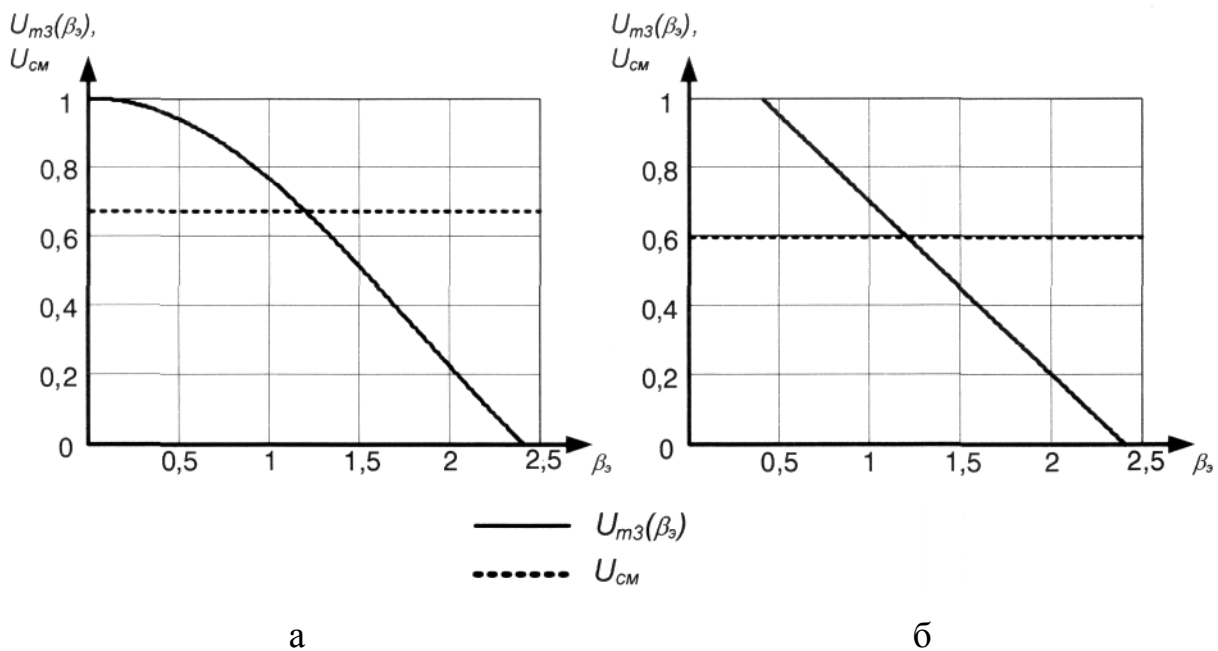


Рис. 2.4

Среднеквадратичная погрешность измерения девиации ЧМС $\sigma\Delta f_d$ рассчитывается следующим образом:

$$\sigma\Delta f_d = \Delta f_d/g_d; \quad g_d = \frac{\sqrt{2}J_0(1,2)g_{\text{ВХ}}^2\sqrt{\Delta f_{\text{н}}T}}{\sqrt{1+2g_{\text{ВХ}}^2}};$$

где g_d — отношение сигнал/помеха на выходе вычитающего устройства.

При ширине полосы пропускания ЛТ $\Delta f_n = 10^8$ Гц и при использовании ФНЧ с постоянной интегрирования $T_1 = 10^{-3}$ с погрешность оценивания девиации составляет $\sigma \Delta f_d / \Delta f_d = 0,34$ при отношении сигнал/шум на входе $g_{\text{вх}}^2 = 10^{-2}$ (–20 дБ) и выходе $g_d = 3$. Если постоянная интегрирования ФНЧ $T_1 = 0,1$ с, то погрешность оценивания девиации составляет $\sigma \Delta f_d / \Delta f_d = 0,034$, если отношение сигнал/шум на входе $g_{\text{вх}}^2 = 10^{-2}$ (–20 дБ) и выходе $g_d = 29,7$.

2.2.4. Таким образом, при обработке ЧМС со следующими параметрами: средняя частота $f_s = 10^9$ Гц; ширина спектра $\Delta f_s = 10^8$ Гц ($\Delta f_d = 5 \cdot 10^7$ Гц); модулирующая частота $F = 10^4$ Гц; ширина полосы пропускания ЛТ $\Delta f_n = 10^8$ Гц; постоянная интегрирования ФНЧ $T_1 = 0,1$ с; обеспечивается обнаружение сигнала с вероятностью правильного обнаружения $P_{\text{по}} = 0,95$ и вероятностью ложной тревоги $P_{\text{лт}} = 10^{-6}$ при входном отношении сигнал / помеха по мощности $g_{\text{вх}}^2 = 1,52 \cdot 10^{-3}$ (–28,17 дБ) и напряжении порога $g_{\text{пор}} = 5,3$. При этом выходное отношение сигнал/помеха по мощности составляет $g_0 = 6,8$.

Длительность этапа обнаружения определяется постоянной интегрирования ФНЧ $T_1 = 0,1$ с.

В режиме измерения девиации частоты ЧМС с указанными параметрами обеспечивается относительная среднеквадратичная погрешность измерения девиации $\sigma \Delta f_d / \Delta f_d = 0,034$ при входном отношении сигнал / шум $g_{\text{вх}}^2 = 10^{-2}$ (–20 дБ). При этом на выходе отношение сигнал/шум составляет $g_d = 29,7$. Длительность этапа измерения девиации частоты определяется временем перестройки ПЛЗ и постоянной интегрирования ФНЧ и равно $T_{\text{об}} = T_{\text{ц}} + T_1$. Как было показано выше, исходя из того, что диапазон изменения ширины спектра принимаемых ЧМС находится в пределах $10^7 \div 10^8$ Гц, то интервал возможных задержек ПЛЗ равен $\Delta \tau = 3,8 \cdot 10^{-8} \div 3,8 \cdot 10^{-9} = 3,42 \cdot 10^{-8}$ с. Полагая скорость перестройки ПЛЗ $\dot{\tau} = 10^{-3}$ с, получим длительность цикла перестройки ПЛЗ $T_{\text{ц}} = \Delta \tau / \dot{\tau} = 3,42 \cdot 10^{-5} / 10^{-3} = 3,42 \cdot 10^{-5}$ с. В виду малости полученного времени перестройки

ПЛЗ можно считать, что длительность этапа измерения девиации частоты равно $T_{об} = T_1 = 0,1$ с.

