

Степанов А. В., Матвеев С. А.

Методы компьютерной обработки сигналов систем радиосвязи

Москва
СОЛОН-Пресс
2003

Предисловие

Наше время характеризуется бурным развитием и внедрением в повседневную жизнь разнообразных средств связи, дающих людям уникальную возможность круглосуточного общения между собой независимо от их местонахождения на земном шаре. При этом современные коммуникационные системы помимо предоставления услуг традиционной телефонной связи позволяют своим абонентам отправлять и принимать сообщения передачи данных, обмениваться факсимильными и видеоизображениями, проводить аудио- и видеоконференции и реализовывать большое число других коммуникационных потребностей.

Организация информационных потоков и способы их передачи в системах связи за последние 50 лет претерпели значительные изменения. Для современных связных систем характерен постоянный рост количества корпоративных и индивидуальных абонентов. Увеличение объема передаваемой ими информации приводит к необходимости использования все большего числа различных каналов радио- и проводной связи. Для обеспечения высокой пропускной способности связных каналов принимаются специальные технические решения, включающие:

- внедрение сложных видов модуляции и кодирования, оптимально согласованных с конкретными физическими каналами по соотношению «скорость передачи/допустимые потери качества информации»;
- применение систем многоуровневого статического и динамического уплотнения информационных потоков;
- поддержку многоуровневых служб управления с возможностью динамического обмена данными между ними;
- широкое использование различных методов адаптации, позволяющих оптимизировать функционирование системы связи по маршрутам передачи сообщений, несущей частоте сигнала, мощности передатчика, виду модуляции, скорости передачи, способам уплотнения и кодирования и пр.;
- постоянную модернизацию отдельных аппаратных и программных составляющих систем связи по мере появления новых требований или коммуникационных технологий.

В значительной степени практическая реализация перечисленных способов совершенствования связных систем стала возможной благодаря достижениям современной микроэлектроники, особенно в области создания высокопроизводительных вычислительных устройств, и развитию методов цифровой обработки сигналов (ЦОС).

Существующие методы ЦОС позволяют решать большое число различных прикладных задач в связи, радиолокации, измерительной технике, медицине и других областях науки и техники, в которых прежде доминировали аналоговые системы. Преимущества цифровых систем обработки обусловлены целым рядом факторов. Так, аналоговые функциональные устройства, как правило, проигрывают цифровым по таким параметрам, как точность, быстродействие, объем обрабатываемых данных. Кроме того, устройства цифровой обработки при нормальной эксплуатации характеризуются отсутствием влияния внешних дестабилизирующих факторов, таких как температурный и временной дрейф параметров, воздействие наводок и др. И самое главное, применяя методы цифровой обработки, можно создавать устройства, позволяющие выполнять в принципе любое формально описываемое преобразование сигнала по сколь угодно сложному алгоритму с заданной степенью точности.

Подтверждением всему сказанному о преимуществах ЦОС является современная аппаратура связи, в которой широко используются различные процедуры анализа, фильтрации, детектирования, декодирования и др., реализованные цифровыми методами.

В настоящее время опубликовано большое количество работ (Рабинера Л. Р., Гоулда Б., Шафера Р. В., Отнеса Р., Энотсона Л., Прокиса Д., и др.), освещающих различные теоретические и практические вопросы, связанные с цифровой обработкой сигналов. Несмотря на это авторы приняли решение еще раз обратиться к рассмотрению ряда задач ЦОС, особенно часто возникающих при разработке аппаратуры радиоприема и радиомониторинга.

Внимательный анализ большей части публикаций по применению методов ЦОС в системах связи показывает, что они, в основном, рассматривают вопросы синтеза оптимальных по тем или иным критериям приемо-передающих трактов или отдельных их элементов. Однако существует класс практических задач, при решении которых использование оптимальных методов приема и обработки сигналов оказывается затруднительным из-за априорной неопределенности значения несущей частоты, вида модуляции, скорости манипуляции, характера демодулированного сигнала, а также из-за неоптимальных условий приема. Эта ситуация характерна для радиомониторинга, при решении задач надзора за работой радиопередающих средств, в радиолюбительской связи и в ряде других случаев. При этом в процессе радиоконтроля в общем случае необходимо выполнять следующие операции: поиск и обнаружение радиоизлучений с априорно неизвестными параметрами, определение вида и параметров их модуляции, измерение побочных составляющих радиоизлучений с целью оценки индивидуальных параметров радиопередатчика, демодуляция и декодирование сигналов и др.

В данной работе будут приведены материалы, обобщающие результаты теоретических исследований и опыт практической реализации методов цифровой обработки радиосигналов в условиях неполной информации о значениях их параметров. При этом кроме описания различных методов ЦОС большое внимание будет уделено возможностям их программной реализации.

В настоящее время существуют разные способы практического исполнения алгоритмов ЦОС. Они могут быть реализованы устройствами на жесткой логике, программируемыми логическими интегральными схемами, но наибольшее развитие получили программируемые вычислительные устройства — универсальные либо микропроцессоры в сочетании с управляющими компьютерами. Сегодня имеется широкая номенклатура различных устройств, основанных на использовании цифровых процессоров обработки сигналов (ЦПОС) и предназначенных для применения в коммуникационном оборудовании. При этом, несмотря на несомненные достоинства таких устройств, их использование связано с рядом трудностей экономического и технического характера. К ним относятся:

- высокая стоимость первичной разработки из-за необходимости приобретения достаточно дорогостоящего отладочного оборудования и привлечения программистов узкого профиля для разработки программного обеспечения на ЦПОС;
- сравнительно большие временные затраты на создание оборудования и его доведение до требуемых норм;
- высокая стоимость устройств, содержащих ЦПОС, сопоставимая со стоимостью современных персональных ЭВМ, а иногда и превышающая ее;
- трудность модернизации программного обеспечения из-за ограниченного вычислительного ресурса выбранных моделей ЦПОС;
- возможность программных конфликтов со стандартным оборудованием ЭВМ или другими вычислительными средствами.

При этом современные персональные ЭВМ (ПЭВМ) при сравнительно невысокой стоимости обладают скоростью вычислений, приближающейся к скорости ЦПОС. Существующие ПЭВМ имеют развитые аппаратные и программные средства взаимодействия с оператором и различными техническими устройствами. Они включают в свой состав стандартные устройства ввода/вывода аналоговых и цифровых сигналов, позволяют хранить большие объемы информации и представлять ее в требуемом пользователю виде. Существует большое число развитых инструментальных средств программирования, позволяющих сравнительно быстро создавать необходимые программные продукты. Все это в совокупности позволяет эффективно решать различные задачи ЦОС, опираясь на возможности современных ПЭВМ.

Исходя из вышесказанного, при подготовке материалов книги авторы сосредоточили основное внимание на особенностях решения задач цифровой обработки радиосигналов на типовых ПЭВМ с использованием стандартного оборудования и языков программирования.

Глава 1 является введением в предметную область и посвящена анализу тенденций развития цифровых систем связи, описанию существующих каналов связи и действующих в них помех, определению основных задач обработки систем связи.

Глава 2 посвящена вопросам обработки аналоговых сигналов с использованием ПЭВМ. В ней рассмотрены способы цифрового представления аналоговых сигналов, приведен обзор существующих типов ПЭВМ, операционных систем и специального программного обеспечения (СПО). Даны рекомендации по выбору аппаратного и общего программного обеспечения, сетевых и инструментальных средств для разработки СПО. Также в этой главе рассматриваются особенности обработки сигналов в реальном масштабе времени.

В главе 3 описываются процедуры анализа сигналов на основе вычисления их амплитудных, частотных, фазовых и спектральных параметров. Особое внимание уделено методам автоматического определения вида и параметров модуляции и скорости манипуляции.

В главе 4 обсуждаются вопросы помехоустойчивой обработки радиосигналов с использованием методов цифровой фильтрации и адаптивной коррекции. Отдельный раздел главы посвящен особенностям помехоустойчивой обработки речевых сигналов.

Глава 5 содержит описание различного рода квазиоптимальных методов цифровой демодуляции сигналов, в ней подробно рассматриваются вопросы реализации квадратурного цифрового демодулятора и методы оценки качества демодуляции в условиях различного рода искажений сигналов.

Глава 6 посвящена практической реализации компьютерных методов обработки сигналов. В ней дано описание некоторых аппаратно-программных комплексов радиомониторинга и приведен пример реализации комплекта программ обработки радиосигналов.

При изложении различных методов ЦОС приводятся примеры программ на языке программирования «Паскаль».

Авторы надеются, что приведенные в книге материалы окажут практическую помощь специалистам при разработке различных средств цифровой обработки радиосигналов и выражают глубокую благодарность своим коллегам по работе, многолетнее сотрудничество с которыми позволило накопить опыт в рассматриваемой области и, как следствие, написать данную книгу.

Глава 1. Введение в обработку сигналов систем радиосвязи

1.1. Тенденции развития современных систем радиосвязи

Характерной особенностью современного этапа развития цивилизации является широкое внедрение в различные области человеческой деятельности разнообразных систем и сетей связи. При этом системы связи различаются по назначению, архитектуре построения, пропускной способности, помехоустойчивости, способам передачи информации от отправителя к получателю, методам кодирования и шифрования, типам используемого оборудования, а также стоимостью коммуникационных услуг и услуг на развертывание и эксплуатацию связного оборудования. Перечисленные различия были обусловлены децентрализованным развитием рынка коммуникационных услуг, при котором для разработки и изготовления средств связи привлекалось и до настоящего времени привлекается большое количество различных государственных и коммерческих организаций, выпускающих свою продукцию с использованием разных принципов построения и технологических решений. Эта ситуация существенно осложняла вопросы организации надежной и качественной связи в различных областях промышленности, науки, военной сферы и др. По этой причине значительные усилия разработчиков были направлены на решение вопросов интеграции и стандартизации систем и сетей связи и их отдельных компонент. В решении вопросов стандартизации активное участие принимают крупные международные организации — Международная организация по стандартизации (International Organization for Standardization), Международный союз электросвязи (МСЭ, International Telecommunication Union), Европейский институт стандартов связи (European Telecommunication Standard Institute), Американский национальный институт стандартов (American National Standard Institute) и др.

Важные решения по организации связи принимаются на конференциях, проводимых под эгидой подобных организаций, например Европейской конференции администраций почт и связи (Conference for European Post and Telecommunication Operators), Всемирной административной конференции по радиосвязи (World Administrative Radio Conference), Всемирной конференции по стандартам связи (World Telecommunications Standard Conference). Кроме того, существуют отдельные ведомственные стандарты для конкретных связных систем. Так, крупнейшая организация в области предоставления услуг спутниковой связи Intelsat имеет ряд своих стандартов (например, IESS-Intelsat Earth Station Standard).

Принятые стандарты обычно оформляются в виде соответствующих рекомендаций. Рекомендации МСЭ, принимаемые и корректируемые на конференциях, проводящихся раз в несколько лет, оформляются в виде книг, часто называемых по цветам (например «Оранжевая книга»). В табл. 1.1 приведено содержание различных серий рекомендаций МСЭ-Т.

Таблица 1.1

№ п.п	Серия	Содержимое серий рекомендаций МСЭ-Т
1	А	Организация работы и взаимодействия с МСЭ-Т
2	В	Определения, обозначения, классификация в системе коммуникаций

3	C	Базовая статистика по коммуникациям
4	D	Порядок расчетов тарифов на использование информационных технологий
5	E	Глобальные сетевые технологии, телефония, операции по эксплуатации и человеческие факторы
6	F	Нетелефонные телекоммуникационные службы
7	G	Системы передачи информации и вещания, цифровые системы и сети
8	H	Системы организации видеоконференций и передачи мультимедийной информации
9	I	Цифровые сети интегрального обслуживания
10	J	Передача ТВ, звуковых и мультимедийных сигналов
11	K	Защита сетей передачи информации от внешних помех
12	L	Сборка, установка и защита кабелей и внешних устройств передачи информации
13	M	Эксплуатация сетей и телекоммуникационных средств — международные системы передачи, телефонные сети, телеграфные и факсимильные цепи
14	N	Эксплуатация и обслуживание — международные ТВ-сети (передача видео- и звуковой информации)
15	O	Спецификации измерительного оборудования
16	P	Характеристики качества передачи телефонии, эксплуатация ТЛФ-оборудования, локальные сети
17	Q	Коммутация и передача сигналов
18	R	Телеграфия
19	S	ТЛГ-оборудование
20	T	Мультимедийное оборудование
21	U	Передача ТЛГ (коммутация и т. д.)
22	V	Передача данных по ТЛФ-сетям
23	X	Сети передачи данных и системы связи общего пользования
24	Y	Глобальная информационная инфраструктура и описание протоколов Интернет
25	Z	Особенности языков и программного обеспечения для коммуникационных систем

Одни и те же рекомендации могут иметь различные версии (дополнения) или заменяться более поздними рекомендациями. В частности, в период с 1962 по 1994 годы только по модемной связи были выпущены рекомендации МСЭ-Т V.21, V.22, V.22bis, V.22ter, V.29, V.32, V.32bis, V.33, V.34. Часто рекомендации различных организаций перекрывают или дублируют друг друга. Частичное дублирование основных гражданских стандартов наблюдается и для военных американских стандартов серии MIL.

Следует отметить, что работы по стандартизации во многом способствовали интеграции различных систем связи между собой на основе автоматизации процессов обмена данными, унификации радиоэлектронного оборудования и форм представления информации. Это, в свою очередь, позволило сделать современную связь глобальной, при которой пользователь имеет возможность получать и передавать информацию в любое время суток в любой точке земного шара. При пользовании современными средствами связи абонент не задумывается, по каким каналам связи и каким именно образом происходит передача информации. Так, в процессе одного сеанса связи могут быть задействованы радиоканалы, проводные, волоконно-оптические и др. линии связи. При этом речь идет не только о передаче телефонных или телеграфных сообщений, но и о предоставлении широкого спектра услуг по доступу к различным ресурсам компьютерных сетей. Бурный рост компьютерных технологий за последние годы оказал существенное влияние на современные системы связи, большая доля которых построена на цифровых принципах. Использование цифровых методов позволило существенно повысить скорость передачи информации по каналам связи и сделать каналы «прозрачными» для передачи разнородной информации — речи, факсимиле, данных, изображений, мультимедийной информации и др. С другой стороны, это вызвало появление новых видов сигналов, рост числа протоколов информационно-технического сопряжения различных коммуникационных потоков, усложнение методов приема и регистрации передаваемых сообщений.

Современные концепции организации управления и связи, предусматривающие комплексное использование различных коммуникационных систем на экстерриториальной основе, выдвигают новые требования к оперативности, устойчивости, надежности, гибкости и конфиденциальности связи. Выполнение этих требований предполагает дальнейшее качественное совершенствование систем и средств всех видов связи для использования как в коммерческих, так и служебных целях. Это воплотилось в развертывание в ведущих индустриально-развитых странах целого ряда программ по созданию новых и модернизации существующих систем наземной радиосвязи различного назначения.

Так, например, путем применения последних технических достижений удалось значительно повысить роль КВ-радиосвязи для обмена данными между корреспондентами, расположенными в разных районах земного шара. При создании оборудования этого диапазона были использованы технологии на основе цифровой обработки сигналов, обеспечивающие сложные методы многопараметрической адаптации средств КВ-радиосвязи. Управление этими средствами, осуществляемое с автоматизированного рабочего места на базе ПЭВМ через стандартные интерфейсы, обеспечивает:

- автоматизированное установление радиоканала и вхождение в связь;
- автоматизированное управление сетью и ее переконфигурацию в зависимости от условий функционирования;
- автоматическую перестройку приемников, передатчиков, антенных разветвителей и согласующих устройств;

- автоматизированное дистанционное управление связным оборудованием с удаленных пунктов.

КВ-линии связи в настоящее время позволяют осуществлять надежную передачу данных на значительные расстояния со скоростью до 9600 бит/с и выше, обеспечивая при этом сопряжение с другими системами передачи информации.

За последние десятилетия бурно развивались наземные системы связи УКВ-диапазона. Если раньше УКВ-диапазон в основном использовался для служебных нужд, то в настоящее время в нем произошло массовое развертывание коммерческих систем связи, и в первую очередь систем подвижной радиосвязи. К данным системам относятся транкинговые и сотовые системы связи, системы персонального радиовызова и системы беспроводной телефонной связи.

Наиболее распространенными системами персонального радиовызова являются пейджинговые системы (ПС) стандарта POCSAG. Этот стандарт наряду с несомненными для времени его разработки достоинствами имеет ряд существенных недостатков: низкую скорость передачи сообщений, отсутствие оптимизации трафика и процедуры роуминга и др. [1]. По этой причине в европейских странах все большее применение находят ПС стандарта ERMES, обеспечивающего передачу данных со скоростью до 6250 бит/с, имеющего встроенные механизмы оптимизации нагрузки системы и роуминга в сетях того же стандарта. Одним из несомненных лидеров в создании технологий пейджинговой связи является фирма Motorola, предложившая стандарт FLEX. FLEX является примером современного стандарта одностороннего пейджинга, позволяющего передавать информацию со скоростью до 6400 бит/с (на практике используются также скорости 1600 и 3200 бит/с). Фирма Motorola периодически модифицирует стандарт FLEX для расширения его возможностей. Одним из основных направлений модернизации является обеспечение двусторонней пейджинговой связи. FLEX является основой для стандартов ReFLEX 25, ReFLEX 50 и InFLEXion. ReFLEX 25 обеспечивает передачу сообщений со скоростями до 6400 бит/с, ReFLEX 50 — со скоростями до 25600 бит/с, InFLEX — со скоростями до 112000 бит/с в каналах с полосой 50 кГц. Протоколы семейства ReFLEX поддерживают квитирование сообщений, доступ к информации из компьютеров и ответы на основе меню.

В 1998 году фирма **Motorola** представила новую спецификацию FLEX Suite, преимуществами которой являются [2]:

- значительное расширение числа одновременно обслуживаемых абонентов и большая пропускная способность за счет увеличения скорости передачи и особенностей построения кадровой структуры передаваемой информации;
- повышенная помехозащищенность вследствие применения сложных методов помехоустойчивого кодирования;
- возможность увеличения скорости передачи сообщений без перепрограммирования пейджеров;
- наличие встроенных механизмов поддержки ряда сервисных услуг (роуминга, каталогизации сообщений, способа отображения информации на экране пейджера и т. д.);
- увеличенный срок службы батарей пейджеров.

В настоящее время в УКВ-диапазоне используется также большое количество транкинговых систем связи (ТСС) [3, 4], отличающихся способами организации связи, методами передачи информации, необходимостью наличия базовых станций и рядом других характеристик. Наиболее распространенными системами с децентрализованным назначением каналов связи являются ТСС SmarT-runc и SmarTrunc II фирмы **SmarTrunc Systems**. Примером ТСС с выделенным каналом управления является стандарт MPT-1327,

в соответствии с которым созданы системы связи Fylde (**Fylde Microsystems**, Великобритания), Taitnet (**Tait Electronics**, Новая Зеландия), Zetron (**Zetron**, США), Accessnet, Accessnet-D (**Roh-de&Schwardz**, Германия) и ряд других. При этом последняя система является цифровой. Целое семейство ТСС было разработано фирмами **Motorola** (SmartSite, SmartNet, SmartZone) и **E.F.Johnson** (LTR, Multi-Net, FASTNet). Жесткая конкуренция на рынке коммуникационных услуг привела к появлению достаточно совершенных цифровых ТСС стандартов APCO 25 и TETRA, а также систем EDACS и EDACS ProtoCALL (**Ericsson**, Швеция), которые по своим техническим характеристикам являются вполне конкурентоспособными с современными системами сотовой связи. Мировая практика показывает, что основными пользователями транкинговых систем связи являются силовые структуры, а также различные транспортные, коммунальные службы, промышленные и торговые предприятия и пр.

Более эффективное использование частотного диапазона по сравнению с ТСС и, как следствие, увеличение количества обслуживаемых абонентов реализовано в сотовых системах связи [5, 6], изначально создаваемых в интересах самых широких слоев населения. Так же, как и ТСС, сотовые системы можно разделить на аналоговые и цифровые. Аналоговые системы разрабатывались в основном в 80-х годах прошлого века. Наиболее удачными и распространенными среди них являются системы стандартов NMT-450, NMT-900 (Nordic Mobile Telephone), разработанные для использования соответственно в радиодиапазонах 450 и 900 МГц, и стандарт AMPS (Advanced Mobile Phone Service), использующий диапазон 800 МГц.

Достоинствами данных систем являются сравнительно небольшие затраты на развертывание сетей с большими зонами покрытия. К недостаткам — низкая помехоустойчивость, высокое энергопотребление, неразвитая по сегодняшним меркам система сервисных услуг, недостаточная защищенность от несанкционированного доступа и пр.

Аналоговый стандарт AMPS был разработан и введен в эксплуатацию в США в 1983 году. Распространен преимущественно в Северной Америке и Израиле. Как и NMT, он хорош для создания систем, предназначенных для связи на больших малонаселенных территориях. Сети стандарта AMPS характеризуются по сравнению с сетями стандарта NMT-450 более высокой емкостью, лучшей устойчивостью к воздействию промышленных и атмосферных помех, более надежной связью в помещениях, но меньшей зоной устойчивой связи для одной базовой станции.

Цифровые сотовые системы стандарта D-AMPS (Digital Advanced Mobile Phone Service) были разработаны и приняты к использованию в США как дальнейшее развитие сетей стандарта AMPS. Емкость сетей стандарта D-AMPS значительно выше, чем у NMT-450 и AMPS. Этот стандарт предлагает также более широкий спектр сервисных услуг. Телефоны стандарта D-AMPS являются двухрежимными и работоспособны как в сетях стандарта AMPS, так и стандарта D-AMPS. Технические характеристики D-AMPS во многом схожи с характеристиками стандарта GSM—900 (Global System for Mobile communications).

Стандарт GSM-900 (диапазон частот 890—960 МГц) изначально разрабатывался как общий стандарт сотовой связи для объединенной Европы. Основное достоинство стандарта с пользовательской точки зрения состоит в возможности перемещения абонента по городам и странам без изменения номера его телефона (автоматический роуминг). Примененные методы цифровой обработки сигнала позволяют значительно уменьшить влияние помех и обеспечить конфиденциальность переговоров. Появление «двойников» у абонентов сетей практически невозможно. Меньшие по сравнению с аналоговыми стандартами размеры и вес телефонных аппаратов при большем времени работы без подзарядки аккумулятора, относительно высокая емкость сети, низкий уровень воздействия промышленных помех являются дополнительными причинами распространенности сетей стандарта GSM во всем мире.

Стандарт GSM-1800 — это модификация стандарта GSM-900 для диапазона частот 1710.1880 МГц. Системы, поддерживающие GSM-1800, идеально подходят для мегаполисов, но экономически невыгодны для обширных территорий из-за необходимости установки большого числа базовых станций. С появлением двухдиапазонных телефонов GSM — 900/1800 появилась возможность создавать комбинированные сети, в которых каждый из частотных диапазонов используется там, где его свойства оптимальны.

Особое место среди цифровых систем сотовой связи занимают сети с кодовым разделением каналов (CDMA), первые из которых были введены в эксплуатацию в 1995 г. В США для систем с CDMA был принят стандарт IS-95. Основными особенностями данных систем являются эффективное использование частотного диапазона, задействование одной и той же радиочастоты для всей сети, высокая защищенность от несанкционированного доступа, хорошее качество связи и низкая энергетика излучения мобильных телефонов.

Естественным недостатком всех существующих систем сотовой связи является тот факт, что связь с абонентом осуществляется только в зонах покрытия земной поверхности совокупностью базовых станций. Для обеспечения связи в глобальном масштабе используются спутниковые системы связи (ССС).

В настоящее время в мире действует свыше 50 международных, национальных и региональных систем фиксированной и подвижной спутниковой связи. В состав существующих орбитальных группировок входит свыше 200 космических аппаратов на геостационарной орбите с более чем 4000 стволами, лежащими в диапазонах частот от 1,5 до 30 ГГц, а также более 100 низкоорбитальных спутников.