Из полученных результатов следует, что предлагаемая структура адаптивного автокорреляционного экспресс-анализатора способна обнаруживать широкополосный ЧМ сигнал при очень малых входных отношениях сигнал/шум и производить измерение девиации частоты (ширины спектра) с приемлемой точностью при отсутствии априорной информации о его параметрах.

2.3. ПРОЕКТНОЕ ЗАДАНИЕ

Рассчитать величину выходного отношения сигнал/помеха по напряжению g и нормированного порога $g_{пор}$ в энергетическом обнаружителе при заданных значениях вероятности ложных тревог $P_{лт}$ и вероятности правильного обнаружения $P_{по}$.

2.4. КВАЛИМЕТРИЯ ПО 2 МОДУЛЮ

2.4.1. Вопросы для самопроверки

1. Какие основные характеристики у гауссовых случайных процессов?
2. Какие основные характеристики у негауссовых случайных процессов?
3. Какие основные характеристики у стационарных случайных процессов?
4. Какие основные характеристики у нестационарных случайных процессов?
5. Какие основные характеристики у эргодических случайных процессов?
6. Какие основные характеристики у неэргодических случайных процессов?
7. Какие должны быть условия приема согласованного по спектру?
8. К чему приводит наличие априорной неопределенности по частоте?
9. Выбор типов обнаружителей в зависимости от уровня априорной неопределенности?
10. Какие достоинства и недостатки у когерентных обнаружителей?

11. Какие достоинства и недостатки у когерентных обнаружителей с квадратной обработкой?
12. Какие достоинства и недостатки у энергетических обнаружителей?
13. Какие достоинства и недостатки у автокорреляционных обнаружителей?
14. Какие технические требования предъявляются к средствам обработки, обеспечивающим сжатие сложных сигналов во времени?
15. Какие технические требования предъявляются к средствам обработки, обеспечивающих свертку спектра сложных сигналов?
16. Провести сравнение обнаружителей на основе согласованной фильтрации и корреляционной обработки.
17. При каких условиях необходимо использовать для расчета характеристик обнаружения нормальный закон распределения выходного эффекта?
18. При каких условиях необходимо использовать для расчета характеристик обнаружения закон Релея-Райса распределения выходного эффекта?
19. Приведите сравнение характеристик нормального закона и закон Релея-Райса распределения выходного эффекта.
20. Почему снижается помехоустойчивость обнаружения при приеме сигналов на фоне нестационарной гауссовой помехи?
21. Какие основные характеристики у частотно-модулированных сигналов с гармоническим законом?
22. Какие основные характеристики у линейно-частотно-модулированного сигнала?
23. Какие основные характеристики у двухпозиционного частотно-модулированного сигнала?
24. Какие основные характеристики у сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты?
25. Какие основные характеристики у частотно-модулированного сигнала с пилообразным законом изменения частоты?
26. От каких характеристик, перечисленных в вопросах 21—25, зависит ве-

личина базы?

27. Какие достоинства и недостатки у частотно-модулированных сигналов с гармоническим законом изменения частоты по сравнению с фазоманипулированными сигналами?

28. Какие достоинства и недостатки у линейно-частотно-модулированных сигналов по сравнению с фазоманипулированными сигналами?

29. Какие достоинства и недостатки у частотно-модулированных сигналов с пилообразным законом изменения частоты по сравнению с фазоманипулированными сигналами?

30. Какие достоинства и недостатки у сигналов псевдослучайной перестройкой рабочей частоты по сравнению с фазоманипулированными сигналами?

2.4.2. Тесты для самопроверки

Тест 1. Чему равно входное отношение сигнал/шум по мощности, если отношение спектральной плотности сигнала к спектральной плотности помехи равно 10, а ширина спектра сигнала в 10 раз превышает эквивалентную шумовую полосу линейного тракта приемника?

Ответы: 1) 10; 2) 5; 3) 3; 4) 1.

Тест 2. Чему равен выигрыш в отношении сигнал/шум по напряжению за счет свертки спектра частотно-модулированного сигнала с гармоническим законом изменения частоты, если отношение ширины спектра сигнала к полосе пропускания следящего фильтра равно 100?

Ответы: 1) 100; 2) 50; 3) 30; 4) 10.

Тест 3. Чему равна разрешающая способность по частоте в последовательном спектральном анализаторе, если скорость перестройки гетеродина по частоте равняется 10^{10} Гц/с?

Ответы: 1) 10^8 Гц; 2) 10^7 Гц; 3) 10^6 Гц; 4) 10^5 Гц.

Тест 4. Какой должна быть верхняя граничная частота фильтра нижних частот в квадратурных каналах автокорреляционного частотного дискриминатора, если частота модуляции равна 10 кГц, а девиация частоты равна 1 МГц?

Ответы: 1) 10^6 Гц; 2) $3 \cdot 10^5$ Гц; 3) 10^5 Гц; 4) $\leq 10^4$ Гц.

2.4.3. Таблица для переводов ответов в оценку

№ теста	Ответ № 1	Ответ № 2	Ответ № 3	Ответ № 4
Тест № 1				✓
Тест № 2				✓
Тест № 3				✓
Тест № 4				✓

Знаком «✓» обозначены правильные ответы. При наличии у студента трех или четырех правильных ответов — оценка «зачет», при прочих вариантах количества правильных ответов — оценка «незачет».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ КО 2 МОДУЛЮ

1. Дятлов А. П., Дятлов П. А. Анализ и моделирование обнаружителей и демодуляторов связанных сигналов: Учебное пособие № 3793. — Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2005.
2. Дятлов А. П., Дятлов П. А. Анализ и моделирование демодуляторов сигналов: Методические указания к лабораторно-практическим занятиям № 3500. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2003.