Одной из наиболее широко используемых спутниковых систем подвижной связи является геостационарная СССР INMARSAT (компания INMARSAT Ltd., Лондон). Фактически данная система связи представляет собой совокупность нескольких служб: INMARSAT-A, INMARSAT-B, INMARSAT-M, INMARSAT-miniM, INMARSAT-C, INMARSAT-D и др. Основными видом услуг системы INMARSAT-A являются обеспечение передачи и приема телефонных, телеграфных и факсимильных сообщений II и III групп и сообщений систем передачи данных (со скоростями от 1200 до 9600 бит/с) в дуплексном режиме. В ряде случаев абонентам предоставляется возможность передачи симплексных и циркулярных сообщений. СССР INMARSAT-B создавалась как дополнительный элемент системы INMARSAT-A с целью ее последующей замены совместно с СССР INMARSAT-M. INMARSAT-B является полностью цифровой системой и позволяет осуществлять передачу речи со скоростью 24 кбит/с, данных и факсимиле со скоростью 64 кбит/с. Станции INMARSAT-C предназначены для телеграфной связи и передачи данных со скоростями до 600 бит/с. СССР INMARSAT-M представляет из себя глобальную спутниковую систему связи с подвижными объектами и обеспечивает высококачественную телефонную связь со скоростью 8 кбит/с и передачу данных и факсимильных сообщений со скоростью 2,4 кбит/с. Система перекрывает весь земной шар за исключением полярных районов и имеет выход на наземные телефонные и телеграфные коммутируемые и арендованные линии связи. СССР INMARSAT-miniM по принципам построения и функционирования очень похожа на систему INMARSAT-M и обеспечивает речевой обмен со скоростью 4,8 кбит/с и передачу факсимильных сообщений и данных со скоростью 2,4 кбит/с. В последнее время появились терминалы, позволяющие производить обмен данными со скоростью до 56 кбит/с. Операторы систем INMARSAT-M и INMARSAT-miniM предоставляют пользователям широкий спектр услуг по доступу в сеть Internet. Система INMARSAT-D является средством передачи пейджинговых сообщений и предоставляет пользователям услуги по передаче тональных сигналов оповещения, цифровых и буквенно-цифровых сообщений с обеспечением персонального и группового вызовов.

В настоящее время серьезную конкуренцию CCC INMARSAT представляют глобальные цифровые системы персональной связи GLOBALSTAR (компания Globalstar Ltd., США) и IRIDIUM (международный консорциум Indium), основанные на использовании низкоорбитальных спутников [6]. Данные системы обеспечивают пользователя, где бы он ни находился, качественной высоконадежной телефонной связью с помощью аппарата, имеющего размеры и вес, сравнимые с размером и весом современных телефонов сотовых систем. При разработке систем связи IRIDIUM и GLOBALSTAR был использован опыт создания сотовых систем связи стандартов GSM и CDMA. Набор услуг системы GLOBALSTAR в целом аналогичен услугам CCC IRIDIUM и включает передачу речи, данных, факсимильных сообщений, сигналов персонального радиовызова (пейджинговых сообщений) и, кроме того, определение координат подвижных объектов. Следует отметить, что эти системы предназначены для абонентов не только мобильной, но и обычной связи. При этом мобильные терминалы могут быть использованы не только для связи внутри CCC IRIDIUM и GLOBALSTAR, но и для связи в наземных сотовых сетях связи.

Кроме отмеченных систем в настоящее время используются: CCC мобильной связи с космическими аппаратами на геостационарной орбите OMNITRACS, EUTELTRACS, PRODAT, AMSC, ARABSAT, MSAT, OPTUS, ACeS, «Марафон»; CCC связи с космическими аппаратами на низких орбитах «Сигнал», ECCO, «Гонец», ORBOCOMM, STARSYS, VITASAT, FAISAT; CCC с космическими аппаратами на средних орбитах ODYSSEY, ICO; CCC с космическими аппаратами на эллиптических орбитах ELLIPSO, ARCHIMEDES, «Полярная звезда».

К наиболее крупным коммерческим системам фиксированной спутниковой связи относятся INTELSAT, EUTELSAT, INTERSPUTNIK, ASIASAT и др. Среди них бесспорным лидером является международная система INTELSAT, сменившая уже 8 поколений спутников, из которых каждое последующее существенно превосходило по техническим параметрам предыдущее. Сегодня орбитальная группировка INTELSAT насчитывает более 25 спутников. На базе каналов, предоставляемых консорциумом INTELSAT, в настоящее время развернуты и функционируют международные телефонные сети, системы телевизионного и радиовещания, национальные системы связи отдельных государств, служба Vista, коммерческая служба IBS.

Основной задачей CCC EUTELSAT является обеспечение фиксированной и подвижной связи в Европе. Каналы CCC EUTELSAT используются для трансляции телевизионных и радиопрограмм сетей «Евровидение» и «Еврорадио», внутренней и международной телефонии, передачи данных для выделенных сетей деловой информации, а также для организации подвижной сухопутной связи.

Ресурсы CCC ARABSAT распределены пропорционально взносам среди членов организации ARABSAT, которыми в соответствии с уставом могут быть только государства, входящие в Лигу арабских государств. Более половины трафика CCC ARABSAT используется для телефонной связи, оставшаяся часть — для телевизионных передач, связи в чрезвычайных ситуациях и для аренды местными службами.

CCC INTERSPUTNIK позволяет в глобальном масштабе производить обмен любыми видами сообщений, включая телевизионные и звуковые программы, телефонные и документальные сообщения, передачу данных, видеоконференцсвязь и др.

Спутниковая система связи и вещания ASIASAT предназначена для обеспечения телефонной связью сельских районов и организации частных сетей передачи данных в Азиатско-Тихоокеанском регионе.

Большая часть развитых государств имеет собственные системы спутниковой связи. К ним относятся CCC ITALSAT (Италия), TELECOM (Франция), HISPASAT (Испания), TURCSAT (Турция), AMOS (Израиль), ANIC (Канада), CHINASAT (Китай), BRAZILSAT (Бразилия), GALAXY, SATCOM, TELSTAR, GSTAR, SPACENET, ASC, SBS (все США), GE, JSAT, SUPERBIRD, N-STAR (все Япония), PACSAT (Пакистан) и др.

Завершая обзор современных систем радиосвязи, можно отметить следующее.

В материалах этой главы не рассмотрены специальные системы связи (военные, морские и т. д.), отсутствует упоминание о радиорелейных и тропосферных системах связи, о системах связи в диапазонах сверхдлинных, длинных и средних волн. Кроме того, не рассмотрены вопросы построения сетей передачи информации с использованием различных каналов современных систем связи. Однако все эти вопросы достаточно полно представлены в многочисленных публикациях [6, 7].

Кроме того, приведенного материала вполне достаточно, чтобы увидеть, что современные системы радиосвязи характеризуются:

- большим количеством, многообразием типов и областей применения в сочетании с унификацией и стандартизацией оборудования, протоколов обмена, форматов данных и пр.;
- постоянным увеличением объемов передаваемой информации и ростом количества абонентов;
- большим числом задействуемых каналов связи в различных диапазонах частот с широким набором применяемых сигналов и скоростей передачи информации;
- увеличением количества и совершенствованием различных услуг связи, предоставляемых пользователям;
- интеграцией систем и сетей связи между собой, глубоким проникновением в них идеологий построения средств вычислительной техники и вычислительных сетей;
- большим разнообразием применяемых методов цифровой обработки радиосигналов.

В целом дальнейшее совершенствование различных систем радиосвязи идет в направлении большей автоматизации процессов установления связных каналов путем сопряжения различных систем на всем участке от абонента до абонента и увеличение скорости доведения сообщений при сохранении требуемой их достоверности на основе применения методов многопараметрической адаптации, использования сложных помехоустойчивых сигнально-кодовых конструкций и оптимальных методов их приема. Этими возможностями уже сейчас обладают не только стационарные сети общегосударственного назначения, но и различные ведомственные и коммерческие системы радиосвязи.

Таким образом, современные системы связи являются чрезвычайно сложным объектом для изучения, что, в свою очередь, обуславливает сложность задач цифровой обработки используемых в них радиосигналов.

1.2. Принципы функционирования систем цифровой радиосвязи

В общем случае любая система цифровой связи включает в себя источники и получатели информации, устройства передачи и приема сигналов, содержащих соответствующим образом преобразованную информацию, а также непосредственно физическую среду (или среды, если их несколько), обеспечивающую прохождение этих сигналов.

Рассмотрим обобщенную функциональную схему и составные элементы системы цифровой радиосвязи, приведенные на рис. 1.2.1.

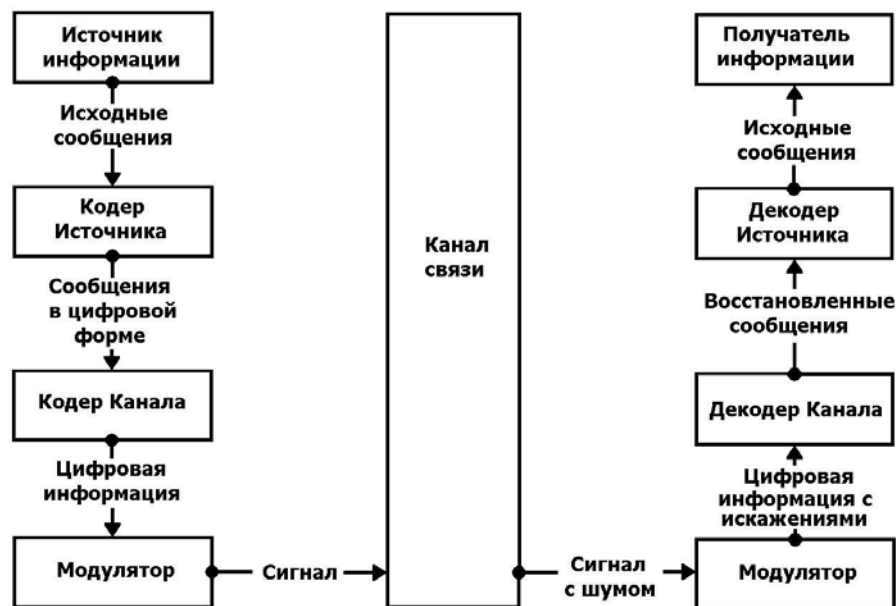


Рис. 1.2.1

Данная схема иллюстрирует совокупность основных процедур, используемых в цифровых системах связи при передаче сообщений от источника информации к ее получателю.

Источником информации может быть человек либо какое-нибудь устройство, функционирующее автономно или при участии человека. Исходные сообщения представляют собой аналоговые сигналы (речь, музыкальные записи, тональные сигналы и др.), текстовую информацию, изображения, видеофильмы и т. д.

Кодер источника преобразует исходные сообщения в цифровую форму. Для текстовой информации используется так называемое «первичное» кодирование. При этом каждому символу текста ставится в соответствие двоичная кодовая комбинация постоянной или переменной длины. В случае использования кодовых комбинаций постоянной длины код называется равномерным. Наиболее распространенными являются телеграфные коды МТК. №№ 1, 2, 3, 5. При этом код МТК № 5 образован на основе кода ASCII, широко применяемого в вычислительной технике. В тех случаях, когда целью первичного кодирования является уменьшение избыточности передаваемых сообщений, применяются методы эффективного кодирования (например, по алгоритмам Шеннона-Фано или Хаффмена), при которых символы кодируемого сообщения, встречающиеся чаще, кодируются меньшим числом бит. Для аналоговых сигналов используются различные методы аналого-цифрового преобразования, рассматриваемые далее в разделе 2.1. Примерами кодеров канала являются клавиатура компьютера, сканеры, цифровые фотоаппараты и видеокамеры, звуковые карты компьютеров и пр., которые преобразуют исходные сообщения в цифровую форму. В результате в каналах связи, используемых, например, для обмена компьютерной информацией, могут встретиться кодированные сообщения в самых различных форматах. Ими могут быть форматы: текстовых редакторов (doc, rtf); документов для издательских систем (pdf); языков описания страницы Postscript, Encapsulated Postscript (ps, eps); презентаций, электронных слайдов (ppt); гипертекста (htm, html); видео (avi, mpg, mpeg, mov, viv, vdo, avs); аудио (av, aiff, aif, wav, mid, midi, snd) и графических данных (gif, jpeg, jpg, tif, tga, wrl); баз данных (dbf, db, mdb); сжатия файлов (zip, arj, arh, ice) и др.

Полученные сообщения в цифровой форме поступают на вход *кодера канала*. На данном этапе выполняется совокупность процедур, предназначенных для повышения помехоустойчивости передачи информации по каналам связи и объединения сообщений в групповые потоки для передачи по конкретным каналам связи.

Широкое распространение получили методы помехоустойчивого кодирования, задачами которых являются выявление и исправление ошибок, возникающих в канале связи [8]. При блочном помехоустойчивом кодировании символы кодируемого сообщения разбиваются на блоки фиксированной длины, после чего каждый из блоков преобразуется в блок большей длины путем добавления проверочных символов. Математически процедура преобразования для линейных блочковых кодов сводится к операции умножения вектора на порождающую матрицу, где строки являются линейно независимыми и формируются в зависимости от конкретного вида кода. В настоящее время известны и используются коды Голея, Хэмминга, Адамара, Боуза-Чоудхури-Хоквингема, Рида-Соломона и др., а также их многочисленные модификации, получаемые за счет удаления или добавления различных элементов кода. Блочные коды могут быть систематическими, когда символы исходной последовательности после процедуры кодирования сохраняются в неизменном виде, и несистематическими в противном случае. В ряде случаев процедуры кодирования могут производиться последовательно друг за другом. Такие коды называются каскадными. Для каскадных кодов, как правило, один из кодов является двоичным, второй — недвоичным. При сверточном помехоустойчивом кодировании кодируемая последовательность пропускается через сдвиговый регистр с конечным числом состояний, совокупностью отводов и функциональных генераторов, производящих соответствующее алгебраическое преобразование. Природа линейных блочковых и сверточных кодов в принципе одна и та же. Один из методов описания процедуры сверточного кодирования сводится (так же как и в случае блочкового кодирования) к умножению вектора на матрицу. Только в отличие от процедур блочкового кодирования вектор и матрица являются полубесконечными.

В ряде случаев, например в каналах связи КВ-диапазона или тропосферных каналах, когда ошибки в принимаемой последовательности следуют одна за другой, процедуры помехоустойчивого кодирования оказываются менее эффективными, чем при независимом появлении искажений. В этом случае применяются методы перемежения, обеспечивающие разбиение пачки последовательных ошибок на ряд независимых ошибок. Существуют блочные и сверточные методы перемежения. При блочном перемежении кодируемая последовательность разбивается на блоки фиксированной длины, из которых составляется матрица. При этом если кодируемая последовательность записывается в матрицу по строкам, то в канал связи передаются элементы, считываемые по столбцам.

Для каналов спутниковых линий связи в сочетании с помехоустойчивым кодированием часто применяется процедура скремблирования, служащая для выравнивания характеристик цифрового потока. В частном случае скремблирование представляет собой сложение по модулю m исходной последовательности с псевдослучайной последовательностью. Другой разновидностью скремблирования является умножение исходной последовательности на соответствующий полином. Данная процедура реализуется с использованием сдвигового регистра с отводами, соответствующими степеням ненулевых членов полинома.

В связи с появлением в современных системах связи целой иерархии каналов, отличающихся скоростями передачи информации и ее форматами, широкое распространение получили различные методы мультиплексирования, позволяющие объединять разнородные двоичные потоки для их передачи по высокоскоростным каналам связи.

Наиболее простыми являются методы статического мультиплексирования, когда каждому из абонентов выделяется фиксированное количество бит на каждом временном отрезке передачи информации. При статистическом мультиплексировании информация,

поступающая от различных абонентов, накапливается и передается в канал связи по мере поступления. При этом достигается существенная экономия ресурсов каналов связи за счет того, что в паузах, возникающих при передаче сообщений одних абонентов, передаются сообщения других.

Полученные в результате цифровые потоки для передачи непосредственно в канал связи преобразуются в модулированный сигнал в **модуляторе**. Особенности распространения радиоволн в различных диапазонах обусловили появление большого количества способов модуляции, применяемых при передаче информации по радиоканалам.

При передаче сообщений по радиоканалам основным средством транспортировки информации от передатчика к приемнику является несущая радиоволна. В общем случае ее можно представить в виде гармонического колебания следующего вида

$$s(t) = A \cdot \cos(2\pi f_H t + \varphi)$$

где A , f_H и φ обозначают соответственно амплитуду, частоту несущей и фазу радиосигнала.

При этом кодированная информация передается либо путем изменения значений амплитуды, частоты или фазы радиосигнала, либо комбинированным изменением этих параметров. Изменение параметров несущего сигнала в соответствии с изменением значений модулирующего называется модуляцией или манипуляцией в случае передачи дискретных сообщений.

При амплитудной манипуляции (АМ) для передачи последовательности чисел может использоваться m уровней амплитуды. Наиболее распространенной является амплитудная манипуляция при $m = 2$, когда амплитуда сигнала принимает только два значения $A_0 = 0$ или $A_1 = A > 0$. Данная разновидность сигналов с АМ часто используется для передачи сообщений кодом Морзе.

При частотной манипуляции (ЧМ) для передачи информации используется два или более значения частоты. Сигнал с ЧМ можно описать как

$$s(t) = a(t) \cdot \cos(2\pi f \cdot t + p_0)$$

где a , f , p_0 — постоянная амплитуда, частота и начальная фаза сигнала, f принимает дискретные значения в области $\{f_0 + \Delta F/2 - i\Delta F, f_0 - \Delta F/2 + i\Delta F\}$, f_0 — центральная частота сигнала с ЧМ, $i = 1, \dots, M/2$, M — число частотных позиций, ΔF — разнос частот.

Существует большое число двухпозиционных ЧМ-сигналов, формируемых специальным образом. Так, для широко используемых сигналов с манипуляцией минимальным сдвигом (ММС) отношение разноса частот к частоте следования модулирующих импульсов (индекс частотной манипуляции) равно $1/2$ и приращение фазы сигнала на длительности элементарной посылки равно 90° .

При фазовой манипуляции (ФМ) последовательность передаваемых чисел кодируется M -значениями фазы сигнала. Если фазовые позиции распределены равномерно, сигнал с ФМ имеет вид

$$s(t) = a(t) \cdot \cos(2\pi f_H \cdot t + p_0 + 2\pi(i-1)/M), \quad i = 1, \dots, M.$$

Существует большое количество разновидностей используемых сигналов с ФМ — двухпозиционные, четырехпозиционные, а также сигналы с большим количеством позиций (8, 16, 32). В общем случае с использованием M -позиционных ФМ-сигналов передаются последовательности m -ичных чисел, где $m = \ln M$.

Разновидностью ФМ-сигнала с четырьмя позициями является сигнал, в котором используется четырехпозиционная фазовая манипуляция со сдвигом на 45° : Такой сигнал отличается от обычного тем, что в случае отсутствия манипуляции в модулирующем сигнале в нем будет происходить приращение фазы на 45° .

Часто используемым вариантом ФМ является относительная фазовая манипуляция (ОФМ). При ОФМ передаваемая последовательность чисел I_i , подвергается относительному кодированию по правилу

$$I_i^d = (I_i - I_{i-1})(\text{mod } m)$$

где $(.) (\text{mod } m)$ — арифметическая операция по модулю m .

Вид манипуляции, в котором одновременно используются возможности АМ и ФМ, получил название квадратурной амплитудной манипуляции (КАМ). Сигнал с КАМ представляется в виде суммы квадратурных компонент

$$s(t) = a(t) \cdot A_m \cdot \cos(2\pi f_n \cdot t) - a(t) \cdot \tilde{A}_m \cdot \sin(2\pi f_n \cdot t)$$

или в эквивалентном виде

$$s(t) = a(t) \sqrt{A_m^2 + \tilde{A}_m^2} \cos(2\pi f_n \cdot t - \arctg(\tilde{A}_m / A_m))$$

Из последнего выражения видно, что КАМ представляет собой сочетание многоуровневой АМ и многоуровневой ФМ.

Модулированные сигналы с использованием передающих устройств передаются в канал связи.

Канал связи — это физическая среда для передачи информации от передатчика к приемнику.

Характерной особенностью радиоканалов является наличие разнообразных помех естественного или искусственного происхождения, искажающих модулированные излучения, проходящие в эфире. В зависимости от природы возникновения различают помехи сосредоточенные по времени (импульсные), сосредоточенные по частоте (например, узкополосные) и рассредоточенные по времени и частоте (флуктуационные). Импульсные помехи действуют на протяжении ограниченного времени. Импульсы в помехах данного типа могут иметь различную форму и быть одиночными или воздействовать на радиосигнал пакетами. Узкополосные помехи поражают часть спектра принимаемых сигналов, искажая их спектральные и корреляционные характеристики. Отдельный класс помех составляют так называемые «имитационные», которые имеют характеристики, близкие к характеристикам излучаемых радиосигналов. В ряде случаев искажения возникают из-за переизлучения переданного сигнала одной или несколькими ретрансляционными станциями. В этом случае переданный и ретранслированный сигналы приходят на приемную станцию с различными задержками, что создает искажения тем большие, чем хуже корреляционные свойства сигнала. Многолучевое распространение радиоволн вызывается и естественными причинами, например, при переотражении радиоволн от слоев атмосферы, зданий, окружающих предметов и пр. Данные эффекты могут приводить к появлению замираний, одними из проявлений которых являются случайные изменения уровня сигналов на входе приемных устройств.

Практически для всех видов радиосвязи характерны специфические виды помех. Так, в диапазоне КВ основными источниками помех являются замирания, атмосферные явления (магнитные бури, полярные сияния и пр.) и сигналы посторонних радиостанций. В радиорелейных системах связи внешними источниками помех являются, главным образом, радиоизлучающие средства, работающие в тех же диапазонах частот. Для наземных систем персональной связи помехи возникают из-за замираний, а также из-за поглощения радиоволн зданиями и естественными препятствиями и доплеровского сдвига частоты при радиосвязи с подвижными объектами. Мешающие явления в спутниковых линиях связи обусловлены поглощением радиоволн в ионосфере и тропосфере, рефракцией, изменением поляризации, помехами от теплового излучения тропосферы и пр.

Кроме внешних причин возникновения помех, таких, как условия распространения, атмосферные явления и преднамеренные воздействия, существуют и внутренние. К ним относятся собственные шумы приемника, шумы квантования, излучения от электронных элементов, наводки различного происхождения и пр.

Таким образом, существует достаточно большое количество причин, приводящих к искажениям сигналов при их формировании, прохождении через радиоканалы и получении.

В самом общем случае сигнал $s_n(t)$ после воздействия помех можно выразить как

$$s_n(t) = F(s(t), n(t)),$$

где $s(t)$ — исходный сигнал, $n(t)$ — случайный процесс, характеризующий помеху.

Для практической реализации приемных трактов часто используются различные упрощенные математические модели, описывающие принимаемую смесь сигнала и помехи.

Если такую смесь представить в виде $s_n(t) = s(t) + n(t)$, то помеха называется аддитивной. Наиболее простой моделью канала связи является модель с аддитивным гауссовским шумом. В этом случае значения $s(t)$ предполагаются статистически независимыми, а n является гауссовской случайной величиной с нулевым средним и дисперсией σ^2 .

Если $s_n(t) = s(t)n(t)$, помеха является мультипликативной. Если в канале присутствуют аддитивные и мультипликативные помехи, то

$$s_n(t) = n_m(t)s(t) + n_a(t),$$

где $n_a(t)$ и $n_m(t)$ соответственно аддитивная и мультипликативная составляющие помехи.

Существуют отдельные модели для конкретных каналов связи. Например, в интересах построения приемных трактов для каналов с замираниями используется модель сигнала со случайными амплитудой и фазой. В этом случае

$$s_n(t) = as(t) \cdot \cos(2\pi f_n \cdot t + p),$$

где $s(t)$ — низкочастотный модулирующий сигнал, a и p — случайные величины с соответствующими плотностями вероятности

$$w_a(x) = (2x/\pi b) \cdot e^{-x^2/b}, \quad x \geq 0$$

$$w_p(y) = 1/2\pi, \quad 0 \leq y \leq 2\pi.$$

В случае наличия аддитивного шума

$$s_n(t) = as(t) \cdot \cos(2\pi f_n \cdot t + p) + n(t).$$

В ряде случаев при передаче сигналов для ограничения их полосы применяются линейные фильтры. В этом случае, если на вход канала поступает сигнал $s(t)$, на выходе мы получим сигнал

$$s_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_n(t - \tau) \cdot c(\tau) d\tau + n(t),$$

где $c(\tau)$ — импульсная характеристика линейного фильтра.

На приемной стороне сигнал с шумом поступает на вход **цифрового демодулятора**, который преобразует сигнал, искаженный в канале связи, в последовательность чисел, которые поступают в **декодер канала**, в котором приводятся преобразования, обратные тем, которые выполнялись в кодере канала. Из-за различных искажений на вход декодера канала поступает цифровая последовательность с ошибками. В зависимости от характера Ошибок различают каналы симметричные (если вероятности

искажения различных чисел равны) и асимметричные в противном случае. Канал называют каналом без памяти, если искажение одного числа не зависит от искажения другого, и каналом с памятью, если такая зависимость есть. Полученные в результате преобразований в декодере канала восстановленные сообщения поступают на *декодер источника*, после чего передаются *получателю информации*.