3 УЧЕБНЫЙ МОДУЛЬ

«АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ЧАСТОТНЫЕ ДИСКРИМИНАТОРЫ ПРИ ОЦЕНИВАНИИ СРЕДНЕЙ И МОДУЛИРУЮЩЕЙ ЧАСТОТ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ (ЧМС)»

3.1. КОМПЛЕКСНАЯ ЦЕЛЬ МОДУЛЯ

— изучение принципов построения автокорреляционных частотных дискриминаторов, предназначенных для оценивания средней и модулирующей частот широкополосных частотно-модулированных сигналов.

3.2. СОДЕРЖАНИЕ 3 МОДУЛЯ

3.2.1. При проведении радиомониторинга (РМ) радиоизлучений (РИ) средств связи к числу наиболее важных задач следует отнести задачи обнаружения и оценивания частоты слабых ЧМС, когда входное отношение сигнал / шум по напряжению $g_{\text{вх}}$ меньше единицы.

Использование известных спектральных методов для решения указанных задач РМ приводят к большой сложности аппаратурной реализации или низкому быстродействию.

Для преодоления отмеченных недостатков используют частотные дискриминаторы (ЧД) на расстроенных контурах и с фазовым детектированием. Однако при обработке слабых широкополосных ЧМС данные ЧД обладают низкой помехоустойчивостью и большой погрешностью оценивания средней частоты.

В данном модуле рассматриваются принципы построения многошкальных автокорреляционных частотных дискриминаторов (АЧД), обеспечивающих возможность снижения погрешности при оценивании средней частоты слабых широкополосных ЧМС.

В настоящее время в средствах радиомониторинга (СРМ) из различных вариантов АЧД наиболее широко используются АЧД с квадратурной обработкой (АЧД_{КО}), обладающие высокими техническими и эксплуатационными характеристиками и обеспечивающие инвариантность результатов оценивания частоты к уровню сигналов в широком динамическом диапазоне и наличии замираний.

Алгоритм оценивания частоты в АЧД_{КО} имеет вид :

$$\hat{f}_c = \frac{1}{2\pi\tau} \operatorname{arctg} \frac{R_{y\perp}(\tau)}{R_y(\tau)}, \quad \hat{f}_c = f_0 - f_e,$$

где \hat{f}_c — оценка средней частоты сигнала f_0 ; $R_y(\tau), R_{y\perp}(\tau)$ — квадратурные составляющие автокорреляционной функции процесса $y(t)$, τ — величина временного сдвига, вносимого линией задержки, f_e — частота гетеродина.

Структура АЧД_{КО} приведена на рис. 3.1, где ЛТП — линейный тракт приемника СРМ, ЛЗ — линия задержки, Фвр — фазовращатель на $\pi/2$, П — перемножитель, Инт — интегратор, Дел — делитель напряжений, ФП — функциональный преобразователь вида $\frac{1}{2\pi\tau} \operatorname{arctg} X$.

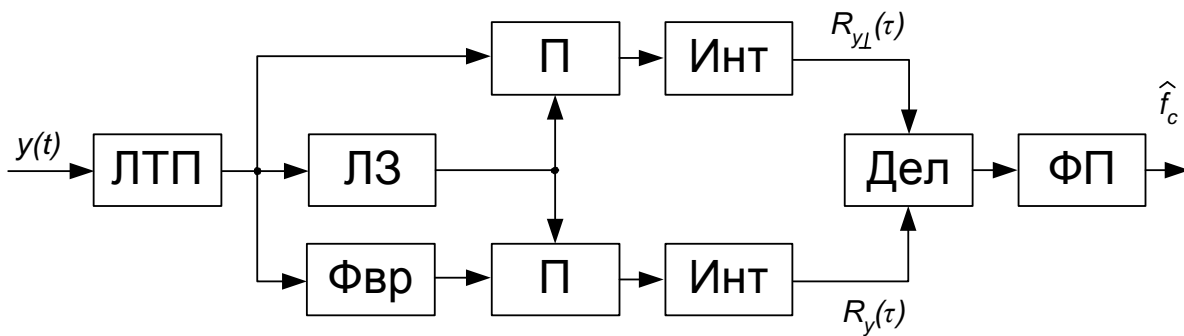


Рис. 3.1

Дискриминационная характеристика АЧД_{КО} имеет периодический пилообразный характер.

К числу основных характеристик АЧД_{КО} относятся:

- рабочий частотный диапазон — Δf_n ;
- диапазон однозначного оценивания частоты — Δf_0 ;
- крутизна дискриминационной характеристики — S ;
- реальная чувствительность — P_A ;

- среднеквадратическая флюктуационная погрешность оценивания частоты — σf ;
- быстродействие — T_A ;
- динамический диапазон входных сигналов — D .

При использовании в СРМ в качестве ЛТП супергетеродинных приемников характеристики АЧД_{КО} определяются из следующих соотношений:

$$\Delta f_n \geq \Delta f_c + \Delta f_d; \quad \Delta f_0 = \frac{1}{2\tau} \leq \Delta f_n; \quad P_A = \sigma_n^2 g_{\text{вх}}^2;$$

$$S = 2\pi\tau; \quad \sigma_n^2 = kT_0 N_{uu} \Delta f_n; \quad kT_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ Вм/Гц};$$

$$P_a \leq P_c; \quad P_c = WS_A; \quad S_A = \frac{G\lambda^2}{4\pi\eta}; \quad \lambda = \frac{c}{f_0};$$

$$c = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}; \quad \sigma f = \frac{1}{Sg_{\text{КО}}}; \quad T_A \geq T; \quad D = \frac{P_{\text{мс}}}{P_c},$$

где N_{uu} — коэффициент шума ЛТП; P_c — уровень сигнала на входе СРМ; W — плотность потока мощности на входе СРМ; S_A — эффективная площадь приемной антенны А; λ — рабочая длина волны ЧМС; η — коэффициент использования площади антенны А; G — коэффициент усиления антенны А; T — постоянная интегрирования на выходе АЧД_{КО}; $g_{\text{КО}}$ — отношение сигнал / шум по напряжению на выходе АЧД_{КО}; $P_{\text{мс}}$ — максимально ожидаемый уровень сигнала на входе СРМ; S — крутизна дискриминационной характеристики.