Таким образом, процесс передачи сообщений по радиоканалу представляет последовательность преобразований исходных сообщений в радиосигнал и обратно. При этом последовательность обратных преобразований производится над сигналом, искаженным в канале связи и на предыдущих этапах обработки. В классической постановке основной задачей при приеме сигналов является построение тракта, позволяющего минимизировать вероятность появления ошибок в получаемых сообщениях. По данному вопросу в настоящее время существует большое количество публикаций [9, 10], в которых задачи синтеза приемо-передающих трактов цифровых систем радиосвязи рассмотрены достаточно подробно. В отличие от перечисленных работ в последующих главах будут рассмотрены задачи, возникающие при построении приемных трактов не только при наличии ошибок, но и при других мешающих факторах. Такими факторами являются неполное априорное знание времени появления сигнала и значения его несущей частоты, вида модуляции, скорости манипуляции, характера демодулированного сигнала, а также неоптимальные условия приема.

1.3. Особенности обработки сигналов систем радиосвязи и требования к средствам их обработки

Постоянное появление новых систем и средств радиосвязи ставит перед разработчиками аппаратуры связи и мониторинга достаточно сложные технические задачи. Кажущаяся открытость систем радиосвязи и возможность относительно свободного приобретения технических средств, применяемых в интересующей коммуникационной системе, могут ввести в заблуждение о простоте и доступности радиоконтроля.

Однако прием и обработка сигналов, используемых в современных системах наземной радиосвязи, значительно затруднены вследствие:

- возможности использования в радиообмене одним корреспондентом большого количества частот;
- применения в одной системе связи сигналов с различными видами и параметрами модуляции и возможности изменения их значений в ходе сеанса связи;
- разнообразного характера передаваемой информации — от речевых сообщений на аналоговом уровне до межкомпьютерного обмена на цифровом;
- сокращения продолжительности сеансов связи за счет автоматизации процессов организации радиоканала и увеличения скорости передачи информации;
- уменьшения уровня сигналов и, как следствие, соотношения сигнала/шум на входе средств радиоприема;
- большого числа различных видов конфигураций сетей связи, динамического изменения их структуры и возможности их сопряжения с другими системами.

Проблема радиомониторинга таких систем становится все более актуальной в связи с широким их внедрением, в том числе и на территории Российской Федерации, и использованием их абонентами, представляющими интерес для различных служб, выполняющих задачи по защите прав и свобод граждан России. В законе Российской Федерации об оперативно-розыскной деятельности предусмотрена возможность

проведения радиомониторинга рассматриваемых систем. Организация и тактика его проведения не входят в обсуждаемый в данной работе круг вопросов. Ниже рассматриваются общетехнические принципы построения средств анализа и обработки сигналов, используемых в системах наземной радиосвязи.

Анализ особенностей функционирования современных систем радиосвязи, структуры используемых в них сигналов и технических возможностей неавтоматизированных средств обработки показывает, что применение последних не позволяет эффективно решать задачи радиоконтроля. Это объясняется большими временными затратами, вызванными необходимостью использования ручного труда оператора в процессе определения технических параметров сигнала и настройки обрабатывающей аппаратуры; необходимостью задействования большого числа различных аппаратных средств и нескольких операторов при контроле систем связи, использующих при радиообмене большое количество частот и ряд различных видов модуляции; отсутствием штатных образцов техники для доступа к ряду современных радиосигналов со сложными видами модуляции и кодирования.

В этих условиях необходимость повышения технических возможностей комплексов радиоприема и мониторинга предполагает разработку и внедрение новых технических средств, адекватных по своим параметрам контролируемым системам связи. В целом состав аппаратуры таких комплексов должен обеспечить решение задач радиоприема, обнаружения, анализа, демодуляции, декодирования и обработки принятых сообщений.

Проведенный анализ особенностей функционирования современных систем радиосвязи показывает, что эффективность их контроля определяется как оперативностью обнаружения факта излучения и вскрытия модуляционных параметров сигнала, так и способностью технических средств обрабатывать весь спектр требуемых видов радиосигналов и отвечать общим требованиям алгоритма организации мониторинга.

Организация контроля сигналов систем наземной радиосвязи предусматривает решение целого ряда задач, основными из которых являются поиск и обнаружение радиосигналов при панорамном просмотре в требуемом диапазоне частот или при контроле фиксированного набора частот, определение параметров и вида модуляции обнаруженных сигналов, демодуляция заданных типов сигналов, определение при необходимости вида и структуры двоичных последовательностей, видов синхронизации, первичного и помехоустойчивого кодирования, скремблирования, перемежения и др., декодирование двоичных последовательностей и выделение сообщений, регистрация сигналов и сообщений, архивация данных радиоконтроля.

Как показал опыт, для решения данных задач требуется использование автоматизированных комплексов, обеспечивающих:

- настройку на сигналы с точностью до 1 Гц в диапазонах частот от 150 кГц до 2 ГГц;
- автоматическое сканирование в заданном диапазоне частот с отображением результатов сканирования в координатах время-частота и амплитуда-частота;
- автоматическое сканирование по списку заранее заданных частот;
- остановку на частоте обнаруженного радиосигнала по команде оператора или в автоматическом режиме;
- определение в автоматическом режиме и в режиме диалога с оператором модуляционных параметров анализируемых сигналов;
- демодуляцию заданных классов сигналов;
- регистрацию аналоговых сигналов в цифровом виде и демодулированных сигналов на машинный носитель;

- прослушивание записанных сигналов с использованием стандартных средств мультимедиа компьютера;
- ведение базы данных обрабатываемых сигналов.

Процедура определения параметров радиосигнала должна обеспечивать измерение уровня сигнала, номинала несущей частоты, вида модуляции, скорости манипуляции, разнеса частот для сигналов с ЧМ, величины угла фазовой манипуляции для сигналов с ФМ.

Демодулятор должен обеспечивать настройку на частотные и временные параметры входного сигнала в автоматизированном и автоматическом режимах. В первом случае настройка демодулятора осуществляется в режиме ввода значений сигнальных параметров оператором, во втором случае настройка осуществляется автоматизировано на основании результатов измерения модуляционных параметров сигналов.

В общем случае должна быть обеспечена демодуляция сигнала со следующими характеристиками:

- одно- и двухпозиционная АМ со скоростью манипуляции до 2400 Бод;
- двухпозиционная ЧМ с разнесом частот 40.2500 Гц при скоростях манипуляции 40.2400 Бод;
- четырехпозиционная ЧМ при скоростях манипуляции от 40 до 600 Бод и разнесе частот от 40 до 1000 Гц;
- многопозиционная ЧМ с числом позиций от 6 до 16 при скоростях манипуляции в каналах 10.600 Бод и разнесах частот 20.1000 Гц;
- двух-, четырех- и восьмипозиционная ФМ (ОФМ) со скоростями манипуляции от 50 до 2400 Бод.

Организация радиоприема сигналов систем наземной радиосвязи обычно предусматривает ряд следующих типичных действий оператора в процессе поиска либо контроля рабочих частот источников радиоизлучений:

- управление частотой настройки радиоприемника с целью обнаружения требуемого сигнала;
- определение (подтверждение) технических параметров обнаруженного сигнала;
- настройка аппаратуры и обработка сигнала;
- занесение или проверка параметров сигнала и источника радиоизлучений в соответствующих формах учета результатов работы;
- в случае невозможности проведения в процессе приема сигнала вышеперечисленных операций в реальном масштабе времени осуществление записи обнаруженного сигнала с целью проведения операций детального технического или информационного анализа в отложенном режиме.

Структура и состав перспективных технических средств обработки должны быть направлены на обеспечение данного порядка действий оператора. В соответствии с поставленными требованиями перспективные аппаратно-программные комплексы должны функционировать в следующих основных режимах.

Режим поиска источников радиоизлучений

При работе в данном режиме интерфейс пользователя должен обеспечивать задание оператором необходимых параметров поиска радиоизлучений (диапазон поиска, полосу пропускания, шаг перестройки радиоприемника, вид его детектора и уровень шумоподавления, вид и параметры модуляции интересующих сигналов). Результат

сканирования указанного диапазона должен отображаться в графическом окне интерфейса в виде амплитудно-частотной характеристики. При необходимости диапазоны и параметры поиска источников радиоизлучений могут быть заданы заранее и храниться в формализованном виде в памяти компьютера. В процессе сканирования диапазона при обнаружении сигналов, уровень которых превышает заданный порог, или с интересующими значениями модуляционных параметров значения радиочастоты и параметры модуляции сигнала должны регистрироваться в ПЭВМ автоматически или после подтверждения оператором. Возможна приостановка сканирования для проведения регистрации сигнала на время установленной задержки или остановка на этой частоте до момента пропадания сигнала. Кроме этого, должна быть предоставлена возможность исключения повторно обнаруженных частот, отдельных заведомо неинформативных частот и участков анализируемого диапазона.

Таким образом, режим поиска должен позволять оператору получать полную информацию о загрузке рабочего диапазона в виде списка частот, на которых отмечены интересующие его сигналы, и графического отображения загруженности анализируемого диапазона в координатах «уровень излучения — частота». Эта информация также может храниться в компьютере в виде отдельных файлов.

Контроль сигналов на известных частотах

Частоты сигналов, подлежащих контролю, предварительно вводятся в память компьютера в любом режиме его функционирования, включая автоматическую запись в процессе сканирования. Каждая запись должна содержать информацию о номинале частоты, виде модуляции, служебных параметрах источника излучения и поле дополнительной текстовой информации.

Вся накопленная информация о частотах и сигналах может быть сохранена в виде файлов, что позволяет считать память каналов приемного устройства неограниченной. В любой момент эта информация может быть целиком перезагружена из необходимого файла. Программное обеспечение должно давать возможность сортировки и классификации частот по видам модуляции и параметрам источников, кроме того, любая запись должна быть найдена по текстовому полю комментария.

Сканирование по каналам аналогично сканированию по диапазонам. Программа должна позволять выполнять выборочное сканирование частот по группам и видам модуляции. Кроме того, должен быть предусмотрен режим приоритетного сканирования. В качестве приоритетных могут быть выбраны любые частоты памяти каналов.

Технический анализ параметров обнаруженных сигналов в автоматическом режиме и в режиме диалога с оператором

В качестве инструмента технического анализа обнаруженных сигналов в реальном масштабе времени используемое в комплексе программное обеспечение должно осуществлять:

- графическое отображение значений амплитудных, фазовых и частотных параметров сигнала;
- получение мгновенного и усредненного частотных спектров сигнала;
- автоматическое и в режиме диалога с оператором определение модуляционных параметров сигнала (несущей частоты, разноса частот, скорости манипуляции и др.).

Результаты анализа сигнала должны позволять определять его технические параметры с точностью, необходимой для дальнейшей демодуляции.

Демодуляция заданных типов сигналов

Программное обеспечение демодуляции основных типов сигналов, используемых в наземных системах радиосвязи, должно обеспечить:

- настройку демодулятора на модуляционные параметры входного сигнала в ручном или в автоматизированном режиме;
- демодуляцию заданных типов сигналов, при которой работоспособность демодулятора должна сохраняться при ошибке в установке значений несущей частоты или скорости манипуляции до 1%;
- установление и поддержание тактовой синхронизации при отношении сигнал/шум не ниже 3 дБ по мощности в диапазоне скоростей 10...2400 Бод;
- вывод в процессе демодуляции результатов обработки на монитор в виде номеров частотных позиций или позиций фаз, отображаемых различными цветами, что позволит производить визуальный анализ в реальном масштабе времени двух- и многопозиционных сигналов и оценку методов их двоичного сигналообразования;
- регистрацию демодулированного сигнала в цифровом или текстовом виде в файл на жестком магнитном диске ПЭВМ;
- возможность формирования по команде оператора дополнительного файла с информацией о модуляционных параметрах сигнала, времени начала и окончания его обработки.

Регистрация сигналов

Запись принимаемых сигналов должна осуществляться при любом режиме работы радиоприемника в звуковых файлах стандартных форматов (например, при использовании операционной системы Windows в файлах формата WAV). При этом необходимо обеспечить возможность автоматической регистрации сигнала в случае, когда он превышает установленный уровень обнаружения, соответствует по результатам автоматического анализа требуемым модуляционным параметрам или в любой момент по команде оператора. В ручном режиме оператор сам определяет моменты начала и остановки записи. Автоматический режим возможен в случае, когда приемник работает в режиме сканирования диапазонов или каналов памяти. Для каждого обнаруженного сигнала параллельно с контролем в течение заданного времени должен формироваться отдельный звуковой файл. В служебных полях каждого файла должна содержаться информация о частоте, дате, времени и параметрах приема. Это позволяет формировать библиотеки звуковых файлов. В программе регистрации необходимо предусмотреть возможность управления форматом записи WAV-файлов. Записанные звуковые файлы желательно прослушивать с помощью встроенного проигрывателя, обеспечивающего все необходимые операции по воспроизведению, шумоочистке, повышению разборчивости речевых сигналов и т. д.

Выполнение перечисленных требований к перспективным средствам обработки радиосигналов позволит решать широкий круг задач по поиску и обнаружению источников радиоизлучений по оценке загрузки диапазона частот и контролю наличия источников на фиксированных частотах, по выделению передаваемых сообщений и архивации полученных данных. В следующих разделах будут рассмотрены теоретические и практические вопросы создания таких средств.

Глава 2. Особенности цифровой обработки сигналов с использованием ПЭВМ

2.1. Цифровое представление аналоговых сигналов

Преобразование аналоговых сигналов в цифровую форму является базовой процедурой при практической реализации разнообразных методов ЦОС. Обычно такое преобразование выполняется специальными устройствами, включающими:

- усилитель входного аналогового сигнала;
- фильтр нижних частот с программируемой верхней граничной частотой для ограничения спектра сигнала перед дискретизацией во времени;
- аналогово-цифровой преобразователь (АЦП), состоящий из дискретизатора, осуществляющего взятие во времени отсчетов сигнала, и квантователя сигнала по уровню.

Характеристики АЦП во многом определяют такие параметры цифровой аппаратуры, как:

- динамический диапазон;
- чувствительность;
- требуемую производительность вычислительного модуля, зависящую от частоты дискретизации входного сигнала.

Теоретической базой для выбора частоты дискретизации служит теорема Котельникова. В соответствии с ней аналоговый сигнал $s(t)$ с ограниченным в полосе от f_1 до f_2 спектром может быть точно восстановлен по своим отсчетам, взятым через интервал $T=1/2\Delta f$:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} s(nT) \cdot \cos(2\pi f_0(t - nT)) \cdot \sin(\pi n(\pi - nT)/\pi T) / -nT,$$

где $\Delta f = f_2 - f_1$; $f_0 = (f_2 + f_1)/2$ — центральная частота спектра сигнала $s(t)$.

При импульсно-кодовой модуляции (ИКМ), широко используемой в цифровых системах связи, процедуры, выполняемые АЦП, описываются следующей последовательностью преобразований

$$s(t) \rightarrow s^*(nT) \rightarrow s(nT),$$

где $s(t)$ — исходный аналоговый сигнал с ограниченным спектром; $s^*(nT)$ — отсчеты сигнала $s(t)$, взятые с частотой дискретизации $f_d = 1/T$; $s(nT)$ — квантованный сигнал с частотой дискретизации $f_d = 1/T$, $n = 1..N$, представляющий собой совокупность чисел.

При ИКМ количество уровней квантования R определяется числом двоичных цифр (разрядов) K , используемых для передачи сигнала, и равно $R = 2^K$, а частота дискретизации обычно определяется как $f_d = 2f_{\max}$, где $2f_{\max}$ — максимальная частота сигнала. Частота f_d в этом случае называется частотой Найквиста. Величина $v = 2A_{\max}2^{-K}$, где $A_{\max}$ — максимальная амплитуда, на которую рассчитан АЦП, называется шагом квантования.

Один выходной отсчет ИКМ сигнала можно представить как

$$s(nT) = \left[\frac{s^*(nT)}{v} + \frac{v}{2} \right],$$

где v обозначает шаг квантования, а $[.]$ - операцию взятия целой части числа.

При квантовании аналогового сигнала на каждом из отсчетов происходит ошибка квантования, равная $e_n = s^*(nT) - s(nT)$, являющаяся случайной величиной. Как правило, в качестве меры искажения одного отсчета используется величина $e_n^2 = (s^*(nT) - s(nT))^2$.

Мерой искажения по N отсчетам служит

$$E = (\sum_{i=1}^N e_i^2) / N.$$

Математическое ожидание данной меры при условии стационарности процессов равно

$$m(E) = m((\sum_{i=1}^N e_i^2) / N) = m(e^2).$$

Если принять допущение, что e является равномерно распределенной величиной на интервале от $-v/2$ до $v/2$, и исходя из того что функция плотности вероятности $y = e^2$ равна

$$w_y(y) = \frac{w_e(\sqrt{y})}{2\sqrt{y}} - \frac{w_e(-\sqrt{y})}{2\sqrt{y}},$$

$$m(e^2) = v^2/12.$$

Выбор числа уровней квантования в АЦП определяется требованием к максимальному значению шума квантования, равного $\pm 0,5$ младшего разряда квантователя. Для того чтобы шум квантования не был коррелирован с исходным сигналом, шаг квантования должен быть много меньше среднеквадратического значения сигнала, при этом плотность вероятности такого шума является равномерной в пределах шага квантования. Полная мощность шумов квантования равна $v^2/12$ [11], а энергетический спектр шумов квантования равномерен в пределах полосы $0, f_d/2$ и равен $v^2/6f_d$.

Представляется рациональным производить выбор числа разрядов АЦП K из условия, чтобы шумы квантования были не больше собственных шумов выходной части источника поступления аналогового сигнала. С другой стороны, при практической реализации цифрового устройства, независимого от источника сигнала, обычно известны характеристики микросхем АЦП, но не всегда известны характеристики собственных шумов источника. В этом случае, согласно [12], динамический диапазон АЦП D можно определить, используя выражение

$$D \leq A_{\max} / 0.75 \hat{v},$$

где v — абсолютная дифференциальная нелинейность.

Из данного выражения может быть получено число разрядов АЦП

$$K \geq \text{ent}(3.32 \lg(D) - 3.32 \lg(v / \hat{v}) + 0.58),$$

где $\text{ent}(x)$ — ближайшее целое, не меньше x .

Для практических условий, например КВ-радиоприема, средняя глубина замираний сигнала по различным экспериментальным данным равна примерно 13,4 дБ, эпизодически достигая значений 20.25 дБ [13]. Для реальных микросхем АЦП $\hat{v} \leq v$ [12]. Отсюда с учетом обеспечения трехкратного запаса по глубине возможных колебаний уровня сигнала значение числа разрядов должно быть $K \geq 12$.

В вычислительной технике для кодирования сигнала методом ИКМ обычно используются одно- ($K=8$) или двухбайтовое ($K=16$) представление отсчета. При этом двоичные числа могут быть записаны в знаковом или беззнаковом форматах. В знаковом

формате при $K = 8$ отсчеты $s(nT) \geq 0$ кодируются числами от 0 до 127, отсчеты $s(nT) < 0$ — числами от —128 до —1 в дополнительном коде. В беззнаковом формате значения двоичных чисел лежат в диапазоне от 0 до 255. Для кодирования нулевого уровня используется число 128.

В описанном выше методе ИКМ используется равномерный шаг квантования v , эффективный, когда распределение уровней входного сигнала равновероятно. Однако на практике такие случаи встречаются достаточно редко. По этой причине с целью уменьшения соответствующих ошибок применяют неравномерный шаг квантования. В [14] рассмотрены оптимальные и квазиоптимальные методы выбора шага квантования при известной функции распределения исходного сигнала. Однако на практике для простоты реализации чаще всего применяются их упрощенные модификации, например такие, как логарифмическое компандирование. При таком преобразовании сигнал подвергается компрессии по закону

$$|s_c^*(nT)| = \ln(1 + \mu |s_c^*(nT)|) / \ln(1 + \mu),$$

после чего квантуется с равномерным шагом. Для восстановления сигнала применяется обратная операция, называемая экспандированием. В спутниковых каналах связи стандарта T1, широко распространенных в США, используется ИКМ-преобразование сигналов с μ -законом компандирования при следующих параметрах преобразования: $\mu = 256$, $f_d = 8$ кГц и $K = 7$ или $K = 8$, что соответствует скорости передачи информации 56 и 64 Кбит/с соответственно. Заметим, что при $\mu = 0$ ИКМ с компандированием преобразуется в стандартную ИКМ с постоянным шагом. В системах спутниковой связи в Европе применяется аналогичный метод компандирования по α -закону. В этом случае сигнал $s^*(nT)$, $0 \leq s^*(nT) \leq 1$, преобразуется по правилу

$$|s_c^*(nT)| = \alpha |s_c^*(nT)| / (1 + \ln(1 + \alpha)) \text{ если } 0 \leq s^*(nT) \leq 1/\alpha \text{ и}$$

$$|s_c^*(nT)| = (1 + \ln(\alpha \cdot |s_c^*(nT)|)) / (1 + \ln \alpha) \text{ если } 1/\alpha \leq s^*(nT) \leq 1.$$

Интересным способом осуществляется компандирование при блочной импульсно-кодовой модуляции (БИКМ). В этом случае в канал связи передаются не все отсчеты оцифрованного сигнала. При БИКМ-кодировании выполняются следующие действия. Пусть $s(nT)$ — квантованный сигнал, K — количество двоичных разрядов для кодирования, $k < K$ — количество бит на отсчет, передаваемый в канал связи. Последовательность $s(nT)$ делится на блоки $s((n + (j - 1)N)T)$, $n = 1, N$, $j = 1$. Для каждого из блоков определяется величина n_0 такая, что $s((n_0 + (j - 1)N)T) = \max(s((n_0 + (j - 1)N)T))$, а в отсчете с номером n_0 — номер старшего используемого бита k_j^n . После этого для каждого j -го блока производится преобразование $s((n + (j - 1)N)T) \rightarrow s_{\text{БИКМ}}((n + (j - 1)N)T)$. Полученные отсчеты представляют собой совокупность бит исходного сигнала с номерами от $k_j - k + 1$ до k_j при $k_j > k$ и от 1 до k_j в противном случае. Типичными значениями параметров БИКМ являются $K = 10, 13$, $k = 4, 8$, $f_d = 8$ кГц, $N = 8, 16$.

Следует отметить, что компандирование позволяет решить задачу уменьшения количества бит для цифрового кодирования сигналов без существенного ухудшения качества. Однако для медленно меняющихся сигналов, например речевых, существуют более эффективные методы сжатия. К таким методам относится дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (ДИКМ). В основе ДИКМ лежит предположение о том, что амплитуда сигнала медленно изменяется от одного отсчета к другому. Кроме того, для целого ряда сигналов в качестве модели их образования используются линейные системы. В этом случае для кодирования очередного отсчета $\check{s}(nT)$ можно использовать линейную комбинацию N предыдущих отсчетов

$$\tilde{s}(nT) = \sum_{i=1}^N a_i s((n-i)T).$$

В этом случае

$$e_n^2 = (\tilde{s}(nT) - s(nT))^2 = (s(nT) - \sum_{i=1}^N a_i s((n-i)T))^2,$$

а выбор коэффициентов a_i осуществляется из условия минимизации математического ожидания

$$m(e^2) = m((s(nT) - \sum_{i=1}^N a_i s((n-i)T))^2).$$

Минимум данного выражения достигается при условии

$$\frac{dm(e^2)}{d\alpha_i} = -2m(s((n-i)T)(s(nT) - \sum_{i=1}^N a_i s((n-i)T))) = 0, j = 1 \dots N.$$

Таким образом, задача определения оптимальных для ДИКМ коэффициентов a_i сводится к задаче решения системы линейных уравнений с N неизвестными.

После несложных преобразований полученная система уравнений может быть записана в эквивалентном виде

$$m(s((n-j)T)(s(nT))) = \sum_{i=1}^N a_i m(s(n-i)T)s((n-i)T)), j = 1 \dots N,$$

или

$$R_j = \sum_{i=1}^N R_{j-i},$$

где R_j — значения автокорреляционной функции сигнала $s(nT)$, $j = 1 \dots N$.

В частном случае при $N = 2$ и $a_1 = a_2 = 1$ на выходе преобразователя ДИКМ будет получена разность между двумя последовательными отсчетами сигнала. В этом случае

$$\tilde{s}(nT) = s((n-1)T) - s((n-2)T).$$

Разновидностью данного варианта ДИКМ является дельта-модуляция (ДМ). Для ДМ

$$\tilde{s}(nT) = \theta(s((n-1)T) - s((n-2)T)),$$

где $\theta(\alpha) = 1$ при $\alpha \geq 1$, и $\theta(\alpha) = 0$ в противном случае.

Следует отметить, что описанные методы (ДИКМ, ДМ, ИКМ) ИКМ с α - и μ -законами компандирования рассматривались при условии стационарности входного сигнала. Однако на практике по разным причинам статистические характеристики сигнала являются функциями времени. Использование описанных методов для квазистационарных сигналов увеличивает динамический диапазон ошибок квантования, что в конечном итоге может привести к недопустимым искажениям передаваемой информации. По этой причине в системах цифровой связи все большее распространение получили адаптивные методы ИКМ, АДИКМ и ДМ.

Один из простейших алгоритмов адаптивной ИКМ (АИМ) состоит в изменении величины шага квантования в зависимости от значения предыдущего отсчета сигнала по закону

$$v_n = v_{n-1} \eta(s(n-1)T),$$

где η — коэффициент, зависящий от номера уровня предыдущего отсчета.

Аналогичный алгоритм может применяться для ДИКМ, которая в этом случае называется адаптивной импульсно-кодовой модуляцией (АДИКМ). Наиболее распространенным и эффективным методом адаптивной ДМ является дельта-модуляция с переменной крутизной (ДМ ПК). При использовании ДМ ПК величина шага квантования изменяется в зависимости от значения предыдущих отсчетов по следующему правилу

$$v_n = v_{n-1} \eta + p_1, \text{ если } \sum_{i=1}^{N-1} |s((n-i)T) - (s((n-i-1)T)| = 0$$

$$v_n = v_{n-1} \eta + p_2, \text{ если } \sum_{i=1}^{N-1} |s((n-i)T) - (s((n-i-1)T)| > 0$$

где $0 < \eta \leq 1$, $p_1 \gg p_2 > 0$.

То есть, если N отсчетов равны между собой, величина шага квантования увеличивается, в противном случае — уменьшается.

Выше были рассмотрены основные способы преобразования аналоговых сигналов в цифровую форму с использованием метода ИКМ и родственных методов ДИКМ, БИКМ, ДМ, ДМ ПК, АИКМ и АДИКМ. Ряд методов в настоящее время стандартизован. В частности, разработаны и используются на практике рекомендации МСЭ-Т G.711 для ИКМ с α - и μ -законами компрессирования ($K = 7, 8$), G.721 для АДИКМ с $K = 4$, G.723 для АДИКМ с $K = 3, 5$, G.726 для АДИКМ с $K = 2, 3, 4, 5$, G.727 для АДИКМ в системах с динамическим мультиплексированием. Стандартизированные методы используются на практике чаще других и обеспечивают высококачественную передачу по линиям связи речи, факсимиле и данных со скоростями 56, 64 Кбит/с для ИКМ и 16.40 Кбит/с для АДИКМ. Для АДИКМ, соответствующей рекомендации МСЭ-Т G.727, возможна передача информации со скоростями менее 16 Кбит/с из-за встроенного механизма отбрасывания наименее значимых бит при перегрузке каналов связи.

Методы ДМ ПК и БИКМ встречаются сравнительно редко. При этом ДМ ПК применяется в основном для передачи речи со скоростями 16, 32 и 24 Кбит/с, а БИКМ для передачи информации со скоростями от 16 до 56 Кбит/с.

Дальнейшее снижение скорости передачи информации по каналам связи возможно путем использования методов преобразования сигналов в цифровую форму, учитывающих специфические особенности передаваемых сигналов. Наибольшие достижения в данном направлении в настоящее время достигнуты для речевых сигналов, для которых разработано большое количество средств кодирования, называемых вокодерами. Вокодеры фирм AT&T, Cyrillic, Motorola, Siemens и др. позволяют передавать речевые сигналы в диапазоне скоростей 1200.9600 бит/с. В ряде систем связи (например Inmarsat) вокодеры являются основными средствами кодирования речи. Однако описание принципов функционирования вокодеров выходит за рамки данной книги, а заинтересованный читатель может обратиться к другим публикациям, например [15].

Следует отметить, что интеграция вычислительных и телекоммуникационных технологий привела к тому, что фактически все способы представления сигналов в цифровой форме, применяемые в системах связи, используются при хранении сигналов в ЭВМ. Рассмотрим основные способы представления аналоговых сигналов при их обработке и регистрации на ЭВМ.

Наиболее простыми форматами файлов для хранения аналоговых сигналов в ЭВМ являются SAM, RAW, SB, UB, UW, SW UL. В этих форматах отсутствуют служебные поля, содержащие данные о типе кодирования, частоте дискретизации и пр. Для обработки сигналов, зарегистрированных в таких файлах, пользователю необходимо априорное знание соответствующей служебной информации.

Более универсальным является разработанный для использования в компьютерах Sun, NeXT, DEC формат звуковых файлов AU. Файлы типа AU состоят из заголовка (как

правило, длиной 28 байт) и непосредственно звуковых данных. В заголовке хранятся: смещение звуковых данных относительно начала файла, число байтов звуковых данных, код звукового формата, частота дискретизации и количество каналов. Формат AU обеспечивает хранение сигналов в виде линейной ИКМ с количеством бит 8, 16, 24 и 32, ИКМ с α - и μ -законами компрессирования, АДИКМ с количеством бит 3, 4 и 5, просто отсчетов с плавающей и фиксированной точкой и др. Однако наиболее часто в формате AU используются линейная ИКМ с количеством бит 8 и 16 и ИКМ с μ -законом компрессирования с количеством бит 8. Характерной особенностью формата AU является возможность работы с различными частотами дискретизации.

Файлы формата VOC (Voice File фирмы **Creative Labs**) состоят из заголовка и совокупности блоков, имеющих различное назначение. Для хранения звуковой информации используются блоки звуковых данных и блоки продолжения. В блоке звуковых данных определяются частота дискретизации и код цифрового преобразования сигналов, а также хранятся сами отсчеты сигналов, которые в случае необходимости также размещаются в блоках продолжения. Блоки других типов предназначены для хранения служебной информации и обеспечения дополнительных возможностей обработки сигналов. В частности, блоки паузы используются для индикации участков отсутствия сигнала, маркерные блоки — для синхронизации событий при записи и воспроизведении звука, блоки циклов повторения — для циклов при обработке, текстовые блоки — для хранения текстовой информации, блоки расширения — для поддержки файлов со стереозвуком и ряда других функций. Формат VOC предоставляет возможность хранения данных в виде линейной ИКМ с количеством бит 8 и 16, ИКМ с α - и μ -законами компрессирования, АДИКМ с количеством бит 4, также сжатых данных с количеством бит 2, 4, 6.

Файлы формата WAV (Waveform Audio File фирмы Microsoft) являются наиболее распространенными в настоящее время. Формат WAV разработан на основе формата RIFF (Resource Interchanging File Format) — формата файлов для обмена ресурсами. Фактически файл RIFF в данном случае используется как контейнер для хранения звуковых данных, то есть можно сказать, что файл WAV является RIFF-контейнером типа WAV. Собственно сам WAV-файл состоит из блоков, допускающих вложение. Важнейшими типами блоков являются блоки формата и блоки данных. В блоках первого типа размещаются код компрессии сигнала, количество каналов, частота дискретизации, количество бит, используемых на отсчет, и некоторая другая дополнительная информация. В блоках второго типа хранятся непосредственно звуковые данные. В файлах типа WAV могут размещаться данные в виде ИКМ, ИКМ с компрессированием, соответствующей рекомендации МСЭ-Т G.711, АДИКМ, соответствующей рекомендациям МСЭ-Т G.721, G.723 с количеством бит для кодирования 3, 4 и 5, IMA μ ДИКМ, Microsoft АДИКМ, MPEG и др.

Файлы формата AIFF, например AIFF-C (модификация формата IFF фирмы Electronic Arts), так же, как и файлы WAV, состоят из блоков. Важнейшими типами блоков являются блоки типа COMM и SSND, предназначенные для хранения служебной информации и звуковых данных. В блоке COMM хранятся количество каналов, количество бит на отсчет, наименование метода компрессии и ряд других служебных данных. В блоке SSND находятся звуковые данные, представленные в виде линейной ИКМ, ИКМ с μ -законом компрессирования, АДИКМ, а также сжатые данные с коэффициентами сжатия 2:1, 3:1, 8:3, 6:1.

Подведем краткие итоги.

1. Базовым методом АЦП является линейная ИКМ — именно на этом способе цифрового кодирования аналоговых сигналов базируется подавляющая часть процедур ЦОС — все остальные методы АЦП имеют своей целью компрессию сигналов с целью снижения затрат при их передаче по каналам связи и хранении на устройствах регистрации.

2. Не существует методов аналого-цифрового преобразования, одинаково хорошо подходящих для всех видов сигналов. При этом наиболее универсальными методами АЦП являются различные виды ИКМ, АИКМ, ДИКМ, АДИКМ, ДМ, ДМ ПК.

3. Для преобразования речи в цифровую форму могут применяться как различные методы ИКМ, так и вокодерные способы преобразования. Для передачи по каналам связи факсимиле и данных пригодны не все методы АЦП. Для таких сигналов чаще всего используются ИКМ, соответствующая рекомендации МСЭ-Т G.711, и АДИКМ, соответствующая рекомендациям МСЭ-Т G.721, G.723, G.726, G.727.

4. Способы представления аналоговых сигналов в цифровой форме, используемые в системах связи и компьютерах, по большей части совпадают. Фактически все методы АЦП аналоговых сигналов, используемые в каналах цифровых систем связи, применяются и в вычислительной технике.

2.2. Возможности ПЭВМ по обработке сигналов систем связи

Выше в разделе 1.3 были рассмотрены основные задачи обработки сигналов систем связи и требования к перспективным средствам их обработки. Применительно к вопросам практической реализации работу таких средств в общем случае можно представить в виде следующих этапов: аналого-цифровое преобразование сигнала, ввод выборки фиксированного объема ($N = 1000 \cdot 30000$), определение наличия сигнала, распознавание вида и параметров модуляции, оценка скорости манипуляции, настройка демодулятора, анализ используемых для формирования сообщений протоколов, настройка декодера, выделение передаваемых сообщений.

В настоящее время большая часть указанных задач решается с использованием цифровых процессоров обработки сигналов (ЦПОС). При этом наибольшее распространение получила продукция фирм **Analog Devices Inc** (ЦПОС ADSP-21xx и ADSP-210xx), **Texas Instruments** (ЦПОС TMS320Cxx) и **Motorola** (ЦПОС 96xxx, 56xxx). Несомненными преимуществами ЦПОС являются ориентированность системы команд на задачи цифровой обработки сигналов (например, для многих процессоров операции сложения, умножения и занесения в память выполняются в одном командном цикле), высокая тактовая частота (для процессоров ADSP-219x — до 300 МГц), оптимальное отношение стоимость/производительность и надежность микросхемы.

Однако за последние годы наблюдается бурное развитие процессоров CISC (Complete Instruction Set Computer), широко используемых в ПЭВМ общего назначения. Несомненным лидером на рынке процессоров CISC является фирма **Intel**, хотя фирмы **AMD**, **Cyrix**, **Rise**, **Centaur** выпускают процессоры данного типа со сходными параметрами. В настоящее время существует большое количество CISC-процессоров, постоянно разрабатываются новые образцы. При этом каждые 2.3 года быстродействие CISC-процессоров в среднем приблизительно удваивается. Следует отметить, что развитие технологии MMX (multimedia extention), оптимизирующей обработку мультимедийных данных, повышение степени распараллеливания команд, улучшение масштабируемости, появление 64-разрядных процессоров значительно расширяет сферу применения процессоров, используемых в ЭВМ общего назначения. Высокие технические характеристики и наличие на рынке программного обеспечения широкого спектра системных и инструментальных средств для CISC-архитектур обуславливают целесообразность использования процессоров, используемых в ПЭВМ, для решения широкого класса задач, в том числе и задач цифровой обработки сигналов. Существует еще ряд причин в пользу реализации методов ЦОС на ПЭВМ. В первую очередь это экономические показатели. За последние годы стоимость функциональных устройств на цифровых сигнальных процессорах стала сравнимой, а в большинстве случаев и превышающей стоимость современных персональных ЭВМ. Разработка программных

средств для ЦПОС связана с привлечением редких специалистов и приобретением дорогостоящего отладочного оборудования. Кроме того, существуют трудности модификации программного обеспечения из-за ограниченных возможностей средств программирования и отладки.

В то же время при создании средств цифровой обработки сигналов на ПЭВМ, требуется собственно сама ПЭВМ, стандартная операционная система, инструментальные средства разработки и отладки приложений и программист, умеющий их применять при решении задач ЦОС.

Рассмотрим подробнее вопросы использования ПЭВМ при практическом решении задач цифровой обработки сигналов.

Основные задачи обработки сигналов современных высокоавтоматизированных и адаптивных систем радиосвязи различных диапазонов, сформулированные в п. 1.3, могут быть решены путем создания автоматизированного комплекса (АК) на основе радиоприемных и (или) каналов выделяющих устройств и управляющей персональной ЭВМ (ПЭВМ). В этом комплексе на ПЭВМ будут возлагаться все функции управления трактом приема и обработки, обеспечения связи с различными внешними устройствами и комплексами, обработки сообщений, обнаружения и классификации сигналов, отображения информации в требуемом виде, ведение баз данных и т. д. Следует отметить, что, в отличие от ранее создававшихся устройств и комплексов обработки радиосигналов, состоящих из совокупности изделий, каждое из которых выполняло свою функцию, совершенствование вычислительной техники и развитие методов ЦОС обуславливают возможность реализации всех функций в рамках одного и того же малогабаритного устройства.

Однако требования многофункциональности и малогабаритности по своей сути являются противоречивыми. Необходимость обеспечения многофункциональности предполагает использование большого количества элементов, выполняющих разные процедуры обработки сигналов, а обеспечение малогабаритности затрудняет использование большого числа отдельных функциональных устройств.

Как показывает опыт разработки авторов, путь разрешения данного противоречия лежит в использовании в составе АК стандартных аппаратных радиоприемных и вычислительных средств по возможности промышленного производства, не требующих доработки, и в обеспечении многофункциональности путем использования специально разработанного программного обеспечения.

Исходя из этого АК может быть реализован на базе одного или нескольких радиоприемников, устройства ввода сигналов, вычислительной системы и комплекта общего и специального математического обеспечения.

Для корректного выбора ПЭВМ, предназначенной для применения в АК, необходимо учесть ряд следующих требований, вытекающих из специфики решаемых задач по обработке сигналов систем радиосвязи:

- вычислительная система ПЭВМ должна обладать высокой производительностью;
- ПЭВМ должна быть по возможности переносной, иметь небольшие габариты, вес и энергопотребление;
- архитектура системного блока должна позволять установку дополнительных модулей пользователя. Так, желательно, чтобы системная шина ПЭВМ имела не менее одного-двух свободных слотов ISA размера «3/4» для установки платы сканирующего радиоприемника или демодулятора (см. п. 6.1) и несколько слотов PCI;
- конструкция ПЭВМ по прочности, надежности и ремонтпригодности должна соответствовать требуемым условиям эксплуатации. Так, например, при необходимости размещения на подвижных объектах она обязана обладать устойчивостью к вибрации и сотрясению, причем не только в выключенном

состоянии, но и во время работы. В первую очередь, это касается узлов, содержащих движущиеся детали: флоппи-дисководов, дисководов CD-ROM и жестких дисков. Оператор, обслуживающий АК, должен иметь возможность быстрого восстановления работоспособности системы после аварийных ситуаций и сбоев

Среди поставленных требований определяющим является требование к вычислительной мощности ПЭВМ. Рассматриваемые в следующих разделах методы обработки сигналов различных систем связи требуют достаточно большого объема вычислений. Действительное время их выполнения определяется вычислительными возможностями используемого в АК компьютера. Общий анализ вычислительной сложности возможных процедур обработки сигнала показывает, что они требуют проведения до 4000 операций типа сложения/вычитания на один отсчет оцифрованного сигнала и, как следствие этого, значительного объема памяти (до 500 кбайт) для хранения исходных и промежуточных данных и достаточно высокого быстродействия (при тактовой частоте системы обработки $f_d = 10$ кГц — до 20 миллионов операций в секунду). Кроме того, разрабатываемые аппаратно-программные средства должны обладать минимальными массогабаритными показателями и стоимостью, открытой архитектурой аппаратно-программного обеспечения и иметь запас вычислительной мощности примерно в 1,5 раза по производительности. Выполнение последних двух требований позволит разработать многофункциональные средства, которые не устареют к моменту запуска в серийное производство и обеспечат возможность модификации существующих и включения новых процедур обработки в процессе эксплуатации аппаратуры. Опыт разработки специализированных АК показывает, что персональная ЭВМ, входящая в их состав, по своей вычислительной мощности должна отвечать следующим минимальным требованиям, приведенным ниже в табл. 2.2.1.

Таблица 2.2.1

	Наименование	Требование
1	Процессор	не хуже Pentium-III
2	Тактовая частота процессора, МГц	≥ 500
3	Тактовая частота системной шины, МГц	≥ 100
4	Емкость ОЗУ, Мбайт	≥ 64
5	Контроллер видеомонитора	SVGA
6	Емкость видеопамати, Мбайт	4
7	Слоты расширения системной шины	2-ISA/4-PCI
8	Накопитель на жестких магнитных дисках, Гбайт	≥ 10
9	Накопитель на гибких магнитных дисках	1,44
10	Накопитель на компакт-диске	CD-Writer x 16/8/24

Предъявленные требования по вычислительной мощности и составу комплектующих не являются жесткими, им соответствуют большинство современных персональных компьютеров среднего класса. Кроме того, постоянное совершенствование компьютерной техники позволяет реализовывать на ПЭВМ все более сложные алгоритмы обработки сигналов с приемлемыми временными затратами.

Рассмотрим с позиций других выдвинутых требований некоторые модели современных ПЭВМ.

Компьютеры типа ноутбук обладают малыми размерами, однако прочность их корпусов в общем случае недостаточна. Кроме того, отсутствует или существенно затруднена возможность наращивания архитектуры системного блока дополнительными модулями. Предлагаемые для компьютеров типа ноутбук станции расширения типа Desk Station в последнее время выпускаются фирмами-изготовителями без ISA-слотов

расширения. Общий вес конструкции «ноутбук + Desk Station» может достигать 15 кг. Флоппи-дисководы, дисководы CD-ROM, жесткие магнитные диски и модули памяти, применяемые в ноутбуках, имеют, как правило, сравнительно низкие показатели времени доступа, что сказывается на быстродействии и общей производительности таких ПЭВМ. Защищенные ноутбуки в военном или промышленном исполнении имеют упрочненные корпуса и возможность подключения ISA-модулей. Однако стоимость такого компьютера составляет не менее 4000\$ США.

Кроме малогабаритных переносных ПЭВМ типа Notebook существуют промышленные переносные компьютеры. Корпуса таких компьютеров изготавливаются из ударопрочного термостойкого материала и имеют упрочненное алюминиевое шасси. В качестве монитора используется жидкокристаллическая активная матрица. Полноразмерная клавиатура используется в качестве защитной крышки монитора при транспортировке компьютера.

Промышленные переносные компьютеры такого типа обладают важным достоинством — открытостью конструктива. Это предоставляет возможность создания произвольной конфигурации системы, расширяющей функции ЭВМ за счет установки дополнительных плат пользователя. Такое расширение обеспечивается применением в промышленном переносном компьютере стандартной материнской платы с полноразмерными ISA-, либо комбинированными ISA/PCI-слотами и стандартных PC-компонентов.

Внешний вид переносного промышленного компьютера типа LCKP и его составных компонентов представлен на рис. 2.2.1. Габариты промышленной ПЭВМ данного типа в собранном виде составляют 24,5 x 20,5 x 41 см, общий вес — 12 кг.

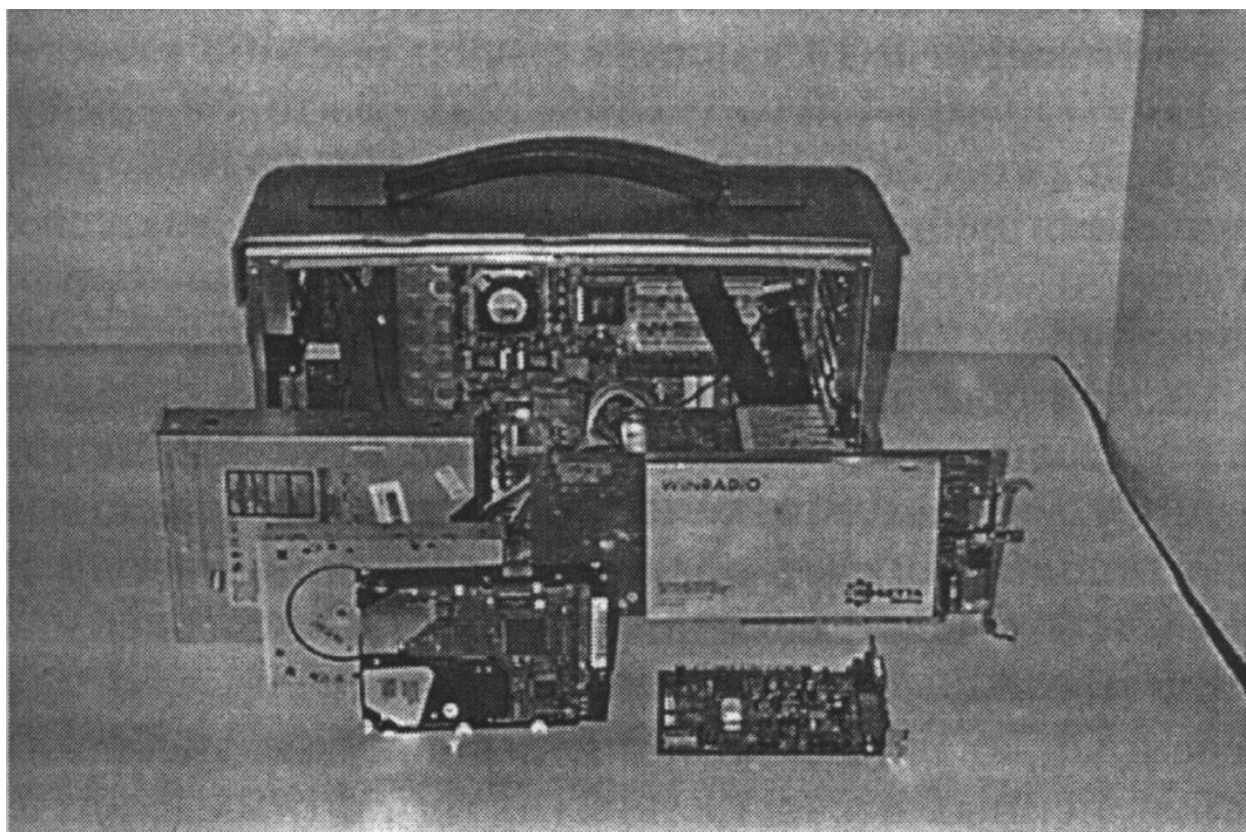


Рис. 2.2.1

Модульная конструкция ПЭВМ данного типа облегчает техническое обслуживание и позволяет быстро заменять составные компоненты в случае их выхода из строя. Существующие габариты системного блока и наличие полноразмерных слотов ISA на системной шине материнской платы позволяют установить в ПЭВМ радиоприемные или

демодулирующие устройства, реализованные на платах. Описание некоторых моделей таких устройств приведено ниже в разделе 6.1.

Все процедуры обработки сигналов (анализ, демодуляция, декодирование и др.), программно реализуемые в ПЭВМ, должны обеспечивать обработку сигнала, поступающего с выхода внешнего устройства, например радиоприемника. Следовательно, необходима организация ввода такого сигнала в ПЭВМ. В самом общем случае этот сигнал является аналоговым и его ввод осуществляется путем применения платы АЦП, предназначенной для преобразования входного аналогового сигнала в цифровой код с последующей передачей цифрового кода процедурам дальнейшей обработки.

Рассмотрим подробнее вопросы практического выбора платы АЦП.