Модель радиообстановки (РО) на входе АЧД_{КО}, устанавливаемого на входе ЛТП СРМ представляет собой аддитивную смесь

$$y(t) = S(t, l, \bar{\alpha}) + n(t) \quad \text{при} \quad t_0 \leq t \leq t_0 + T_c;$$

$$S(t, l, \bar{\alpha}) = U_{\text{мс}} \cos[\omega_0 t + \beta \sin \Omega t + \varphi_0]; \quad \beta = \frac{\Delta f_\delta}{F};$$

$$\Delta \omega_\delta = 2\pi \Delta f_\delta; \quad \Omega = 2\pi F; \quad \omega_0 = 2\pi f_0; \quad \sigma_n^2 = N_n \Delta f_n,$$

где $S(t, l, \bar{\alpha})$ — квазидетерминированный ЧМС с априорно неизвестными амплитудой $U_{\text{мс}}$, средней частотой ω_0 , начальной фазой φ_0 , индексом модуляции β ; частотой модуляции Ω ; l — информационный параметр (в данном случае ω_0);

$\vec{\alpha} \in [U_{\text{mc}}, \varphi_0, \beta, \Omega]$ — сопутствующие параметры; $\Delta\omega_d$ — девиация частоты; $n(t)$ — гауссова стационарная помеха с известной автокорреляционной функцией $R_n(\tau) = \sigma_n^2 \frac{\sin(\pi\Delta f_n \tau)}{\pi\Delta f_n \tau} \cos \omega_n \tau$; σ_n^2 — дисперсия помехи $n(t)$; N_n — спектральная плотность помехи $n(t)$; Δf_n — рабочий частотный диапазон АЧД_{КО}; ω_n — средняя частота рабочего частотного диапазона АЧД_{КО}.

Исходные условия при оценивании ω_0 описываются следующими соотношениями:

$$\Delta f_c \leq \Delta f_n; \quad \Delta f_c = 2F(\beta + \sqrt{\beta} + 1); \quad \beta \gg 1;$$

$$g_{\text{вх}}^2 = \frac{U_{\text{mc}}^2}{2\sigma_n^2} < 1; \quad \frac{10}{F} \leq T \leq T_A; \quad \Delta f_c T \gg 1,$$

где Δf_c — ширина спектра ЧМС; T — постоянная интегрирования в АЧД_{КО}.

При воздействии ЧМС на вход АЧД_{КО} напряжения на выходе квадратурных каналов $U_s(T)$, $U_c(T)$ и УКО $U_f(T)$ имеет вид:

$$U_s(T) = \frac{K_{\Pi} U_{\text{mc}}^2}{2} J_0(\beta_3) \sin \omega_0 \tau; \quad \beta_3 = 2 \frac{\Delta f_d}{F} \sin(\pi F \tau);$$

$$U_c(T) = \frac{K_{\Pi} U_{\text{mc}}^2}{2} J_0(\beta_3) \cos \omega_0 \tau; \quad r_c(\tau) = J_0(\beta_3);$$

$$U_f(T) = S(f_0 - f_n); \quad S = 2\pi\tau; \quad K_{\Pi} = 1/B,$$

где K_{Π} — коэффициент передачи перемножителя Π ; $J_0(\beta_3)$ — функция Бесселя нулевого порядка; β_3 — эквивалентный индекс модуляции; $r_c(\tau)$ — огибающая коэффициента автокорреляции ЧМС.

Сравнение напряжений $U_s(T)$ и $U_c(T)$ при воздействии на вход АЧД_{КО} гармонического сигнала (ГС) и ЧМС показывает, что при наличии в сигнале частотной модуляции в выходном эффекте появляются динамические искажения, пропорциональные коэффициенту $J_0(\beta_3)$.

Для оценки величины энергетических потерь, обусловленных динамическими искажениями при $\beta_3 \in [0; 2,4]$ и $F\tau < 1$, можно использовать следующие соотношения:

$$\beta_s = 2\pi\Delta f_\delta \tau;$$

$$J_0(\beta_s) = \begin{cases} 1 - 0,1\beta_s & \text{при } \beta_s \in [0; 0,5], \\ 1,2 - 0,5\beta_s & \text{при } \beta_s \in [0,5; 2,4]. \end{cases}$$

Среднеквадратическая погрешность оценивания частоты ω_0 в одношкальном АЧД_{КО} σf_1 равна

$$\sigma f_1 = \frac{1}{Sg_A}; \quad g_A = \frac{g}{\sqrt{2}};$$

$$g = \frac{\sqrt{2}r_c(\tau)g_{\text{BX}}^2\sqrt{\Delta f_n T}}{\sqrt{1+r_n^2(\tau)+2g_{\text{BX}}^2[1+r_c(\tau)r_n(\tau)]}}; \quad r_c(\tau) = J_0(2\pi\Delta f_\delta \tau);$$

$$r_n(\tau) = \frac{\sin(\pi\Delta f_n \tau)}{\pi\Delta f_n \tau},$$

где g_A — отношение сигнал / шум по напряжению на выходе АЧД_{КО}; g — отношение сигнал / шум по напряжению на выходе квадратурных каналов АЧД_{КО}; $r_n(\tau)$ — огибающая коэффициента автокорреляции помехи $n(t)$.

Для минимизации погрешности σf_1 необходимо обеспечить одинаковое влияние на результат флюктуационной и динамической составляющих, что возможно на основе использования результата решения следующей оптимизационной задачи:

$$[\tau \cdot r_s(\tau)]' = [\tau(1,2 - \pi\Delta f_\delta \tau)] = 0.$$

$$\text{При этом имеем } \tau = \frac{0,2}{\Delta f_\delta}; \quad S = \frac{1,2}{\Delta f_\delta}; \quad \beta_s = 1,2 \text{ и } r_s(\tau) = J_0(1,2) = 0,67.$$

Выражение для отношения сигнал/шум g_A можно упростить, учитывая, что при $\Delta f_n = 2,5\Delta f_\delta$, $r_n(\tau) = 0,64$, а $r_c(\tau) = 0,67$

$$g_A = \frac{0,67g_{\text{BX}}^2\sqrt{\Delta f_n T}}{\sqrt{1,4 + 2,86g_{\text{BX}}^2}}.$$

С учетом вышеизложенного при $g_{\text{BX}}^2 < 1$ имеем

$$\sigma f_1 = \frac{1,47\Delta f_\delta}{g_{\text{BX}}^2\sqrt{\Delta f_n T}}.$$

Иллюстрация полученных результатов приводится на рис. 3.2 в виде графической зависимости $\sigma f_1 = f[g_{\text{вх}}^2]$ при $S = \frac{1,2}{\Delta f_0}$ и $\Delta f_n T = 10^6$. Откуда следует, при $\Delta f_0 = 10^6$ Гц; $g_{\text{вх}}^2 = 10^{-2}$ имеем $\sigma f_1 = 1,47 \cdot 10^5$ Гц.

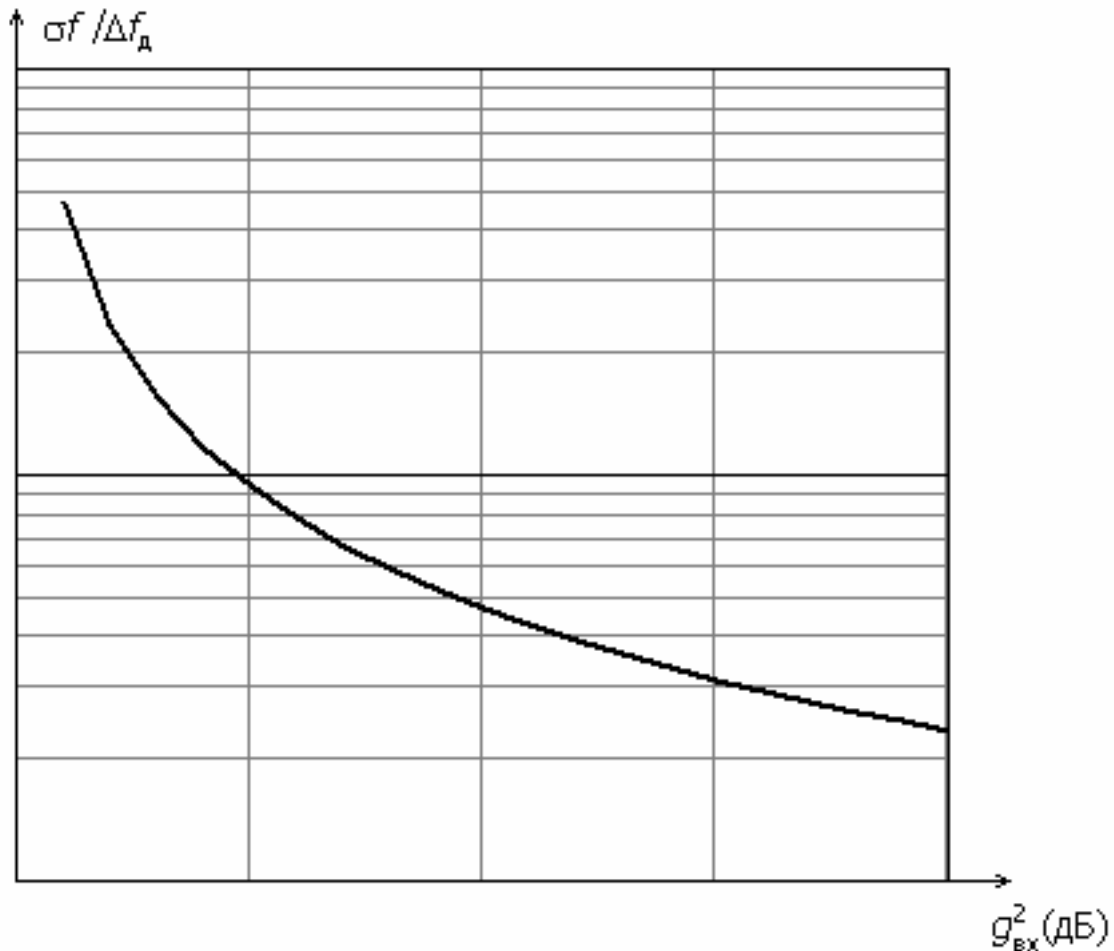


Рис. 3.2

Произведем сравнение одношкального АЧД_{КО} и ЧД на расстроенных контурах, для которого справедливы следующие соотношения:

$$\sigma f_0 = \frac{1}{S_0 g_0}; \quad S_0 = \frac{1}{\Delta f_n}; \quad g_0 = \frac{g_{\text{ex}}^2 \sqrt{\Delta f_n T}}{\sqrt{0,5 + 2g_{\text{ex}}^2}},$$

где σf_0 — погрешность оценивания частоты ω_0 в ЧД; S_0 — крутизна дискриминационной характеристики ЧД; g_0 — отношение сигнал / шум по напряжению на выходе ЧД.

При $g_{\text{вх}}^2 < 1$ и $\Delta f_n = 2,5\Delta f_0$ для ЧД имеем

$$\sigma f_0 = \frac{1,75 \Delta f_0}{g_{\text{ex}}^2 \sqrt{\Delta f_n T}}.$$

Сопоставление приведенных выше соотношений показывает, что одношкальный АЧД обеспечивает по сравнению с ЧД на расстроенных контурах снижение погрешности оценивания частоты в 1,2 раза.

Полученные результаты показывают, что одношкальный АЧД, также как и ЧД на расстроенных контурах, при приеме слабых широкополосных ЧМС ($g_{\text{BX}}^2 \leq 10^{-2}$; $\Delta f_0 \geq 10^6$ Гц) не позволяют оценивать доплеровские смещения частоты f_0 в интервале $\Delta f_{\text{дон}} \leq 10^5$ Гц при $\Delta f_n T \leq 10^6$.