Несомненно, что технические возможности всей системы цифровой обработки сигналов во многом определяются техническими характеристиками АЦП. Но необходимо специально подчеркнуть, что корректный выбор конкретной модели АЦП на основании только ее технических характеристик (быстродействия, числа уровней квантования и т. д.) осуществлен быть не может. Дело в том, что помимо учета чисто технических факторов критерии выбора модели должны включать и ряд дополнительных требований. К ним относятся небольшие массогабаритные показатели и стоимость изделия и открытая архитектура его аппаратно-программного обеспечения, позволяющая достичь полной управляемости конкретной модели для прикладного программного обеспечения и выбранной операционной системы ПЭВМ. Выполнение последнего требования даст возможность модификации существующих и включения новых процедур обработки сигналов в процессе эксплуатации аппаратуры и появления новых, более совершенных версий операционной системы Windows.

Проведенный анализ с позиций выдвинутых требований различных современных отечественных и импортных плат АЦП показал следующие результаты.

Ведущие мировые производители подобных устройств, такие как фирмы Analog Devices, Texas Instruments и Advantech (США), обеспечивают поставку на рынок самых разнообразных моделей АЦП, способных удовлетворить всем предъявленным выше требованиям. Как правило, модули аналого-цифрового преобразования этих фирм содержат встроенные АЦП, специально предназначенные для преобразования быстроизменяющихся сигналов, имеющие низкий уровень параметров искажений, разрешение 12.32 разрядов и время преобразования от 20 нс до 2 мкс. Однако существенным недостатком импортных моделей является их сравнительно высокая стоимость. Так, цена недорогих моделей импортного производства на российском рынке не ниже 300\$ США.

Существующие отечественные модули АЦП, как правило, отличаются от импортных более низкими ценами. Так, модули, имеющие 12-разрядные АЦП, программируемые в диапазоне 1.8 коэффициенты усиления и минимальное время преобразования порядка 2 мкс, стоили на конец 2001 г. ниже 200\$.

К сожалению, отечественные разработки имеют менее развитый уровень программной поддержки и, что самое главное, не обладают гарантированной аппаратно-программной совместимостью с различными существующими версиями современной операционной системы Windows и другими функциональными устройствами, работающими под ее управлением (встраиваемыми приемниками и демодуляторами, сетевыми картами и т. д.). Таким образом, отсутствие полной гарантии работоспособности отечественных моделей в случае необходимости последующей модернизации аппаратно-программной конфигурации АК существенно ограничивает возможность их применения в комплексах обработки радиосигналов.

В этих условиях оправданной альтернативой использованию специализированных модулей АЦП является применение в их качестве стандартных звуковых карт, часто называемых «саундбластерами». Современные модели звуковых карт обладают техническими характеристиками, отвечающими предъявленным выше требованиям. Все

они обеспечивают возможность оцифровки входных аналоговых сигналов как в 8-, так и в 16-, и даже в более многоканальном формате. Частота дискретизации входного сигнала помимо ряда возможных нестандартных значений гарантированно имеет следующие номиналы: 8; 11,025; 22,05 и 44,1 кГц. Другие технические характеристики некоторых моделей саундбластеров представлены ниже в табл. 2.2.2.

Таблица 2.2.2

Модель	Динамический диапазон воспроизведения/записи (дБ)	Искажения при воспроизведении/записи (дБ)	Проникновение между каналами при воспроизведении/записи (дБ)
Aztech Labs PCI 338-A3D	95/86	0,015/7,8	-83/-83
Creative Labs Ensoniq AudioPCI	86/82	0,014/49,5	-94/-84
Creative Labs Sound Blaster Live	88/86	0,012/0,014	-98/-97
Creative Labs Sound Blaster PCI 128	84/78	0,009/0,02	-87/-78
Diamond Multimedia Monster Sound MX200	78/76	0,015/0,026	-64/-64
Diamond Multimedia Sonic Impact S90	93/82	0,016/0,021	85/-84
Hi-Val PCI338 A3D	95/84	0,015/0,017	-85/-85
Turtle Beach Montego A3D Xstream	93/82	0,018/0,019	-84/-83
Yamaha WaveForce 192XG	82/80	0,087/0,09	-87/-75
Creative Labs Sound Blaster AWE64 Gold	81/80	0,01/0,012	-87/-80

Необходимо отметить, что цена различных моделей саундбластеров разных производителей с приведенными техническими параметрами на отечественном рынке, как правило, ниже 50\$ США. Поэтому при выборе конкретной модели звуковой карты помимо чисто стоимостных показателей можно учесть следующие факторы.

Сейчас практически закончился процесс перехода звуковых плат с устаревшей шины ISA на более быстродействующую шину PCI. Это обусловлено следующими причинами. Во-первых, многие производители ПЭВМ перестают устанавливать разъемы расширения ISA на свои системные платы или сокращают число устанавливаемых разъемов. Этого добивается ведущий мировой производитель микропроцессоров для ПЭВМ компания Intel. Во-вторых, пропускная способность шины PCI значительно выше, чем ISA. Это дает существенный прирост в скорости обмена данными и снижает нагрузку на центральный процессор. Наконец, звуковые карты на шине PCI имеют более высокие качественные параметры за счет использования высоко интегрированной архитектуры, позволяющей уменьшить число электронных компонентов, и унификации с рекомендациями стандарта АСТ Поддерживаемый многими производителями звуковых карт стандарт компании **Intel AC'97** (Audio Codec) значительно улучшил технические

характеристики звуковых карт. Стандарт определяет приемлемые уровни шума, искажений и других факторов, влияющих на качество записи и воспроизведения сигнала.

Таким образом, для достижения гарантированной совместимости со всеми версиями ОС Windows и другими платными устройствами под ее управлением рекомендуется выбирать PC I-звуковые карты. Так, опыт показывает, что для практического использования в АК, отвечающего рассмотренным в разделе 1.3 требованиям по обработке сигналов, могут использоваться различные PC1-мо-дели основного мирового производителя саундбластеров компании Creative Labs, широко представленные на отечественном рынке.

Выводы.

1. Предлагаемые на российском рынке различные ПЭВМ в стандартной комплектации без использования периферийных устройств на ЦПОС при относительно невысокой стоимости по своим вычислительным характеристикам соответствуют требованиям, предъявляемым к АК обработки радиосигналов. При этом наиболее приемлемым вариантом для использования в АК является переносной промышленный компьютер.

2. В качестве устройства ввода аналоговых сигналов может быть использована стандартная звуковая карта компьютера. Такое решение значительно упрощает как вопросы программирования ввода сигнала в реальном масштабе времени, так и гарантирует совместимость с различными версиями операционной системы WINDOWS.

2.3. Особенности выбора системного и инструментального программного обеспечения

Рассмотрим вопросы выбора общего и специализированного программного обеспечения, используемого при решении задач обработки сигналов. Очевидно, что на одном из первых этапов создания любого аппаратно-программного комплекса необходимо определить общее программное обеспечение, сетевые программные средства и инструментальные средства для разработки СПО.

Для создания программных средств обработки радиосигналов часто задействуется достаточно большое число различных разработчиков. Необходимость унификации создаваемого ими специального программного обеспечения в рамках единой для всех операционной системы (ОС) требует выбора конкретной ОС.

Операционная система представляет собой комплекс системных и управляющих программ, предназначенных для организации, планирования и контроля вычислительного процесса, рационального распределения ресурсов вычислительной системы и предоставления пользователям сервисных средств для программирования и отладки. Различные ОС предоставляют пользователям различные возможности. В соответствии с условиями применения различают ОС пакетной обработки, разделения времени и реального времени. При пакетной обработке задачи, объединенные в пакеты, выполняются последовательно. В режиме разделения времени несколько задач выполняются одновременно, при этом каждой из задач предоставляется процессорное время в зависимости от ее приоритета и наличия соответствующих вычислительных ресурсов. ОС реального времени обеспечивает приоритетное выполнение соответствующих задач в соответствии с поступающими входными сигналами.

При осуществлении выбора ОС для задач ЦПОС в общем случае необходимо учитывать следующие основные требования к ней, вытекающие из практики создания таких средств:

- поддержку обработки сигналов в реальном времени;

- обеспечение преемственности возможных последующих версий ОС сверху вниз для выбранной операционной системы;
- возможность внесения каких-либо изменений в программное обеспечение, созданное конкретным разработчиком, без изменений остального СПО;
- обеспечение взаимодействия разрабатываемых средств в рамках общей, как правило, одноранговой локальной вычислительной сети (ЛВС);
- единый сетевой протокол взаимодействия в ЛВС для всех разрабатываемых средств;
- наличие безопасности доступа к информационным ресурсам разных компьютеров-клиентов ЛВС;
- обеспечение простоты администрирования общих сетевых ресурсов ЛВС.

Широкое распространение для решения задач цифровой обработки сигналов получили операционные системы реального времени (ОС РВ) VxWorks, OS-9, PSOS, QNX, LynxOS и др. Для них характерны быстрое время реакции на прерывания, компактность кода, надежность, наличие технической поддержки и целый ряд другие преимуществ. Мировая практика показывает, что без ОС РВ невозможно обойтись в целом ряде разработок.

Однако из-за высокой стоимости ОС РВ в последнее время приобретают популярность значительно более дешевые расширения реального времени для стандартных операционных систем, например, Windows NT. Так, одним из возможных решений является использование совместно с Windows NT подсистемы реального времени RTX (Real Time Extension) фирмы VenturCom. После установки RTX стандартная Windows NT Workstation или Server превращается в операционную систему реального времени, при этом подсистема реального времени позиционируется в Windows NT как еще один драйвер устройства. В RTX планировщик задач реального времени следит за очередью задач реального времени, находящихся в системе, и выделяет им вычислительный ресурс в соответствии с приоритетом. Всего в RTX существует 128 фиксированных приоритетов для задач реального времени. Если в очереди таких задач нет, то управление передается стандартному планировщику задач Windows NT. Windows NT без RTX нельзя отнести к ОС РВ из-за недостаточного количества приоритетов реального времени, отсутствия наследования приоритетов и несовершенной системы обработки прерываний. Последние выполняются в основном цикле обработки с одинаковым уровнем приоритета в порядке поступления. Таким образом, время окончания обработки прерывания от внешнего устройства оказывается зависимым от активности драйверов других процессов. Это, в свою очередь, не позволяет точно определить интервал времени от момента возникновения прерывания до передачи управления в процедуру обработки.

Однако в ряде случаев ОС типа Windows NT и Windows-2000 (98, 95) могут быть использованы для обработки информации в темпе ее поступления. В первую очередь это относится к так называемым «мягким» системам реального времени, которые допускают нарушение временных ограничений на обработку прерываний, например, когда незначительные потери информации допустимы, либо интервал времени между поступлениями прерываний много больше, чем время обработки прерывания в ОС и пользовательской программе. Типичными «мягкими» системами являются такта системы, где число типов прерываний невелико, либо используется мало драйверов с неизвестными точно алгоритмами работы, или, по крайней мере, качество «работоспособности» этих драйверов гарантировано.

Следует отметить, что многие аппаратно-программные комплексы цифровой обработки радиосигналов являются «мягкими» системами реального времени. Применительно к средствам, реализуемым на ПЭВМ, это относится к системам, в которых количество одновременно обрабатываемых каналов мало (один или два), полоса частот

обрабатываемых сигналов ограничена (например, интервалом звуковых частот 0.20 кГц), допускается пропуск фрагментов сигналов и задержки в обработке отдельных фрагментов от 2 до 10 секунд. Опыт практической разработки таких систем показывает возможность использования ОС Windows-NT и Windows-2000 (98, 95) для решения задач обработки радиосигналов в реальном масштабе времени. Кроме того, данные ОС позволяют строить одноранговые ЛВС и обеспечивают полноценный сервис, позволяющий компьютерам-клиентам ЛВС реализовывать требуемый доступ к сетевым ресурсам и управлять ими через сеть.

Таким образом, использование ОС Windows NT или Windows-2000 (98, 95) в качестве базовой операционной системы при разработке аппаратно-программных средств позволяет связать воедино в рамках одной одноранговой ЛВС все функциональные подсистемы процессов поиска, анализа и приема радиоизлучений и предоставляет широкие возможности по созданию протоколов эффективного взаимодействия этих средств. Применение для создания СПО одного из современных инструментальных средств разработки Windows-приложений позволит осуществлять быструю подготовку отдельных функциональных комплектов СПО силами различных групп разработчиков и обеспечит возможность сопряжения разработанных программных продуктов через стандартные средства Windows.

Отдельно следует остановиться на оценке возможности работы в 32-разрядных ОС Windows (Windows NT 4.0, Windows 98, ...) созданных ранее программных средств, предназначенных для обработки сигналов в реальном масштабе времени в DOS.

Современные 32-разрядные операционные системы Windows позволяют загружать и выполнять программы, предназначенные для функционирования в реальном масштабе времени в DOS. Но при этом на работу данных программ накладывается ряд ограничений. Особенно строгими данные ограничения становятся при необходимости обеспечить работу DOS-программ реального времени на компьютере, функционирующем непосредственно под управлением операционной системы Windows, а не в режиме эмуляции DOS.

Эти программы не будут иметь гарантированной возможности:

- работать с каналами прямого доступа к памяти;
- корректно работать с любыми прерываниями (аппаратными и программными);
- использовать память внешних устройств в линейном адресном пространстве памяти компьютера;
- свободно работать с портами ввода/вывода (для ОС Windows NT работа с портами недоступна, для Windows-98 и выше — доступна с некоторыми ограничивающими условиями).

В режиме эмуляции DOS приведенные ограничения становятся менее категоричными, но полностью не снимаются, т. е. обеспечение 100 % работоспособности DOS-программ и в этом режиме не гарантируется. Из сказанного следует, что при необходимости использования программ, предназначенных для функционирования в реальном масштабе времени в DOS, необходимо либо иметь дополнительные ПЭВМ, функционирующие только в DOS, либо предусмотреть возможность в разрабатываемых аппаратно-программных средствах перезагрузки операционной системы. При этом все разрабатываемое под ОС Windows СМО будет неработоспособным.

Для создания прикладного программного обеспечения, предназначенного для функционирования в одной из данных ОС, существует широкий набор инструментальных средств: Delphi, C Builder, Visual-C и ряд менее распространенных. С точки зрения своих характеристик они обладают примерно равными возможностями по быстрой разработке высокоскоростных приложений Windows, созданию многократно используемых и расширяемых ресурсов программ и наличию встроенных средств для коллективной

разработки СПО, поддерживающего стандартные для Windows механизмы взаимодействия между отдельными приложениями. Все они делают доступным прикладной программе стандартный набор объектов пользовательского интерфейса Windows (окна, меню, пиктограммы), что позволяет обеспечить сходство по внешнему оформлению всех разрабатываемых приложений независимо от среды разработки. Следовательно, разработчики программного обеспечения в общем случае вправе самостоятельно выбирать конкретные инструментальные средства из приведенного списка.

Следует отметить, что существенным преимуществом инструментальных средств типа Delphi, CBuilder, Visual-C и др. по сравнению со средствами разработки приложений на процессорах ЦОС является наличие встроенных механизмов объектно-ориентированного проектирования и программирования.

Объектно-ориентированная технология получила широкое распространение по следующим причинам. Использование объектов позволяет производить декомпозицию сложных задач и создавать программное обеспечение с привлечением больших коллективов программистов. Повторное использование стандартных компонентов и гибкость объектно-ориентированных текстов снижает время разработок новых и модификацию уже разработанных программ. Относительная простота получаемого программного обеспечения делает его более гибким и снижает затраты на эксплуатацию.

В настоящее время существуют разные оценки экономии трудозатрат при использовании объектно-ориентированного подхода для разработки программного обеспечения. Большинство этих оценок получено эвристическим путем. Пессимистическая оценка выигрыша по времени разработки объектно-ориентированного программного обеспечения составляет 20.30%, оптимистическая - 100.200% [16, 17].

Перечисленные преимущества являются дополнительными доводами в пользу использования ПЭВМ со стандартным математическим обеспечением для разработки сложных систем, к которым относятся системы цифровой обработки радиосигналов.

Глава 3. Анализ сигналов систем связи

3.1. Спектральный анализ сигналов

В любой системе электросвязи физическим носителем информации является сигнал, представляющий собой электромагнитное колебание. При этом, управляя при передаче изменением модуляционных параметров сигнала во времени, можно формировать необходимое сообщение. На приемной стороне принятый сигнал может рассматривать как совокупность его мгновенных значений на временном интервале приема сообщения. Известно, что практически любой сигнал $s(t)$ может быть представлен как сумма элементарных колебаний $r_i(t)$, умноженных на соответствующим образом подобранные коэффициенты c_i

$$s(t) = \sum c_i r_i(t). \quad (3.1.1)$$

Система функций $r_i(t)$ носит название базисной системы, а представление сигнала в виде (3.1.1) называют разложением сигнала по сумме базисных функций. Совокупность значений c_i называется спектром сигнала в выбранной системе базисных функций. Выбор системы базисных функций для спектрального представления сигналов определяется как объемом априорных знаний об анализируемом сигнале (наличии в нем периодичности, гармоничности и т. д.), так и удобствами практической реализации спектрального анализатора.

Для спектрального анализа связанных сигналов, имеющих по своей природе характер гармонических колебательных процессов, чаще всего используются различные системы тригонометрических базисных функций, и среди них важнейшее место занимает система, основанная на разложении сигнала в ряд Фурье.

Математическое преобразование Фурье для непрерывной функции $x(t)$ определяется следующим образом

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j\omega t} dt,$$

где $\omega = 2\pi f$, f — частота, $j = \sqrt{-1}$.

При этом обратное преобразование Фурье может быть записано в форме

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega.$$

Спектром дискретного сигнала $x(nT)$ в базисе Фурье называют комплексную функцию

$$X(\omega) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) \cdot e^{-jn\omega T}.$$

Очевидно, что расчет спектра по этому выражению требует бесконечного во времени сигнала, что недостижимо при решении практических задач. Обычно имеется только ограниченное число выборок исходного сигнала, по которым и производится оценка его спектра, или, другими словами, осуществляется спектральный анализ. В этом случае под оценкой спектра понимают оценку спектральной плотности сигнала, вкладывая в понятие плотности распределение энергетических и фазовых составляющих ограниченной временной последовательности сигнала по оси частот.

Рассмотрим пример нахождения оценки комплексной спектральной плотности $X(j\omega)$ дискретного сигнала в произвольной точке f оси частот. Пусть

$$X(j\omega) = S(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)} = S_c(\omega) + j \cdot S_s(\omega),$$

где $S(\omega) = \sqrt{S_c^2(\omega) + S_s^2(\omega)}$ — модуль спектральной плотности и $\varphi(\omega) = \arctg(S_s(\omega)/S_c(\omega))$ — фаза исходного сигнала $x(nT)$ на угловой частоте $\omega = 2\pi f$.

Допустим, что сигнал $x(nT)$ ограничен по времени, т. е. он является последовательностью из N отсчетов, взятых с частотой дискретизации $f_d = 1/T$ на интервале от 0 до $(N-1)T$.

Тогда коэффициенты $S_s(\omega)$ и $S_c(\omega)$ могут быть найдены из следующих выражений

$$S_c(\omega) = T \sum_{n=0}^{N-1} x(nT) \cdot \cos(2\pi f n T),$$

$$S_s(\omega) = T \sum_{n=0}^{N-1} x(nT) \cdot \sin(2\pi f n T).$$

Отметим, что существует ряд рекурсивных методов вычисления коэффициентов $S_s(\omega)$ и $S_c(\omega)$ [18]. Однако наиболее важным при цифровой обработке сигналов является случай, когда необходимо проводить спектральный анализ сигнала не на одной отдельно взятой частоте, а во всей полосе занимаемых им частот. В этом случае результат дискретного преобразования Фурье (ДПФ) сигнала может быть представлен в виде совокупности значений $X(f_k)$ в определенных точках $f_k = k/NT$, $k = 0, \dots, N-1$

$$X(f_k) = T \sum_{n=0}^{N-1} x(nT) \cdot e^{-jn2\pi f_k T} = T \sum_{n=0}^{N-1} x(nT) \cdot e^{-jn2\pi k / N}. \quad (3.1.2)$$

Обратное преобразование для (3.1.2) задается в виде

$$X(nT) = \frac{1}{NT} \sum_{k=0}^{N-1} X(f_k) \cdot e^{jk2\pi n / N}. \quad (3.1.3)$$

В виду того, что выражение (3.1.2) является линейным преобразованием совокупности значений $x(nT)$, ДПФ имеет вид

$$\vec{X} = W_N \vec{x}, \quad (3.1.4)$$

где $\vec{X} = (X(f_0), X(f_1), \dots, X(f_{N-1}))^T$; $\vec{x} = (x(0), x(T), \dots, x((N-1)T))^T$, W_N — матрица размера $N \times N$ с элементами $W_N^{nk} = e^{-jn2\pi k / N}$, $n, k = 0, \dots, N-1$.

Вычисление ДПФ непосредственно по формуле (3.1.2) требует проведения N^2 операций умножения и $N(N-1)$ операций сложения комплексных чисел. С целью сокращения вычислительных затрат при проведении спектрального анализа разработан ряд алгоритмов, получивших общее название быстрых преобразование Фурье (БПФ). Рассмотрим два базовых алгоритма БПФ для случая, когда $N = 2^V$, $V > 0$, V — целое.

Алгоритм с прореживанием по времени. Сигнал $x(nT)$, $n = 0, \dots, N-1$ разделяется на два подсигнала с четными и нечетными номерами соответственно, т. е.

$$\sum_{n=0}^N x(nT) = \sum_{n=0}^{\frac{N-1}{2}} x(2nT) + \sum_{n=0}^{\frac{N-1}{2}} x((2n+1)T).$$

Выражение для ДПФ такого сигнала можно представить в виде

$$X(f_k) = \sum_{n=0}^{\frac{N-1}{2}} x(2nT) W_N^{2nk} + W_N^k \sum_{n=0}^{\frac{N-1}{2}} x((2n+1)T) W_N^{2k}, \quad (3.1.5)$$

где $k = 0, \dots, N-1$.

Каждая из сумм в (3.1.5) является результатом ДПФ для $N/2$ четных и $N/2$ нечетных отсчетов сигнала $x(nT)$. Путем следующего аналогичного деления каждого подсигнала на две новых последовательности выражение (3.1.5) может быть представлено виде совокупности преобразований для $N/4$ отсчетов. При последующем делении — для $N/8$ отсчетов и т. д. пока не останутся только 2-х точечные преобразования. Всего будет $v = \log_2 N$ шагов деления. На каждом m -шаге, $m = 0, \dots, v-1$, производится преобразование N комплексных чисел $X_m(n)$ во множество комплексных чисел $X_{m+1}(n)$ в соответствии со следующим правилом

$$\left. \begin{aligned} X_{m+1}(p) &= X(p) + W_N^r X_m(q) \\ X_{m+1}(q) &= X(p) - W_N^r X_m(q) \end{aligned} \right\}, \quad (3.1.6)$$

где p , q и r зависят от номера шага m . Эту операцию часто называют «бабочка». Графическое представление операции (3.1.6) приведено на рис. 3.1.1.

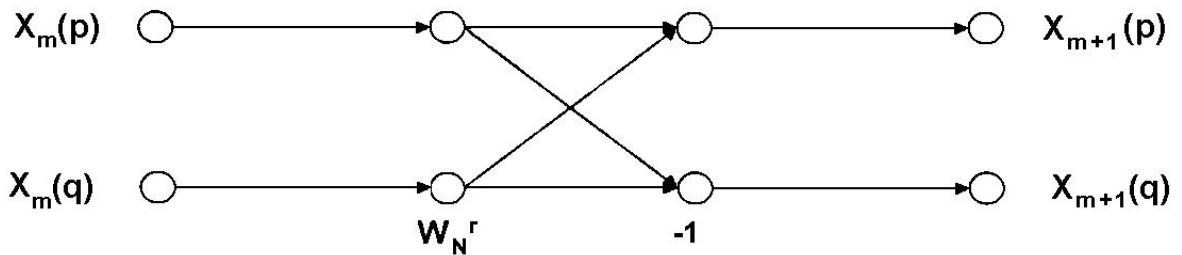


Рис. 3.1.1

Входная последовательность нулевого шага $X_0(n)$ получается перестановкой последовательности $x(nT)$ в соответствии с двоичной инверсией номеров, т. е. $x(nT)$ с номером $(n_{v-1}, \dots, n_0)$ в двоичном представлении запоминается на месте $X_0(n_0, \dots, n_{v-1})$.

Графическая иллюстрация алгоритма БПФ с прореживанием по времени для $N = 8$ приведена на рис. 3.1.2.