3.2.2. С целью обеспечения оценивания доплеровского смещения частоты ω_0 ЧМС необходимо существенно уменьшить погрешность σf , что становится возможным при переходе к многошкальному построению АЧД_{КО} с введением “точной” шкалы, в которой реализуется максимально возможная крутизна S_M .

Выбор значения крутизны S_M следует осуществлять на основе следующих факторов:

- достижимой добротности ЛЗ $B_{\text{ЛЗ}} = \Delta f_n \tau$;
- значений временного сдвига точек максимума периодической автокорреляционной функции ЧМС;
- допустимого количества шкал в АЧД_{КО} N .

С учетом вышеизложенного диапазон изменений крутизны S для многошкальных АЧД находится в интервале от нижнего значения $S_n = \frac{1,2}{\Delta f_0}$ до макси-

мального $S_m = 2\pi\tau_M$, где $\tau_M = \frac{B_{\text{ЛЗ}}}{\Delta f_n}$ — максимально достижимое значение задержки ЛЗ.

Для устранения динамических искажений в АЧД_{КО} значения задержек в шкалах τ_i следует выбирать с учетом параметров принимаемого ЧМС в точках максимумов периодической автокорреляционной функции

$r_c(\tau) = J_0[2 \frac{\Delta f_d}{F} \cdot \sin(\pi F \tau)] = 1$, что обеспечивается при выполнении условий $F\tau = n$, где $n \in [1, 2, 3, \dots, 0,5FT]$.

Количество шкал в АЧД зависит от коэффициента масштабности K_M между шкалами и коэффициента перекрытия d , используемых в “точной” и “грубой” шкалах АЧД значений S .

В “точной” шкале АЧД_{КО}, обеспечивающей минимальное значение погрешности σ_{f_T} при выборе значения τ следует обеспечить выполнение следующих условий:

$$r_c(\tau) \rightarrow 1; \quad \tau \leq \tau_M; \quad \tau = \frac{n}{F}; \quad \tau \leq T_A - T; \quad n \in [1, 2, \dots].$$

При этом с учетом того, что $g_{\text{вх}}^2 \leq 1$; $r_c(\tau) = 1$; $r_n(\tau) \rightarrow 1$, для “точной” шкалы АЧД_{КО} имеем

$$\sigma_{f_T} = \frac{F}{2\pi n \cdot g_{\text{вх}}^2 \sqrt{\Delta f_n T}}.$$

При $B_{\text{ЛЗ}} = 10^4$ и $\Delta f_n = 10^7$ Гц максимально возможная крутизна в АЧД_{КО} равна $S_M = 2\pi \cdot \tau_M = 6,28 \cdot 10^{-3}$ В·с, т.е. при $\tau_T = \tau_M$ необходимо, чтобы модулирующие частоты в исследуемых ЧМС соответствовали следующему ряду

$$F = \frac{n}{\tau_M} = n \cdot 10^3 \text{ Гц}, \quad n \in [1, 2, \dots].$$

Иллюстрация полученных результатов приводится на рис. 3.3 в виде графической зависимости $\sigma_{f_T} = f(g_{\text{вх}}^2)$ при $S_M = 6,28 \cdot 10^{-3}$ В·с и $\Delta f_n T = 10^6$. Откуда следует, что при $g_{\text{вх}}^2 = 10^{-2}$ имеем $\sigma_{f_T} = 16$ Гц.

Необходимо отметить, что для устранения динамических искажений требуется выполнение условия $r_c(\tau) = 1$ ($F\tau = n$).

При этом погрешность σ_{f_T} соответствует погрешности оценивания доплеровского смещения гармонического сигнала.

Поскольку при РМ значение модулирующей частоты F , как правило, неизвестно, то это требует проведения подстройки ЛЗ на основе использования целеуказаний о частоте F .