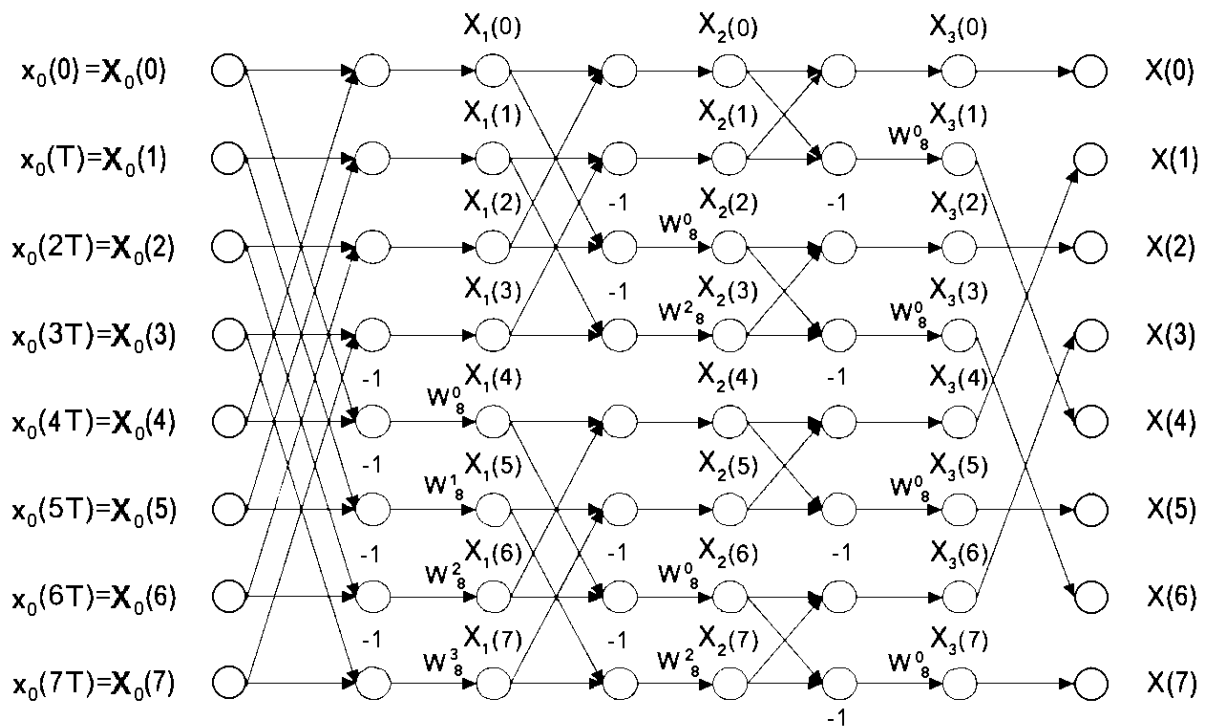


Рис. 3.1.2

Пример программы, реализующий алгоритм БПФ с прореживанием по времени, показан ниже.

```

{число отсчетов  $N=2^v$ }
{порядок преобразования PFT=v}
jj:=1;
{перестановка}
for i:=1 to N-1 do
begin
if i < jj then
begin
x:= f[0][jj];
f[0][jj]:= f[0][i];
f[0]:= x;
x:= f[1][jj];
f[1][jj]:= f[1][i];
f[1][i]:= x;
end;
kk:= N div 2;
while kk < jj do
begin
jj:= jj - kk;
kk:= kk shr 1;
end;
jj:= jj + kk;
end;
{вычисление коэффициентов}
for l:= 1 to PFT do
begin
s1:= 1 shl l;
s2:= s1 shr 1;
x1:= 1;
y1:= 0;
z:= cos(Pi/s2);
t:= -sin(Pi/s2);
for jj:= 1 to s2 do
begin
i:= jj;
while i <= N do
begin
s0:= I + s2;
x:= f[0][s0] * x1 - f[1][s0] * y1;
y:= f[1][s0] * x1 + f[0][s0] * y1;
f[0][s0]:= f[0][i] - x;
f[1][s0]:= f[1][i] - y;
f[0][s0]:= f[1][i] + x;
f[1][i]:= f[1][i] + y;
i:= i + s1;
end;
x:= x1;
x1:= x1 * z - y1 * t;
y1:= y1 * z + x * t;

```

```
end;
end;
```

В приведенном примере двумерный массив $f[j][i]$ на входе в процесс обработки содержит отсчеты входного сигнала. Он может объявляться и заполняться следующим образом.

```
Var f: array[0..1, 0..MaxLFT] of single;
...
for i:= 0 to N-1 do
begin
  f[0][i]:= InputMasReal[i];
  f[1][i]:= 0; {:= InputMasImage[i]}
end;
```

Здесь MaxLFT — максимально ожидаемая длина преобразования, т. е. $N \leq \text{MaxLFT}$, $\text{InputMasReal}[i]$ — массив вещественных отсчетов анализируемого сигнала. Если этот сигнал является комплексным, то вторая половина массива $f[1][i]$ на входе в процесс обработки должна не обнуляться, а заполняться отсчетами мнимой части сигнала, как это показано в комментарии. В результате выполнения БПФ $f[0][i]$ содержит N вещественных коэффициентов (отсчетов) спектральной функции, $f[1][i]$ — N мнимых.

Алгоритм с прореживанием по частоте. Сигнал $x(nT)$ разбивается на два подсигнала $x_1(nT) = x(nT)$ и $x_2(nT) = x((n + N/2)T)$ так, что

$$\sum_{n=0}^{N-1} x(nT) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(nT) + \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x((n + N/2)T).$$

Далее отдельно вычисляются четные и нечетные отсчеты ДПФ

$$X(2k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} (x_1(nT) + x_2(nT)) W_{N/2}^{nk},$$

$$X(2k+1) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} (x_1(nT) - x_2(nT)) W_{N/2}^{nk}.$$

Очевидно, что полученные $N/2$ -точечные последовательности ДПФ аналогичным образом можно представить через $N/4$ -точечные, далее — через $N/8$ -точечные и т. д., пока не останутся только двухточечные. На m -м шаге ($m = 0, \dots, v-1$) производится преобразование N комплексных чисел $X_m(n)$ во множество комплексных чисел $X_{m+1}(n)$ в соответствии с другой операцией «бабочка», описываемой выражениями

$$X_{m+1}(p) = X_m(p) + X_m(q),$$

$$X_{m+1}(q) = (X_m(p) - X_m(q)) W_N^r$$

В алгоритме с прореживанием по частоте, в отличие от алгоритма с прореживанием по времени, в двоично-инверсионном порядке располагается не входная последовательность временных отсчетов сигнала $x(nT)$, а выходная последовательность значений спектральных составляющих $X(k)$. Графическая иллюстрация алгоритма БПФ с прореживанием по времени для $N=8$ приведена на рис. 3.1.3.

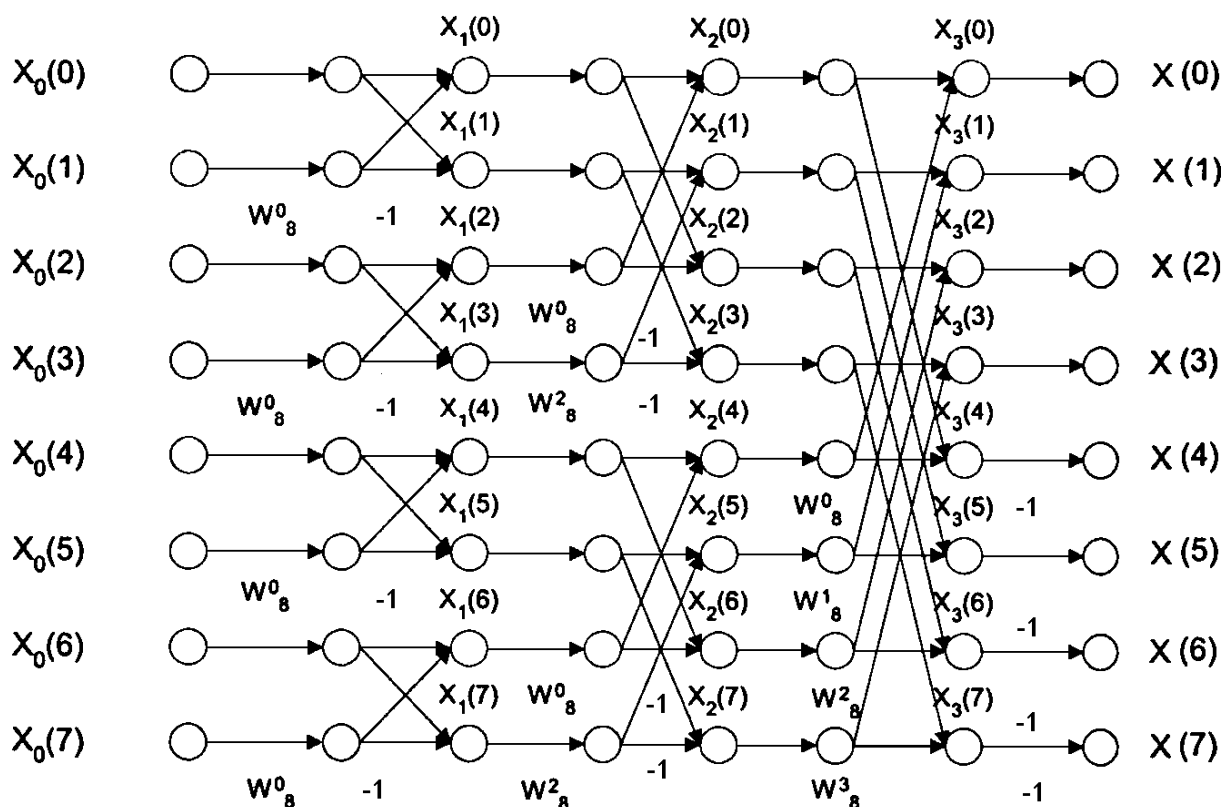


Рис 3.1.3

Приведенные алгоритмы БПФ предпочтительнее по числу выполняемых операций примерно в N/v раз по сравнению с прямым методом вычисления ДПФ по формуле (3.1.2). Существует целый ряд других алгоритмов БПФ, оптимизированных по объему вычислений и требуемой памяти для различных значений N . Их подробное описание с анализом вычислительной сложности можно найти в [19, 20].

При практической реализации различных алгоритмов БПФ необходимо учитывать следующие существенные факторы. Если объем доступной для анализа последовательности отсчетов сигнала меньше требуемого по условиям выполнения БПФ значения N , то ее можно дополнить в конце нулевыми отсчетами. Частотный диапазон анализа в общем случае определяется частотой Найквиста (см. раздел 2.2) и составляет $0.1/2T$ Гц. В этом случае предельная разрешающая способность анализа по частоте Δf задается следующим выражением

$$\Delta f = m/NT, \quad (3.1.7)$$

где величина $m \in [0.1]$ определяется параметрами дополнительной обработки исходной временной и (или) полученной частотной последовательности отсчетов сигнала.

Точное равенство $m = 1$ в (3.1.7) достижимо только при отсутствии такой обработки, но в этом случае значения реально вычисленной спектральной функции, как правило, будут отличаться от теоретически ожидаемых значений. Рассмотрим причины такого несовпадения.

Конечная длина выборки входного сигнала в сочетании с его аппроксимацией при ДПФ линейной комбинацией функций синусов и косинусов с кратными частотами вызывает эффект размывания спектральной функции. Иначе говоря, этот эффект обуславливает концентрацию спектральной функции не только в значимых точках частотной оси, но и распределение функции в смежных с ними областях. Графически этот эффект для случаев «идеально» и реально вычисленных спектров синусоидального сигнала показан на рис. 3.1.4.

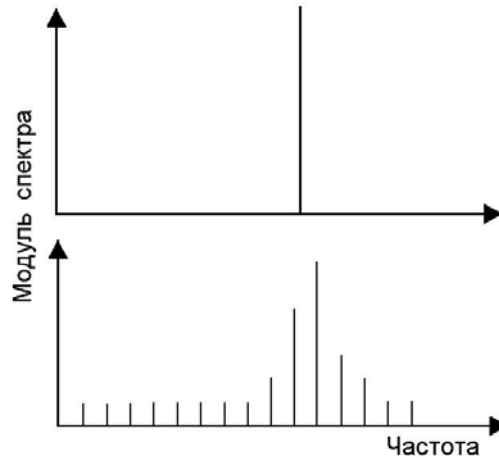


Рис. 3.1.4

Заметьте, что эффект размывания приводит в общем случае к невозможности точного измерения частоты даже строго синусоидального сигнала из-за размытия максимума спектральной функции. Кроме того, появляются дополнительные составляющие спектральной функции (т. н. эффект Гиббса). Для борьбы с этими эффектами принимают специальные меры, основанные как на предварительном сглаживании временной последовательности или усреднении полученных значений спектральной функции, так и на комбинировании этих методов.

Сглаживание временной последовательности заключается в умножении отсчетов сигнала на весовые коэффициенты специальной функции, называемой «окном». Коэффициенты оконной функции подбираются с целью уменьшения влияния отсчетов на концах последовательности на результат вычисления ДПФ. Фактически это является попыткой преодоления ограниченности объема обрабатываемой выборки. Разработано большое количество оконных функций, отличающихся по совокупности параметров разрешающей способности, степени сглаживания, ухудшения отношения сигнал/шум после применения оконной функции и т. д. Не вдаваясь в теоретические характеристики и особенности применения отдельных окон, описание которых можно найти, например, в [21], приведем только наиболее часто используемые при решении практических задач оконные функции $pw_n(t)$, упорядоченные по степени сглаживания.

1. Прямоугольное окно. Для этого окна

$$pw_N[nT] = 1, n = 0 \dots N-1.$$

Практически такое окно эквивалентно отсутствию дополнительной обработки временной последовательности, что приводит к $m = 1$ в (3.1.7). Окно целесообразно использовать в случае, когда гармонические составляющие анализируемой последовательности совпадают с сеткой частот ДПФ (см. (3.1.2)).

2. Косинусное окно

$$pw_N[nT] = \begin{cases} \cos^2(5\pi(5n - N/2)/N), & 0 \leq n \leq [N/10] - 1, \\ 1, & [N/10] \leq n \leq [9N/10], \\ \cos^2(5\pi(5n - N/2)/N), & [N/10] + 1 \leq n = N, \end{cases}$$

где $[.]$ — операция взятия целой части числа и $N > 10$.

Это окно сглаживает крайние отрезки временного ряда, составляющие примерно по 10% от его длины. В (3.1.7) для такого окна $m \approx 0,9$.

3. Обобщенное окно Хэмминга

$$pw_N[nT] = \alpha - (1 - \alpha)\cos(2\pi nT), \quad \alpha \in]0 \dots 1[, \quad n = 0 \dots N - 1$$

Обычно $\alpha = 0,54$. Для такого случая в (3.1.7) $m \approx 0,55$.

Кроме оконных функций, применяемых во временной области, существуют различные окна, сглаживающие результаты расчета спектральной функции. Простейшим таким окном является сглаженная оценка спектра, полученная усреднением L соседних отсчетов. Тогда один отсчет энергетического спектра сигнала $S(kf) = \sqrt{S_c^2(kf) + S_s^2(kf)}$, где $f = 1/NT$, $k \in [0 \dots N/2]$, можно оценить как

$$S(kf) = 1/L \sum_{i=-L/2}^{i=L/2} S((k+i)f).$$

Полученное выражение можно заменить сверткой более общего вида

$$S(kf) = 1/L \sum_{i=-L/2}^{i=L/2} a(i)S((k+i)f).$$

В этом случае часто используют биномиальные сглаживающие веса $a(l)$, которые вычисляются по формуле $a(l) = \tilde{a}(l)/2^{L-1}$ где $\tilde{a}(l)$ принимает значения (1,2,1) при $L = 3$, (1,3,3,1) при $L = 4$, (1,4,6,4,1) при $L = 5$ и т. д.

Внесем необходимые изменения в приведенный выше текст программы для БПФ, учитывающие применение во временной области окна Хэмминга и биномиальное сглаживание получаемого энергетического спектра.

```
{предварительный расчет коэффициентов оконной функции}
for i:= 0 to N-1 do
pw[i]:= 0.54 - 0.46 * cos(i*2*Pi/N);
...
{сглаживание входных данных}
for i:= 0 to N-1 do
begin
f[0][i]:= InputMasReal[i] * pw[i];
f[1][i]:= 0;
end;
...
{расчет энергетического спектра}
for i:= 0 to N div 2 - 1 do
aa[i]:= sqrt(f[0][i] * f[0][i] + f[1][i] * f[1][i]);
{сглаживание энергетического спектра}
m = L div 2;
for k:= 0 to m do
begin
j:= N div 2 - 1 - k;
for i:= 0 to j do aa[i]:= aa[i] + aa[i + 1];
for i:= 0 to j-1 do aa[j - i]:= aa[j - i] + aa[j - i - 1];
aa[0]:= 2*aa[0] * aa[0];
end;
```

В качестве альтернативы проведению спектрального анализа дискретных гармонических сигналов на основе ДПФ можно использовать спектральный анализ на основе дискретного преобразования Хартли [22]. Кроме того, существуют специальные системы оазисных функций для других типов дискретных сигналов, например бинарных

[23, 24]. Также возможно проведение спектрального анализа другими методами: фильтрационным, корреляционным и т. д. Не вдаваясь в подробности их описания, еще раз отметим, что основной целью спектрального анализа, независимо от способа его реализации, является получение спектральной плотности сигнала $X(j\omega) = S(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$. Наличие оценки спектральной плотности позволяет, в свою очередь, реализовывать различные процедуры обнаружения сигнала, анализа его технических параметров, помехоустойчивой обработки и т. д.

В качестве примера одной из задач, возникающих в процессе спектрального анализа, рассмотрим задачу определения вида модуляции сигнала.

Пусть на входе спектрального анализатора может присутствовать один из сигналов следующих типов: двухпозиционный ЧМ-сигнал с индексом манипуляции больше 1, двухпозиционный ЧМ-сигнал с индексом манипуляции равным 0,5, т. е. ММС-сигнал, а также двух- и четырехпозиционный ФМ-сигналы. Усредненные энергетические спектры этих сигналов показаны соответственно на рис. 3.1.5, а, б, в, г.

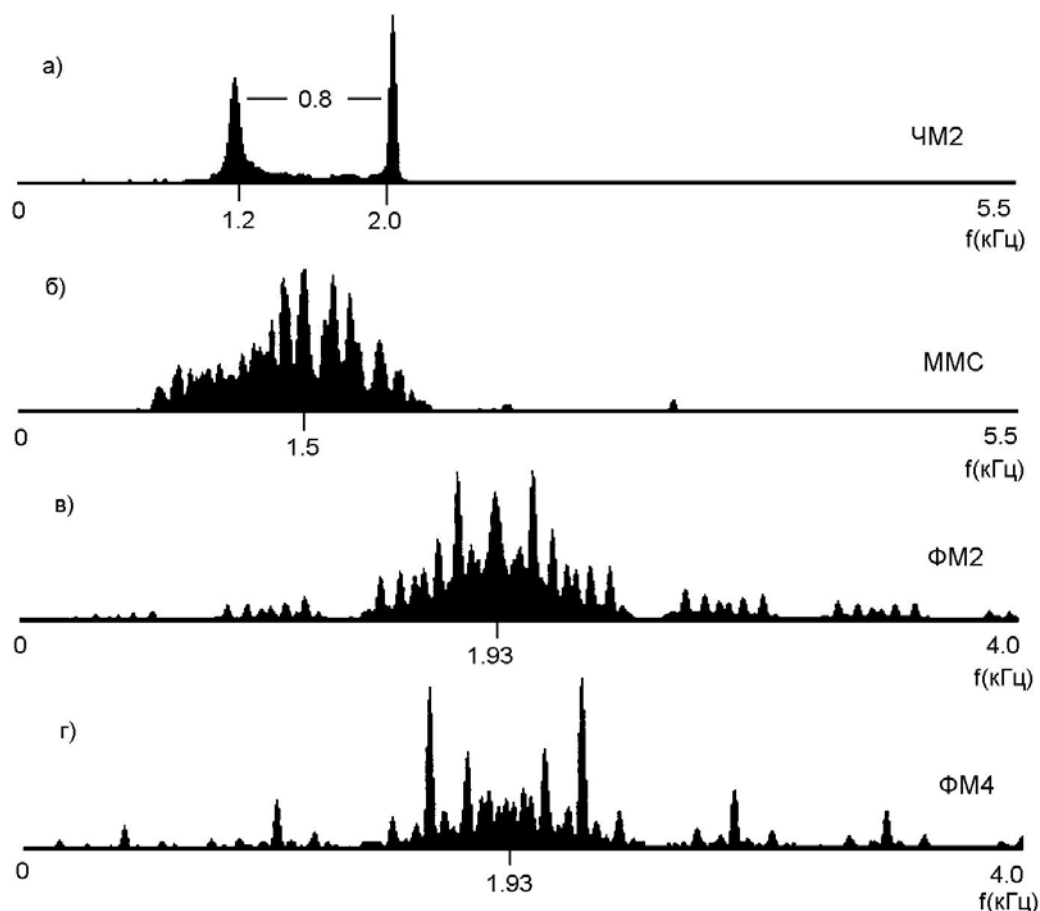


Рис. 3.1.5

Их визуальный анализ показывает, что только сигнал ЧМ2 может однозначно определяться по своему спектру. Идентификацию остальных сигналов можно провести, используя операцию умножения фазы, часто применяемую при демодуляции фазовых сигналов.

Известно, что умножение текущей фазы ФМ-сигнала на 2, 4 и т. д. позволяет последовательно снимать по одному уровню манипуляции. Простым способом такого умножения является возведение сигнала в соответствующую степень. Пусть, например, анализируемый сигнал описывается следующим выражением $s(t) = A\cos(\omega t + \theta)$, где в случае обработки ФМ2-сигнала $\theta = \{0, \pi\}$. Возведем этот сигнал в квадрат

$$s^2(t) = A^2 \cos^2(\omega t + \theta) = A^2(1/2 + 1/2 \cos(2\omega t + 2\theta)) = A^2(1/2 + 1/2 \cos(2\omega t)).$$

Таким образом, мы получили выражение, описывающее сигнал с удвоенной частотой, и не содержащее информацию об исходной фазе сигнала. Очевидно, подобный подход можно использовать для снятия манипуляции у ФМ4, ФМ8 и т. п. сигналов.

Каждая операция возведения в степень приводит к соответствующей трансформации спектра анализируемого сигнала. В нем возникают гармоники удвоенной, учетверенной и т. д. центральной частоты, которые и являются признаками, характеризующими конкретный тип сигнала. На рис. 3.1.6 и 3.1.7 показаны энергетические спектры рассматриваемых сигналов, полученные после возведения этих сигналов во вторую и соответственно четвертую степени.