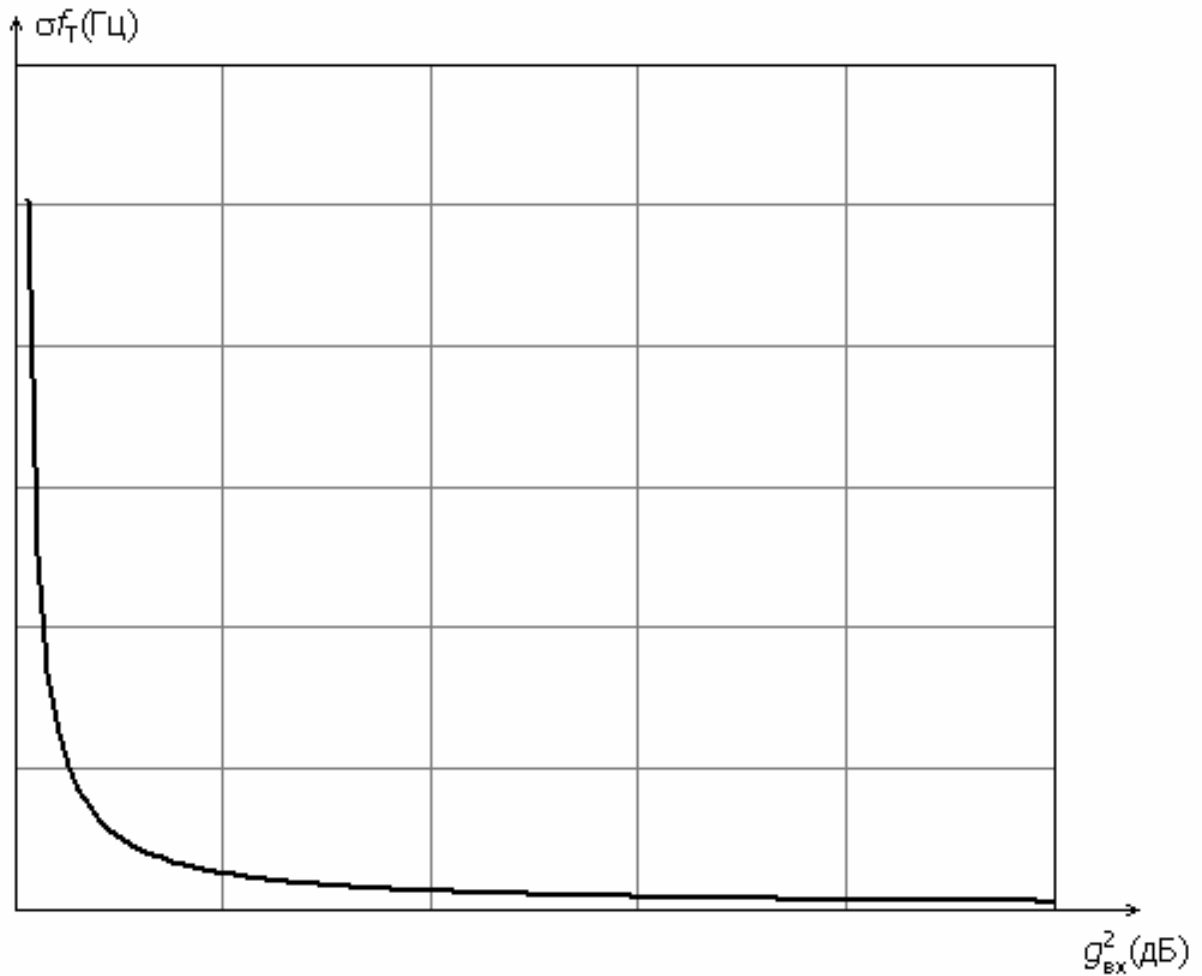


Рис. 3.3

К недостаткам “точной” шкалы АЧД_{КО} следует отнести наличие многозначности при отсчете оценки частоты f_0 . Диапазон однозначного оценивания частоты составляет $\Delta f_{01} = \frac{1}{2\tau_T} = 500$ Гц, и поскольку $\Delta f_{01} < \Delta f_n$, то возникает необходимость в устранении неоднозначности за счет использования многошкального принципа построения АЧД_{КО}.

Количество шкал N , обеспечивающих устранение многозначности отсчета частоты f_0 при ее изменении в пределах $\left[f_0 - \frac{\Delta f_n}{2}; f_0 + \frac{\Delta f_n}{2} \right]$ может быть рассчитано следующим образом

$$N = \text{ent}[\lg K_M d] + 1; \quad d = \frac{S_M}{S_H} = 5,3 \Delta f_d \tau_M; \quad K_M = \frac{\Delta f_{0(i-1)}}{\Delta f_{0i}} = \frac{\tau_i}{\tau_{(i-1)}},$$

где $ent [x]$ — целая часть x ; $\Delta f_{0i}, \Delta f_{0(i-1)}$ — диапазон однозначного отсчета частоты в “ i ” и “ $i-1$ ” шкалах АЧД; τ_i, τ_{i-1} — значения задержки, вносимой ЛЗ, в “ i ” и “ $i-1$ ” шкалах АЧД.

При $\Delta f_c = \Delta f_n = 10^7$ Гц; $\Delta f_d = 4 \cdot 10^6$ Гц; $\tau_M = 10^{-3}$ с и $K_M = 10$ необходимое количество шкал составляет $N = 5$, что существенно усложняет аппаратную реализацию АЧД_{КО}.

Количество шкал в АЧД_{КО} может быть уменьшено при наличии целеуказаний об интервале изменения частоты f_0 . Такая возможность появляется при необходимости оценивания доплеровского смещения частоты f_0 , диапазон изменения $\Delta f_{дон}$ которой известен. Так, например, при $\Delta f_{дон} = 5 \cdot 10^3$ Гц, $F \geq 10^4$ Гц, $\Delta f_c = \Delta f_n = 10^7$ Гц для обеспечения однозначного отсчета можно обойтись двухшкальным АЧД с $\tau_1 = 10^{-3}$ с и $\tau_2 = 10^{-2}$ с. При этом, как показано на рис. 3.3, в случае РМ слабых ЧМС, например, $g_{вх}^2 = 10^{-2}$, $\Delta f_n = 10^7$ Гц, $T = 0,1$ с обеспечивается погрешность $\sigma_{f_T} = 16$ Гц, что позволяет осуществлять РМ скрытных систем связи с использованием ЧМС.

Приведенные результаты показывают, что погрешность оценивания средней частоты ЧМС зависит не только от флюктуационных, но и от динамических погрешностей. С целью исключения динамических погрешностей необходимо осуществлять согласование параметров сигнала (модулирующей частоты) и ЛЗ, используемых в шкалах АЧД. При отсутствии априорной информации о параметрах ЧМС для обеспечения высокой точности оценивания средней частоты f_0 необходимо использование внешних целеуказаний о значении модулирующей частоты F для подстройки параметров АЧД.

3.3. ПРОЕКТНОЕ ЗАДАНИЕ

Рассчитать значения среднеквадратичной погрешности оценивания частоты в автокорреляционном частотном дискриминаторе при известных таких параметрах, как шумовая полоса пропускания линейного тракта приемника и выходное отношение сигнал/помеха по напряжению.

3.4. КВАЛИМЕТРИЯ ПО 3 МОДУЛЮ

3.4.1. Вопросы для самопроверки

1. Приведите алгоритм и структуру автокорреляционного частотного дискриминатора с типовой структурой?
2. Приведите алгоритм и структуру автокорреляционного частотного дискриминатора с корреляционно-фильтровой обработкой?
3. Приведите алгоритм и структуру автокорреляционного частотного дискриминатора с квадратурной обработкой?
4. Перечислите основные характеристики автокорреляционных частотных дискриминаторов.
5. Произведите сравнение различных типов автокорреляционных частотных дискриминаторов.
6. Произведите сравнение автокорреляционного частотного дискриминатора с частотным дискриминатором на расстроенных контурах.
7. Произведите сравнение автокорреляционного частотного дискриминатора с цифровым частотомером.
8. Произведите сравнение автокорреляционного частотного дискриминатора с последовательным спектроанализатором.
9. Произведите сравнение автокорреляционного частотного дискриминатора с параллельным спектроанализатором.
10. Назовите области применения корреляционных методов обработки сигналов в радиомониторинге.
11. Назовите области применения спектральных методов обработки сигнала-

лов в радиомониторинге.