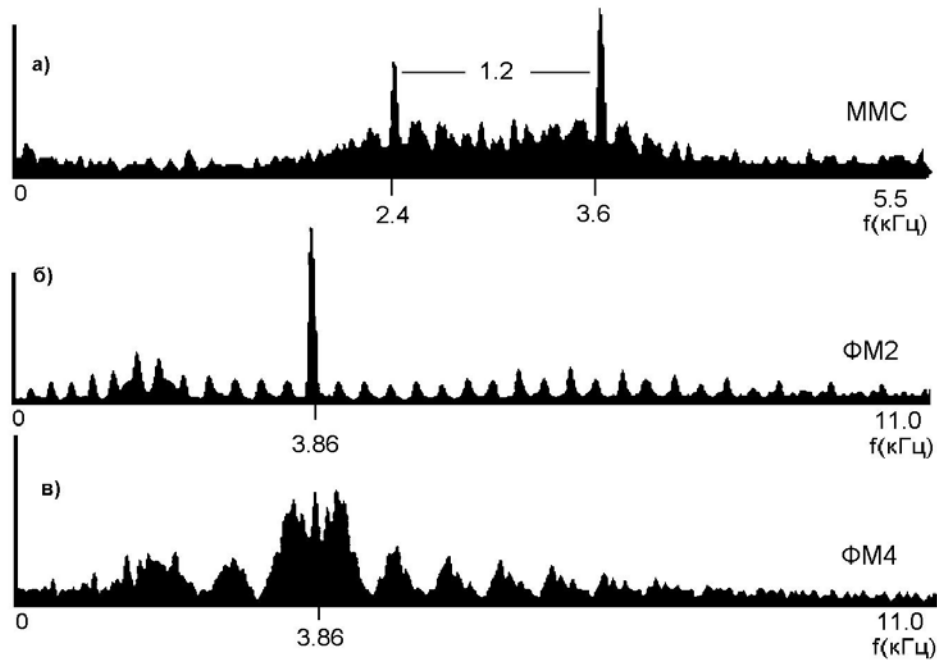


Рис. 3.1.6

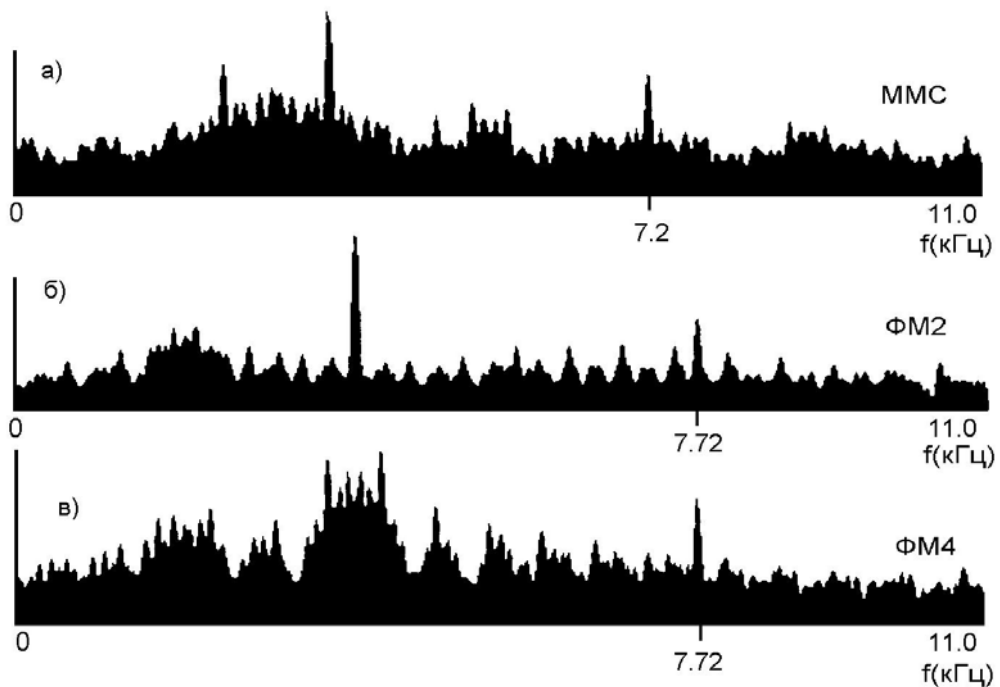


Рис. 3.1.7

Визуальный анализ приведенных спектров показывает, что, как и ожидалось, для сигнала ФМ2 гармоника удвоенной частоты появляется после возведения сигнала в квадрат, а для ФМ4-сигнала гармоника учетверенной центральной частоты сигнала возникает после возведения сигнала в четвертую степень. Возведение в квадрат сигнала ММС приводит к появлению двух гармоник, расположенных симметрично относительно удвоенной центральной частоты сигнала, с разносом между ними, равным удвоенному исходному разносу.

Программирование операции возведения сигнала в соответствующую степень является очевидным. Такую процедуру можно реализовать, например, следующим образом

```
{возведение в степень и сглаживание входных данных
for i:= 0 to N-1 do
begin
  f[0][i]:= lntPower(InputMasReal[i], iSpectraPower) * pw[i];
  f[1][i]:= 0;
end;
```

Здесь переменная *iSpectraPower* является требуемой степенью.

Завершая рассмотрение методов спектрального анализа, следует сказать следующее. Спектральный анализ благодаря относительно просто реализуемой возможности комплексного представления сигналов во временной и частотных областях является, по-видимому, одним из наиболее часто используемых инструментов в теории и практике цифровой обработки сигналов. В следующих разделах будут показаны возможности его применения не только для непосредственного анализа параметров сигнала, но и для реализации квадратурной формы его представления, при разработке цифровых фильтров с постоянными и адаптивно подстраиваемыми параметрами, при помехоустойчивой обработке речевых сигналов и т. д.

3.2. Вычисление значений амплитуды, частоты и фазы сигнала

Для решения широкого класса задач, связанных с обработкой сигналов различных систем связи, необходимо получать оценки мгновенных значений амплитуды, частоты и фазы принимаемого сигнала. К таким задачам могут относиться поиск и обнаружение сигналов, получение оценки отношения сигнал/шум, определение текущего состояния АЧХ и ФЧХ нестационарного по условиям распространения электромагнитных колебаний канала связи, анализ вида и параметров модуляции обнаруженного сигнала, детектирование модуляционного параметра и т. д.

Допустим, что обрабатываемый сигнал представляет собой модулированное гармоническое колебание с переменной фазой и амплитудой. Такое определение сигнала является достаточно общим и может быть использовано для описания сигнала с практически любым видом модуляции. Математически в каждый конкретный момент времени такой сигнал может быть записан с помощью следующего выражения

$$s(nT) = a(nT)\cos(p(nT)), \quad (3.2.1)$$

где $s(nT)$, $a(nT)$, $p(nT)$ сигнал, его амплитуда и фаза в моменты времени nT , T — период дискретизации, $n = 1, \dots, N$.

Процесс изменения амплитуды сигнала во времени принято определять через понятие «огибающая сигнала». Математически огибающая сигнала представляет собой функцию, позволяющую описывать сигнал в виде (3.2.1), причем так, что в те моменты времени, когда она совпадает с сигналом, они одновременно имеют и равные производные.

Фазу сигнала обычно выражают в угловой мере. Она определяется как функция, непрерывно прирастающая на величину, равную π , в интервале между двумя соседними точками перехода сигнала через 0. Другими словами, фаза отражает закон следования по времени точек, в которых колебание меняет знак.

Величину, равную производной мгновенной фазы по времени, называют мгновенной частотой сигнала. В дискретном виде мгновенная частота определяется как

$$f(nT) = \frac{p(nT) - p(nT - T)}{2\pi T}.$$

Закон изменения фазы любого сигнала в общем случае может быть представлен в виде суммы трех компонентов

$$p(nT) = 2\pi f_0 nT + 2\pi f(nT) + p_0(nT),$$

где f_0 — центральная частота сигнала, параметры $f(nT)$ и $p_0(nT)$ отражают законы изменения мгновенной частоты и мгновенной начальной фазы сигнала в зависимости от применяемого вида модуляции.

Вернемся к выражению (3.2.1). Из него видно, что в общем случае по одной только функции $s(nT)$ без наличия каких-либо дополнительных условий невозможно определить две неизвестные функции $a(nT)$ и $p(nT)$. Вместе с тем, мы уже ввели ограничения на поведение функций огибающей и фазы сигнала. Кроме того, в случае, когда спектр сигнала имеет симметричную форму, например, при амплитудной модуляции, центральная частота сигнала становится просто очевидной. Она равна средней частоте спектра. Похожий случай имеет место для узкополосных сигналов, у которых ширина спектра значительно уже значения его средней частоты. Эта частота также может быть принята в качестве центральной частоты сигнала.

Известно [25], что в случае обработки гармонического сигнала, в предположении, что на интервале $\{nT - T, nT + T\}$ сигнал является синусоидальным с неизменными параметрами, мгновенные значения $a(nT)$ и $f(nT)$ могут быть найдены путем измерения значений сигнала в точках $nT - T$, nT , $nT + T$ и решения системы тригонометрических уравнений. В этом случае

$$f(nT) = \frac{1}{2\pi T} \arccos \left(\frac{s(nT - T) + s(nT + T)}{2s(nT)} \right),$$

$$a(nT) = \sqrt{\frac{s^2(nT) - s(nT - T)s(nT + T)}{(1 - ((s(nT - T) + s(nT + T))/2s(nT))^2)}}.$$

Пусть анализируемый сигнал является узкополосным с известной центральной частотой f_0 . Такой сигнал может быть, например, получен на выходе промежуточной частоты радиоприемного устройства. В предположении, что значения его мгновенной амплитуды в трех соседних точках приблизительно равны, после ряда тригонометрических преобразований можно получить следующее выражение для вычисления мгновенной амплитуды

$$a(nT) = \frac{1}{2\pi f_0 T} \sqrt{s^2(nT) - s(nT - T)s(nT + T)}.$$

Очевидно, что приведенные выражения для получения оценок мгновенной частоты и амплитуды могут быть использованы при достаточно высоком соотношении сигнал/шум. В противном случае будет нарушена корректность их вывода, полученного на допущении о постоянстве оцениваемых параметров в соседних точках гармонического сигнала. Работа указанных и еще ряда подобных алгоритмов амплитудного детектирования при наличии шума исследована в [26].

Известно [27], что математически строгое определение мгновенных амплитуды, частоты и фазы без каких-либо оговорок может быть получено, если принять, что искомые параметры — это параметры следующего сигнала

$$x(nT) = s(nT) + j\hat{s}(nT).$$

Здесь $s(nT)$ является исходным сигналом, $\hat{s}(nT)$ — результат преобразования Гильберта от $s(nT)$. Часто $s(nT)$ и $\hat{s}(nT)$ называют соответственно синфазной и квадратурной составляющими сигнала.

Сигнал $x(nT)$ может быть представлен в показательной форме

$$x(nT) = a(nT)e^{jp(nT)}.$$

В этом случае мгновенные значения амплитуды, фазы и частоты сигнала вычисляются по следующим формулам

$$a(nT) = \sqrt{s^2(nT) + \hat{s}^2(nT)},$$

$$p(nT) = \arctg\left(\frac{\hat{s}(nT)}{s(nT)}\right),$$

$$f(nT) = \frac{\hat{s}(nT)s(nT - T) - \hat{s}(nT - T)s(nT)}{2\pi T^2(nT) + \hat{s}^2(nT)}.$$

Для непрерывных сигналов преобразование Гильберта можно представить в виде следующих интегральных преобразований [27]

$$\hat{s}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(x)}{t - x} dx,$$

$$s(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\hat{s}(x)}{t - x} dx.$$

Эквивалентной формой записи прямого и обратного преобразования Гильберта является

$$\hat{s}(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{s(t - x) - s(t + x)}{x} dx,$$

$$s(t) = -\frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\hat{s}(t - x) - \hat{s}(t + x)}{x} dx.$$

Преобразованию Гильберта можно дать следующую интерпретацию. Если $s(t)$ — некоторый входной сигнал, тогда $\hat{s}(t)$ можно трактовать как сигнал на выходе линейной системы, имеющей импульсную характеристику $h(t) = 1/\pi t$, $-\infty < t < \infty$. Такой импульсной характеристике соответствует комплексная частотная характеристика

$$K(j\omega) = \begin{cases} -j, & \omega > 0, \\ j, & \omega < 0. \end{cases}$$

Следовательно, амплитудно-частотная характеристика линейной системы всюду постоянна $|K(j\omega)| = 1$, а фазочастотная равна $-\pi/2$ при $\omega > 0$ и $\pi/2$ при $\omega < 0$. Иначе говоря, данную систему можно назвать идеальным фазовращателем на $-\pi/2$. Легко убедиться, что если входным сигналом является $\cos(\omega t)$, $\omega > 0$, то выходной сигнал будет $\sin(\omega t) = \cos(\omega t - \pi/2)$.

Преобразование Гильберта применимо как к детерминированным сигналам, так и к случайным процессам.

На практике вычисление квадратурных составляющих может быть осуществлено с использованием и других методов, отличных от преобразования Гильберта, например, на основе переноса спектра сигнала на нулевую частоту. Однако такой метод требует точного знания центральной частоты принимаемого сигнала, что для некоторых практически важных условий обработки не всегда выполнимо. Неточность определения частотных параметров сигнала в условиях низкого отношения сигнал/помеха приводит к существенному снижению помехоустойчивости данной схемы.

Существуют различные методы реализации дискретного преобразования Гильберта.

1. Метод на основе использования цифрового нерекурсивного фильтра. Недостатком метода является достаточно высокий требуемый порядок фильтра для достижения необходимой точности преобразования — практически порядок не ниже 30.50 [28].

2. Метод на основе использования цифрового рекурсивного фильтра. Существенным недостатком данного метода является нелинейность ФЧХ реализуемого преобразователя, требующая дополнительных мер коррекции, зависящих от конкретного вида принимаемого сигнала.

3. Ряд методов на основе использования разложения сигнала в ряд Котельникова. В этом случае

$$\hat{s}(nT) = \frac{2}{\pi} \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \frac{R(2i-1)s((n+2i+1)T)}{2i+1},$$

где $R(m) = 0,42 + 0,5\cos(\pi m/N) + 0,08\cos(2\pi m/N)$ — оконная функция Блекмана, N — порядок преобразования. Для реализации практически приемлемой демодулирующей схемы на базе методов разложения сигнала в ряд Котельникова также требуется, как указывалось в [29], не менее 30.40 отсчетов входного сигнала для получения одного отсчета преобразования Гильберта.

Перечисленные методы достаточно полно рассмотрены в [28, 29, 30, 31].

Рассмотрим метод реализации дискретного преобразования Гильберта на базе нерекурсивной схемы, основанной на аппроксимации интеграла суммой, реализующей численное интегрирование по методу Симпсона. В соответствии с [32]

$$\int_a^b f(x)dx = \frac{h}{3}(y_0 + 4y_1 + 2y_2 + 4y_3 + 2y_4 + \dots + 2y_{2N-2} + 4y_{2N-1} + y_{2N}),$$

где $h = (b - a) / 2N$, $x_i = a + ih$, $i = 0, \dots, 2N$, $y_i = f(x_i)$.

Применительно к преобразованию Гильберта получим

$$\begin{aligned} \hat{s}(nT) = & \frac{1}{3\pi} \frac{s((n-2N)T) - s((n+2N)T)}{2N} + \frac{1}{3\pi} s_0 + \\ & + \frac{2}{3\pi} \sum_{i=1}^{2N-1} \left(\frac{s((n-i)T) - s((n+i)T)}{i} \right) + \\ & + \frac{2}{3\pi} \sum_{i=1}^{2N-1} \left(\frac{s((n-2i-1)T) - s((n+2i+1)T)}{2i+1} \right), \end{aligned} \quad (3.2.2)$$

где N — порядок преобразования, T — период дискретизации, s_0 — некоторая оценка подынтегральной функции в точке 0.

Рассмотрим результат дискретного преобразования Гильберта для гармонического колебания

$$s(nt) = a \cdot \cos(2\pi fT + \varphi_0)$$

где a , f , φ_0 — соответственно амплитуда, частота и начальная фаза.

Для упрощения выкладок выполним преобразование

$$\begin{aligned} s((n-i)T) - s((n+i)T) &= a(\cos(2\pi fT(n-i) + \varphi_0) - \cos(2\pi fT(n+i) + \varphi_0)) = \\ &= 2a \cdot \sin(2\pi fTn + \varphi_0) \sin(2\pi fTi). \end{aligned}$$

С учетом полученного выражения, результат преобразования Гильберта можно представить в виде

$$\hat{s}(nT) = a \cdot \sin(2\pi fTn + \varphi_0) \alpha(T, f, N)$$

где

$$\begin{aligned} \alpha(T, f, N) &= \frac{2}{3\pi} s_0 + \frac{2}{3\pi} \frac{\sin(2\pi fT2N)}{2N} + \frac{4}{3\pi} \sum_{i=1}^{2N-1} \left(\frac{\sin(2\pi fTi)}{i} \right) + \frac{4}{3\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \left(\frac{\sin(2\pi fT(2i+1))}{2i+1} \right), \\ s_0 &= \lim_{t \rightarrow 0} \frac{\sin(2\pi fTt)}{t} = 2\pi fT. \end{aligned}$$

Вычислим $\lim_{t \rightarrow 0} \hat{s}(nT) = a \cdot \sin(2\pi fTn + \varphi_0) \lim_{N \rightarrow \infty} \alpha(T, f, N)$. Вычислим $\alpha(T, f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \alpha(T, f, N)$.

После несложных преобразований получим

$$\begin{aligned} \alpha(T, f) &= \frac{2}{3\pi} 2\pi fT + \frac{4}{3\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \left(\frac{\sin(2\pi fTi)}{i} \right) + \frac{4}{3\pi} \sum_{i=0}^{\infty} \left(\frac{\sin(2\pi fT(2i+1))}{2i+1} \right) = \\ &= \frac{4fT}{3} + \frac{4}{3\pi} \frac{\pi - 2\pi fT}{2} + \frac{4}{3\pi} \frac{\pi}{4} = 1. \end{aligned}$$

Таким образом, для косинусоидального колебания

$$s(nT) = a \cdot \cos(2\pi fTn + \varphi_0) \quad \text{при } N \rightarrow \infty \quad \hat{s}(nT) = a \cdot \sin(2\pi fTn + \varphi_0).$$

Нетрудно видеть, что для синусоидального колебания

$$s(nT) = a \cdot \sin(2\pi fTn + \varphi_0) \quad \text{при } N \rightarrow \infty \quad \hat{s}(nT) = a \cdot \cos(2\pi fTn + \varphi_0).$$

Однако на практике точный вид функции $s(nT)$, как правило, неизвестен. По этой причине выбор величины s_0 в выражении (3.2.2) должен осуществляться по другим правилам. Например, если функция $s(nT)$ медленно меняется на интервале периода дискретизации, s_0 может быть определена следующим образом

$$s_0 = \frac{s((n-1)T) - s((n+1)T))}{2}.$$

В этом случае платой за незнание вида функции $s(nT)$ является погрешность вычислений. Так, для гармонического колебания

$$\alpha(T, f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \alpha(T, f, N) = 1 + \frac{2}{3\pi} (\sin(2\pi fT) - 2\pi fT),$$

следовательно

$$\hat{s}(nT) = a \cdot \sin(2\pi fT + \varphi_0) \left(1 + \frac{2}{3\pi} (\sin(2\pi fT) - 2\pi fT)\right).$$

Необходимо отметить, что точность вычисления мгновенных значений амплитуды, частоты и фазы сигналов на основе выражения (3.2.2.) зависит от многих параметров. К ним относятся: отношение сигнал/шум, частота дискретизации, фаза сигнала и др.

На рис. 3.2.1 в виде так называемой «пузырьковой» диаграммы представлены результаты вычисления мгновенного значения частоты для гармонического колебания с $f = 300.3000$ Гц при $a = 1$, $N = 10$, $f_d = 1/T = 8000$ Гц. Центр каждого «пузырька» определяет оценку математического ожидания мгновенной частоты, а его радиус - оценку среднеквадратичного отклонения. В табл. 3.2.1 приведены аналогичные значения для канала с аддитивным шумом при различных уровнях шума $a_{ш}$ в канале.

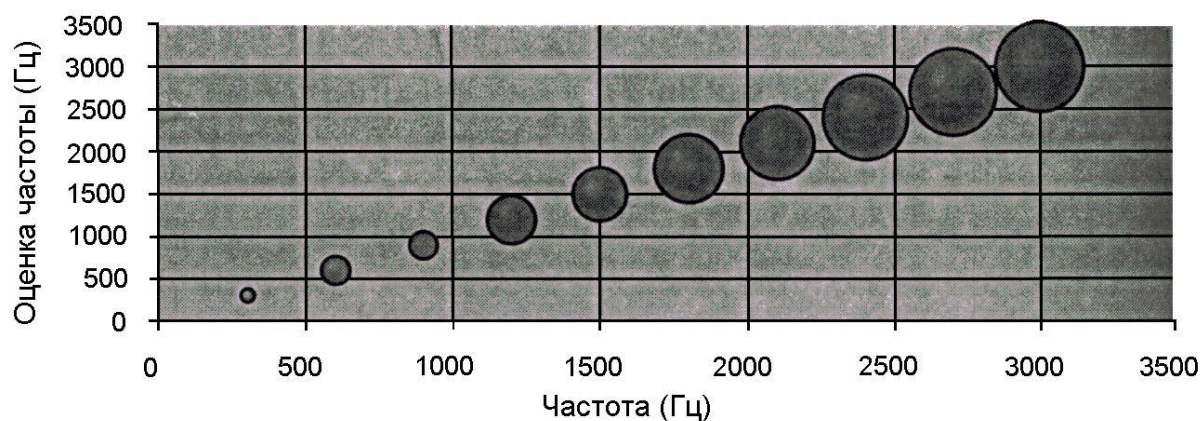


Рис. 3.2.1

Таблица 3.2.1

f	$a_{ш}=0$		$a_{ш}=0,05$		$a_{ш}=0,1$		$a_{ш}=0,15$		$a_{ш}=0,2$		$a_{ш}=0,25$	
	$\hat{f}$	$\hat{\sigma}$	$\hat{f}$	$\hat{\sigma}$	$\hat{f}$	$\hat{\sigma}$	$\hat{f}$	$\hat{\sigma}$	$\hat{f}$	$\hat{\sigma}$	$\hat{f}$	$\hat{\sigma}$
300	299,94	8,56	299,94	23,50	299,94	45,47	299,95	66,07	299,94	87,62	306,74	186,53
600	599,89	36,26	599,88	43,16	599,88	59,08	599,88	78,29	599,89	99,50	599,89	121,97
900	899,83	34,97	899,83	41,93	899,83	57,27	899,83	76,41	899,83	97,58	899,83	120,50
1200	1199,78	101,83	1199,78	104,64	1199,77	111,93	1199,78	123,94	1199,77	138,75	1199,78	155,09
1500	1499,72	123,17	1499,72	125,39	1499,72	132,40	1499,72	141,51	1499,72	155,59	1499,71	170,04
1800	1799,65	204,55	1799,65	206,01	1799,65	210,29	1799,65	216,54	1799,66	227,23	1799,65	237,17
2100	2099,60	237,38	2099,60	238,63	2099,60	242,46	2099,60	248,68	2099,60	255,61	2099,60	266,89
2400	2399,56	312,32	2399,56	312,82	2399,56	317,01	2399,56	320,91	2399,57	327,30	2399,56	337,52
2700	2699,49	327,70	2699,49	328,47	2699,48	332,47	2699,49	336,67	2699,48	343,31	2699,48	353,07
3000	2999,42	359,87	2999,42	361,13	2999,42	364,42	2999,42	368,65	2999,42	377,01	2999,42	385,11

На рис. 3.2.2 приведен пример графического представления значений мгновенной частоты, полученной с использованием приведенного варианта преобразования Гильберта, для четырехпозиционного сигнала с ЧМ.

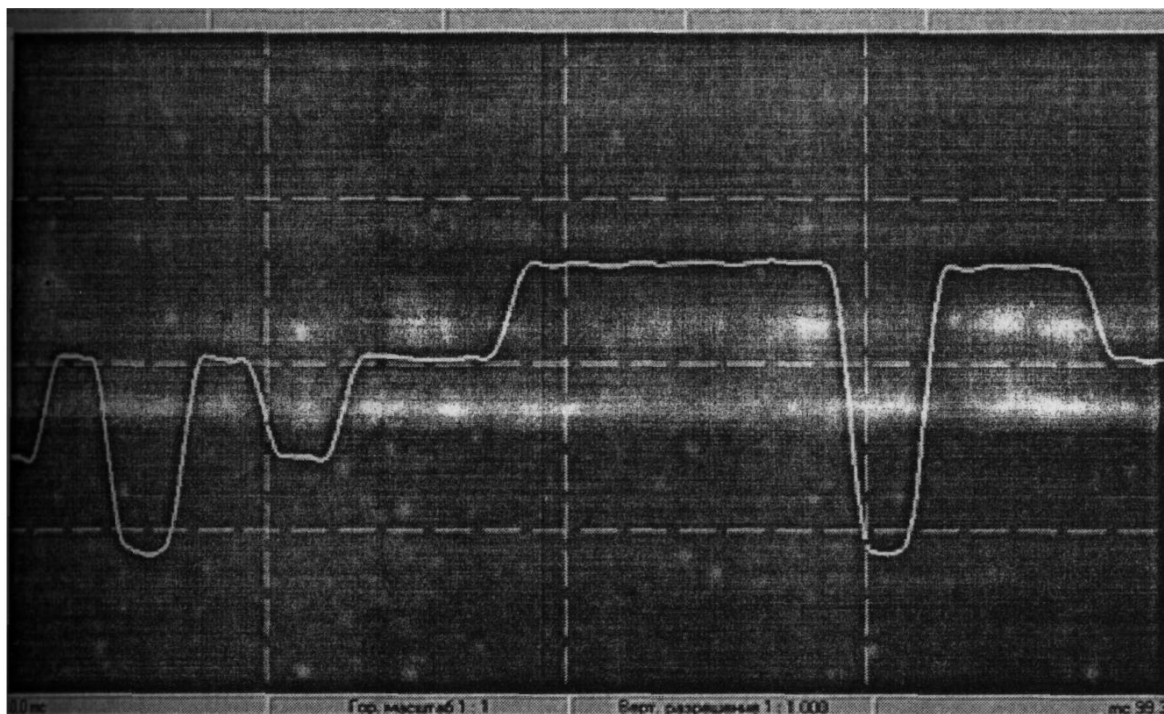


Рис. 3.2.2

В заключение отметим, что значения мгновенной амплитуды, частоты и фазы сигнала могут быть получены путем применения разных методов. Так, например, только частота сигнала может измеряться на основе методов спектрального анализа, тригонометрических преобразований, линейного предсказания, подсчета числа пересечений заданного уровня и т. д. Каждый из возможных методов будет обладать своими преимуществами, например, по точности получаемой оценки, объему выполняемых операций, удобству практической реализации при конкретных условиях его применения. Но в случае, когда требуется вычислять и обрабатывать одновременно значения нескольких параметров сигнала с априорно неизвестными законами распределения в условиях нестационарной сигнально-помеховой обстановки и возможного адаптивного изменения значений уже оцененных параметров именно применение преобразования Гильберта позволяет достичь необходимой универсальности вычислительных процессов.