12. Какая связь крутизны дискриминационной характеристики автокорреляционного частотного дискриминатора с основными характеристиками средств радиомониторинга?

13. Какая связь среднеквадратичной погрешности оценивания частоты в автокорреляционном частотном дискриминаторе с шириной рабочего частотного диапазона?

14. Чем обусловлена многозначность отсчета частоты в автокорреляционных частотных дискриминаторах?

15. Чем определяется количество шкал в автокорреляционном частотном дискриминаторе?

16. От каких характеристик средств радиомониторинга зависит чувствительность автокорреляционного частотного дискриминатора?

17. Чем объясняется возможность уменьшения среднеквадратичной погрешности оценивания частоты в автокорреляционном частотном дискриминаторе при приеме периодических частотно-модулированных сигналов?

18. Из каких соображений выбирается величина временного сдвига, вносимого линией задержки, входящей в состав автокорреляционного частотного дискриминатора?

19. Из каких соображений выбирается верхняя граничная частота фильтра нижних частот в квадратурных каналах автокорреляционного частотного дискриминатора?

20. Чем отличается обработка информации в автокорреляционных частотных дискриминаторах в режимах оценивания средней частоты и оценивания девиации частоты?

21. Чем отличается обработка информации в автокорреляционных частотных дискриминаторах при оценивании средней частоты и модулирующей частоты?

22. Чем отличается обработка информации в автокорреляционных частотных дискриминаторах в режимах оценивания средней частоты и амплитуды

сигнала?

23. Чем отличается обработка информации в автокорреляционных частотных дискриминаторах в режимах оценивания средней частоты и интервала корреляции сигналов?

24. Какая существует связь между среднеквадратичной погрешностью оценивания частоты и диапазоном однозначного отсчета частоты в автокорреляционном частотном дискриминаторе?

25. Какая существует связь между среднеквадратичной погрешностью оценивания частоты и величиной модулирующей частоты частотно-модулирующего сигнала в автокорреляционном частотном дискриминаторе?

26. Какая существует связь между среднеквадратичной погрешностью оценивания частоты и количеством шкал, используемых в автокорреляционном частотном дискриминаторе?

27. Какая существует связь между среднеквадратичной погрешностью оценивания частоты и постоянной времени усреднения на выходе автокорреляционного частотного дискриминатора?

28. Перечислите энергетические информативные признаки частотно-модулированных сигналов?

29. Перечислите частотные информативные признаки частотно-модулированных сигналов?

30. Перечислите временные информативные признаки частотно-модулированных сигналов?

3.4.2. Тесты для самопроверки

Тест 1. Чему должна быть равна минимальная крутизна дискриминационной характеристики автокорреляционного частотного дискриминатора при заданной ширине рабочего частотного диапазона $\Delta f_n = 10^7$ Гц и известной ширине спектра сигнала $\Delta f_c = 10^6$ Гц?

Ответы: 1) 10^{-6} 1/Гц; 2) $3 \cdot 10^{-6}$ 1/Гц; 3) 10^{-7} 1/Гц; 4) $3,14 \cdot 10^{-7}$ 1/Гц.

Тест 2. Чему должна быть равна минимальная крутизна дискриминационной характеристики автокорреляционного частотного дискриминатора при заданном рабочем частотном диапазоне $\Delta f_n = 10^7$ Гц и известном диапазоне однозначного отсчета частоты $\Delta f_{\text{одн}} = 10^5$ Гц?

Ответы: 1) $2 \cdot 10^{-4}$ 1/Гц; 2) $3 \cdot 10^{-6}$ 1/Гц; 3) 10^{-7} 1/Гц; 4) $3,14 \cdot 10^{-5}$ 1/Гц.

Тест 3. Чему должна быть равно максимальное значение крутизны дискриминационной характеристики автокорреляционного частотного дискриминатора при радиомониторинге частотно-модулированного сигнала с частотой модуляции $f_{\Omega} = 10$ кГц и девиацией частоты $f_{\text{дев}} = 10^5$ Гц?

Ответы: 1) 10^{-5} 1/Гц; 2) $2 \cdot 10^{-5}$ 1/Гц; 3) $6 \cdot 10^{-5}$ 1/Гц; 4) $3,14 \cdot 10^{-4}$ 1/Гц.

Тест 4. Рассчитать допустимое значение среднеквадратичной погрешности оценивания частоты в автокорреляционном частотном дискриминаторе при заданной ширине рабочего частотного диапазона $\Delta f_n = 10^7$ Гц и эквивалентной шумовой полосе пропускания линейного тракта приемника $\Delta f_s = 6 \cdot 10^5$ Гц для доверительной вероятности $P_{\text{дов}} = 0,997$?

Ответы: 1) 10^7 /Гц; 2) 10^6 Гц; 3) $3 \cdot 10^5$ Гц; 4) 10^5 Гц.

3.4.3. Таблица для переводов ответов в оценку

№ теста	Ответ № 1	Ответ № 2	Ответ № 3	Ответ № 4
Тест № 1				✓
Тест № 2				✓
Тест № 3				✓
Тест № 4				✓

Знаком «✓» обозначены правильные ответы. При наличии у студента трех или четырех правильных ответов — оценка «зачет», при прочих вариантах количества правильных ответов — оценка «незачет».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ К 3 МОДУЛЮ

1. Дятлов А.П. Автокорреляционные частотные дискриминаторы: Учебное пособие. — Таганрог: ТРТУ, 1988.
2. Дятлов А. П., Кульбикаян Б. Х. Радиомониторинг излучений спутниковых радионавигационных систем. — М.: Радио и связь, 2006.
3. Дятлов А. П., Дятлов П. А. Руководство к циклу лабораторных работ «Моделирование автокорреляционных частотных дискриминаторов» № 4212. — Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2008.
4. Дятлов А. П., Дятлов П. А. Анализ и моделирование обнаружителей и демодуляторов связанных сигналов: Учебное пособие № 3793. — Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2005.
5. Дятлов А. П., Дятлов П. А. Анализ и моделирование демодуляторов сигналов: Методические указания к лабораторно-практическим занятиям № 3500. Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2003.