3.3. Методы автоматического определения вида и параметров модуляции сигналов

Характерной особенностью современных систем и сетей связи является использование различных методов адаптации, в результате применения которых в каналах связи по различным причинам могут изменяться вид модуляции и параметры используемых сигналов в течение одного и того же сеанса связи. Наиболее показательным примером является изменение скорости передачи информации в зависимости от качества каналов связи. Однако встречаются и более сложные методы адаптации. Кроме того, в условиях неполных априорных сведений о параметрах принимаемого сигнала решение

ряда задач его обработки, таких как установка полос основной селекции приемника, настройка демодулятора, принятие демодулятором правильного решения о переданном значении модуляционного параметра, требует возможно более точного знания модуляционной структуры поступающего из эфира сигнала. Эти факторы обуславливают необходимость включения в тракты обработки средств автоматического определения параметров и видов модуляции принимаемых сигналов.

Определение априорно неизвестных модуляционных параметров широкого класса принимаемых сигналов в общем случае является сложной задачей, требующей значительных вычислительных ресурсов. Это создает трудности при реализации автоматических процедур распознавания вида и параметров модуляции, работающих в реальном масштабе времени. Однако в ряде случаев, рассмотренных в настоящем разделе, реализация таких процедур возможна путем применения соответствующих математических методов и современных средств вычислительной техники.

Решение задачи вскрытия модуляционной структуры сигнала предполагает определение совокупности признаков, характеризующих требуемые виды модуляции и их параметры, выделение, данной совокупности признаков из принимаемой смеси сигнала и помех и обработку признаков с целью принятия решения о модуляционных параметрах анализируемого сигнала. Общая схема работы подсистемы анализа представлена на рис. 3.3.1.



Рис. 3.3.1

Постановка проблемы определения модуляционной структуры сигнала с точки зрения общей теории оптимального приема может быть сформулирована следующим образом.

На заданном временном интервале наблюдается сигнал

$$x(t) = s(t, q_1, q_2, \dots, q_n) + N(t),$$

где $q_1, q_2, \dots, q_n$ — оцениваемые параметры модуляционной структуры, $N(t)$ — шум канала приема.

Необходимо принять решение о приеме сигнала с i -м вариантом модуляционной структуры, если априорно известно, что $q_i \in Q_i$ $i = 1, \dots, n$, Q_i — множество значений, которые может принимать i -й параметр.

При равномерности распределения значений $q_1, q_2, \dots, q_n$ коэффициент правдоподобия может быть выражен в следующей форме [33]

$$z_1(q_1, q_2, \dots, q_n) = C \int_0^T x(t) s_i(t, q_1, q_2, \dots, q_n) dt,$$

где C — некоторая константа.

Максимально правдоподобное решение о наличии в реализации i -го сигнала принимается, если для всех $j \neq i$, $z_i > z_j$. Практическая реализация данного решающего правила приведет к необходимости построения корреляционного приемника, содержащего L каналов корреляции, в каждом из которых определяется корреляционный интеграл входной смеси $x(t)$ с i -м сигналом s_i , $i = 1, \dots, L$. В условиях контроля сигналов современных систем цифровой связи трудно ограничить величину L одним приемлемым значением вследствие непрерывности значений параметров q_i для анализируемых сигналов (так, например, скорость манипуляции для сигналов, занимающих полосу стандартного телефонного канала, в общем случае может принимать любое значение в диапазоне 1...2400 Бод). Данный факт делает невозможным применение классических методов оптимальной оценки параметров вследствие недопустимо больших вычислительных затрат при реализации данных методов.

Другим вариантом решения задачи определения модуляционной структуры сигнала является использование методов статистической теории распознавания образов. Постановка задачи распознавания предполагает выбор признаков распознавания, определение их статистических характеристик, формирование эталонных описаний распознаваемых классов, выбор решающего правила отнесения контрольной выборки и способов оценивания ошибок распознавания.

В классической постановке задача распознавания формулируется как задача отнесения некоторой контрольной выборки признаков распознавания $\{x_i\}$, $i = 1, \dots, N$ к одному из распознаваемых классов $S_1, \dots, S_m$. При этом известные методы распознавания отличаются в основном способами описания $S_1, \dots, S_m$.

В настоящее время хорошо изучена задача распознавания для полностью описанных классов, когда они однозначно определяются функциями распределения $W_i(x) = W(x|S_i)$, либо функциями плотности вероятности $w(x|S_i) = dW(x|S_i) / dx$ и априорными вероятностями их появления p_i .

В [34] показано, что при проверке простой гипотезы против простой альтернативы (то есть при $m = 2$) наиболее широко используемые критерии принятия решения (Байесовский, Неймана-Пирсона, минимаксный, максимума апостериорной вероятности и др.) основаны на сравнении отношения правдоподобия с некоторым заранее выбранным порогом. Отношением правдоподобия называется функция

$$Z(x_1, x_2, \dots, x_N) = \frac{w(x_1, x_2, \dots, x_N | S_1)}{w(x_1, x_2, \dots, x_N | S_2)},$$

где $x_1, x_2, \dots, x_N$ — контрольная выборка.

В случае некоррелированной контрольной выборки

$$Z(x_1, x_2, \dots, x_N) = \frac{\prod_{j=1}^N w(x_j | S_1)}{\prod_{j=1}^N w(x_j | S_2)}.$$

При сравнении отношения правдоподобия с порогом, равным 1, критерий называется критерием максимума правдоподобия. В эквивалентной форме решающее правило выглядит следующим образом. Принимается гипотеза S_1 если

$$\prod_{j=1}^N w(x_j | S_1) \geq \prod_{j=1}^N w(x_j | S_2), \quad (3.3.1)$$

и S_2 в противном случае.

В ряде случаев для того, чтобы перейти от мультипликативного критерия принятия решения к аддитивному, используется логарифм отношения правдоподобия. В этом случае решающее правило приводится к виду

$$\sum_{j=1}^N \ln(w(x_j | S_1)) \geq \sum_{j=1}^N \ln(w(x_j | S_2))$$

Нетрудно видеть, что данные процедуры распознавания верны и в случае, если признаки распознавания являются векторами некоторых случайных величин, то есть в многомерном случае.

В случае, когда функции распределения известны с точностью до вектора параметров, разработаны методы, основанные на восстановлении функций распределения классов путем статистического оценивания параметров их законов распределения. В этих случаях наиболее часто используемыми параметрами являются математическое описание и дисперсия, несмещенные оценки которых равны

$$\hat{m}_i = \frac{1}{M_i} \sum_{j=1}^{M_i} x_j^i, \quad \hat{D}_i = \hat{m}_i = \frac{1}{M_i - 1} \sum_{j=1}^{M_i} (x_j^i - \hat{m}_i)^2, \quad (3.3.2.)$$

где $\{x_j^i\}$, $j = 1, \dots, M_i$ — обучающая выборка класса S_i .

Если же вид функций $W(x|S_i)$ неизвестен, применяются методы распознавания, включающие вычисление статистических оценок функций распределения $\hat{W}(x|S_i)$ или функций плотности вероятности $\hat{w}(x|S_i)$ по обучающим выборкам, которые впоследствии используются в процедурах распознавания.

В настоящее время разработано большое количество методов вычисления оценок $\hat{w}(x|S_i)$ по выборкам конечного объема. Рассмотрим основные из них.

Часто используемым способом является построение гистограммы. Для этого пространство признаков Ω разбивается на n непересекающихся подмножеств Ω_i , таких, что

$$\bigcup_{i=1}^n \Omega_i = \Omega, \quad \bigcap_{i=1}^n \Omega_i = \emptyset.$$

Пусть $\{x_j^i\}$, $j = 1, \dots, M_i$ — обучающая выборка класса S_i . После этого подсчитывается относительное количество попадания значений $\{x_j^i\}$, $j = 1, \dots, M_i$ — в области Ω_l

$$w_l = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^{M_i} k(x_j^i, \Omega_l),$$

где $k(x_j^i, \Omega_l) = 1$, если $x_j^i \in \Omega_l$, и $k(x_j^i, \Omega_l) = 0$ в противном случае.

При таком способе построения оценки существует несколько проблем. Основной из них является выбор способа разбиения множества признаков Ω на подмножества Ω_i . Слишком мелкое разбиение влечет за собой возникновение «пустых» интервалов, а сокращение количества подмножеств Ω_i заведомо огрубляет оценку функции плотности вероятности. Кроме того, оценка в виде гистограммы при фиксированном разбиении и объеме обучающей выборки, стремящейся к бесконечности, сходится к функции

$$w_l^* = A \int_{\Omega_l} \hat{w}(x | S_i) dx,$$

которая отличается от действительной функции плотности вероятности.

Значительное место в литературе по статистическому оцениванию занимает метод *k*-го ближайшего соседа. Пусть k_m — заранее заданное число, меньшее или равное объему выборки M_i и $p(x, x_1^i, x_2^i, \dots, x_{M_i}^i)$ — расстояние от k -й ближайшей точки выборки $\{x_j^i\}$, $j = 1, \dots, M_i$ до x .

Тогда оценка для плотности вероятности выражается как

$$\hat{w}(x | S_i) = \frac{k_m}{2M_i p(x, x_1^i, x_2^i, \dots, x_{M_i}^i)}. \quad (3.3.4.)$$

В данной оценке неопределенным является выбор параметра k_m . При решении практических задач часто выбирают

$$k_m = \sqrt{M_i}.$$

В [35] рассмотрена оценка функции плотности вероятности виде

$$\hat{w}(x | S_i) = \frac{1}{M_i h(M_i)} \sum_{j=1}^{M_i} k((x - x_j)/h(M_i)), \quad (3.3.5.)$$

где функция $\frac{k((x - x_j)/h(M_i))}{h(M_i)}$ называется ядром оценки.

Данная оценка, известная как оценка Парзена, имеет множество модификаций в зависимости от вида ядра. В одномерном случае при выполнении условия $k((x - x_j)/h(M_i)) = 1/2$ для $|h(M_i)| \leq 1$ и $k((x - x_j)/h(M_i)) = 0$ для $|h(M_i)| > 1$ оценка называется оценкой Парзена-Розенблатта.

Возможно вычисление оценки $\hat{w}(x|S_i)$ следующим образом. На первом этапе производится вычисление оценки функции распределения $\hat{W}(x|S_i)$, на втором производится преобразование $\hat{W}(x|S_i) \rightarrow \hat{w}(x|S_i)$.

Пусть $\{x_j^i\}$ $j = 1, \dots, M_i$ — обучающая выборка класса S_i . В этом случае в качестве оценки $\hat{W}(x|S_i)$ может быть выбрана функция

$$\hat{W}(x | S_i) = \frac{1}{M_i} \sum_{j=1}^{M_i} \theta(x - x_j),$$

где $\theta(x - x_j) = 1$, если $x - x_j \geq 0$, и $\theta(x - x_j) = 0$ в противном случае.

Оценка $\hat{w}(x|S_i)$ в этом случае вычисляется за счет приближения ступенчатой функции $\hat{W}(x|S_i)$ линейной функцией, коэффициенты которой определяются по методу наименьших квадратов в точках $x_k = x + kh$, $k = -k_0, -k_0 + 1, \dots, 0, \dots, k_0 - 1, k_0$, где k_0 — количество шагов аппроксимации. В этом случае

$$\hat{w}(x | S_i) = \frac{3}{hk_0(k_0 + 1)(2k_0 + 1)} \sum_{k=-k_0}^{k_0} k \hat{W}(x | S_i) \quad (3.3.6)$$

Следует отметить, что оценка Парзена-Розенблатта является частным случаем полученной оценки при $k_0 = 1$.

Подставляя в полученную формулу выражение для $\hat{W}(x|S_i)$, получим

$$\hat{w}(x | S_i) = \frac{3}{M_i h k_0 (k_0 + 1)(2k_0 + 1)} \sum_{k=-k_0}^{k_0} \sum_{j=1}^{M_i} k \theta(x - x_j).$$

В качестве эталонных описаний распознаваемых классов могут быть использованы и непосредственные значения обучающих выборок $\{x_j^i\}$ $j = 1, \dots, M_i$. В этом случае применяются ранговые критерии распознавания, суть которых состоит в следующем. Обучающие выборки для каждого из классов и контрольная выборка «перемешиваются»,

после чего упорядочиваются по возрастанию или убыванию. Для каждого из классов вычисляется функция, характеризующая степень перемешивания, по максимуму которой и принимается решение о принадлежности контрольной выборки к какому-либо из классов.

Рассмотрим некоторые практические вопросы распознавания вида и модуляционных параметров ряда разновидностей сигналов с частотной и фазовой манипуляцией. С точки зрения вскрытия модуляционной структуры вся значащая информация о таких сигналах содержится в их фазовых и частотных параметрах. Иначе говоря, она содержится в значениях мгновенной частоты $f(nT)$ и фазы $p(nT)$ сигнала. Мгновенная амплитуда $a(nT)$ при анализе модуляционных параметров ЧМ- и ФМ-сигналов в общем случае не является информационным параметром, хотя учет ее значений в алгоритмах частотного и фазового детектирования позволяет компенсировать замирания принимаемого сигнала.

Для определения вида и параметров модуляции ЧМ- и ФМ-сигналов необходимо оценивать мгновенную угловую фазу сигнала, которая может быть представлена в виде

$$p(nT) = 2\pi f_0 + 2\pi f(nT) + p_0(nT),$$

где f_0 — центральная частота сигнала, параметры $f(nT)$ и $p_0(nT)$ — соответственно мгновенная частота и мгновенная начальная фаза сигнала.

Данные параметры могут, например, принимать следующие значения

- для ЧМ-сигналов без скачка фазы $f(nT) = (i - M)\Delta f + \Delta f/2$, $p_0(nT) = \text{const}$;
- для ФМ-сигналов $p_0(nT) = (2\pi(I - M)/M)nT$, $f(nT) = 0$, где $i = 1, \dots, M$, M — число позиций модуляции, Δf — разнос частот.

Представление мгновенной фазы сигнала в форме

$$p(nT) = \arctg\left(\frac{\hat{s}(nT)}{s(nT)}\right)$$

ограничивает ее главное значение в диапазоне $[-\pi/2 \dots \pi/2]$. Поскольку более важная с точки зрения параметров модуляции информация заключается не в абсолютном значении мгновенной фазы, а в ее скачках, то для дальнейшего анализа целесообразно использовать приведенные разности отсчетов мгновенной фазы

$$\Delta p(nT) = p(nT) - p((n - l)T), \text{ если } \Delta p(nT) \geq 0, \text{ и}$$

$$\Delta p(nT) = p(nT) - p((n - l)T) + 2\pi \text{ в противном случае.}$$

То есть, для удобства дальнейшей обработки отрицательные скачки разности фаз приводятся к диапазону $[0 \dots 2\pi]$. Конкретное значение индекса l устанавливается с учетом возможного значения максимальной скорости $V_{\max}$ анализируемого сигнала таким образом, чтобы обеспечить выполнение соотношения $l/V_{\max} \approx lT$.

Расположение пиков полученной гистограммы разности фаз, отстоящих на определенном расстоянии друг от друга, зависит от наличия и значений постоянного скачка фазы анализируемого сигнала и позволяет принимать решение об используемом виде модуляции и числе ее позиций. Данный факт иллюстрируется на рис. 3.3.2, а и б, где приведены вычисленные гистограммы разности фаз ФМ2- и ФМ4-сигналов при соотношении сигнал шум 3/1.

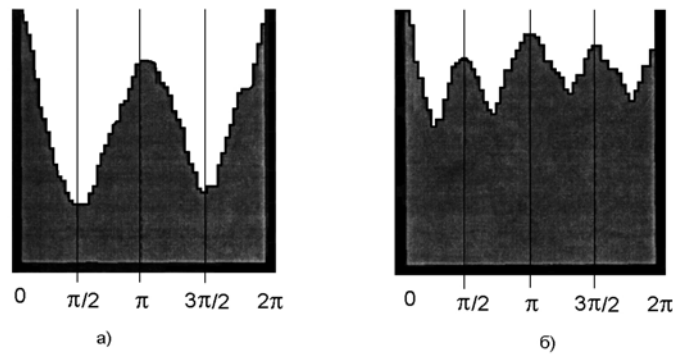


Рис. 3.3.2.

Для ЧМ- и ФМ-сигналов на интервале одной посылки значение разности фаз $\Delta\varphi(nT)$ должно быть близко к 0. При этом значений, близких к 0, должно быть достаточно много, так как время переходного процесса при смене частотных позиций для широкого класса сигналов не превышает 10% от длительности элементарной посылки. При смене частотных позиций при приеме ЧМ-сигналов с разрывом фазы возможные значения $\Delta\varphi(nT)$ в общем случае будут случайными и их распределение можно принять равномерным в интервале $[0...2\pi]$. Значения разности фаз при приеме ЧМ-сигналов без разрыва фазы в случае смены частотных позиций будут близки к 0. Очевидно, что для ФМ-сигналов при изменении значения модуляционного параметра наибольшие значения пиков функции плотности вероятности значений $\Delta\varphi(nT)$ будут приходиться на значения 0, $\pi/2$, π , $3\pi/2$ (за исключением сигналов ФМ4 со сдвигом на $\pi/4$).

Таким образом, существуют реальные физические предпосылки для использования при распознавании ЧМ- и ФМ-сигналов значений разности фаз $\Delta\varphi(nT)$ в качестве признаков распознавания.

Ввиду того, что функции плотности вероятности для классов $S_{\text{ЧМ}}$ и $S_{\text{ФМ}}$, в особенности при неизвестных законах распределения шумов в канале связи, не описываются стандартными формулами, единственным возможным способом является вычисление статистических оценок $\hat{w}(x|S_{\text{ЧМ}})$ и $\hat{w}(x|S_{\text{ФМ}})$ с последующим принятием решения в соответствии с критерием (3.3.1). Однако эксперименты на реальных и смоделированных на ЭВМ сигналах показывают, что вероятность правильного распознавания в данном случае превышает 0,7 при вероятности ошибки второго рода 0,3. При этом для области изменения величины $\Delta\varphi(nT)$ от 0 до 2π способ оценки функций плотности вероятности (3.3.3) — (3.3.6) на вероятности ошибок первого и второго рода влияет незначительно. Низкая достоверность распознавания в сочетании со сравнительно большими затратами вычислительных ресурсов не позволяет использовать данный непараметрический метод распознавания в трактах обработки сигналов для определения параметров и вида модуляции ЧМ- и ФМ-сигналов.

Причиной недостатков описанного метода распознавания является низкая информативность выбранного признака распознавания, так как значения $\Delta\varphi(nT)$ вблизи 0 для обоих распознаваемых классов составляют от 50 до 80% измеряемых значений и, как следствие, являются малоинформативными.

Выбор более информативных признаков связан с исследованием особенностей поведения случайного процесса $\Delta\varphi(nT)$ и вычислением его параметров, таких как выбросы случайного процесса. Параметром, наиболее полно отражающим различия распознаваемых совокупностей, является величина

$$x = \tau_1/\tau_0,$$

где τ_0 — время пребывания случайного процесса $\Delta\varphi(nT)$ в интервале $[\pi/4—7\pi/4]$, τ_1 — время пребывания случайного процесса $\Delta\varphi(nT)$ в интервалах $[3\pi/8, 5\pi/8]$, $[7\pi/8, 9\pi/8]$, $[11\pi/8, 13\pi/8]$. Для рассматриваемого дискретного случая

$$p_1 = \frac{\sum_{i=1}^N \Psi_i^1(nT)}{\sum_{i=1}^N \Psi_i^0(nT)} \quad (3.3.7)$$

где $\psi_i^1(nT) = 1$, если $\Delta p(nT) \in [3\pi/8, 5\pi/8] \cup [7\pi/8, 9\pi/8] \cup [11\pi/8, 13\pi/8]$ и $\psi_i^1(nT) = 0$ в противном случае, $\psi_i^0(nT) = 1$, если $\Delta p(nT) \in [\pi/4, 7\pi/4]$ и $\psi_i^0(nT) = 0$ в противном случае.

Если в процессе вычисления величины x накопление данных проводить до тех пор, пока знаменатель выражения (3.3.7) не достигнет некоторого фиксированного значения N^* , выражение (3.3.7) преобразуется к виду

$$p_1 = \frac{1}{N^*} \sum_{i=1}^{N^*} \Psi_i^1(nT), \quad (3.3.8)$$

Полученное выражение является статистической оценкой вероятности пребывания случайного процесса $\Delta p^*(nT)$ в области $[3\pi/8, 5\pi/8]$, $[7\pi/8, 9\pi/8]$, $[11\pi/8, 13\pi/8]$. Случайный процесс $\Delta p^*(nT)$ получается за счет удаления из процесса $\Delta p(nT)$ значений, лежащих в интервалах от 0 до $\pi/4$ и от $7\pi/4$ до 2π . В силу центральной предельной теоремы величина (3.3.8) распределена по нормальному закону. Таким образом, задача распознавания классов $S_{\text{ЧМ}}$ и $S_{\text{ФМ}}$ сводится к стандартной задаче распознавания двух совокупностей, распределенных по нормальному закону с разными математическими ожиданиями и дисперсиями.

В этом случае решающее правило распознавания сигналов с ЧМ и ФМ можно представить в виде

$$\begin{aligned} p_1 > 0.75 & - \text{принимается гипотеза } S_{\text{ФМ}}, \\ p_1 \leq 0.75 & - \text{принимается гипотеза } S_{\text{ЧМ}}. \end{aligned} \quad (3.3.9)$$

Аналогичная процедура распознавания может быть использована при распознавании сигналов ФМ2 и ФМ4. В этом случае выражение 3.3.8 преобразуется к виду

$$p_2 = \frac{1}{N^*} \sum_{i=1}^{N^*} \Psi_i^2(nT), \quad (3.3.10)$$

где $\psi_i^1(nT) = 1$, если $\Delta p(nT) \in [3\pi/4, 5\pi/4]$, и $\psi_i^2(nT) = 0$ в противном случае. Решающее правило при этом выглядит следующим образом

$$\begin{aligned} p_2 \geq 0.66667 & - \text{принимается гипотеза } S_{\text{ФМ2}}, \\ p_2 < 0.66667 & - \text{принимается гипотеза } S_{\text{ФМ4}}. \end{aligned} \quad (3.3.11)$$

Количественно оценить вероятность правильности определения вида модуляции по решающему правилу (3.3.9) можно следующим образом.

Теоретическая потенциально достижимая вероятность ошибки различения двух сигналов (в нашем случае ЧМ- и ФМ-сигналов) по одному признаку, распределенному по нормальному закону, при воздействии гауссовых шумов и без учета погрешностей самого измерителя признака определяется в следующем виде [36]

$$p_e = 1 - F\left(\sqrt{E/N(1 - R_s)}\right),$$

где $F()$ — интеграл вероятности, E/N — отношение энергии сигнала к энергии шума, R_s — коэффициент взаимной корреляции сигналов по оцениваемому параметру.

Благодаря известной математической зависимости между фазой и частотой, любое изменение мгновенной частоты будет приводить к изменению мгновенной фазы (и

наоборот). Теоретический коэффициент корреляции между оценками данных параметров $R_s = 0,87$ [36]. Потери в точности измерения параметров сигнала при дискретной обработке методом накопления и усреднения оценок при номинале частоты дискретизации, удовлетворяющим требованию теоремы Котельникова, и числе уровней квантования, перекрывающим динамический диапазон изменения уровня сигнала, асимптотически стремятся к нулю [36].

Таким образом, можно получить количественную оценку ожидаемой потенциальной вероятности ошибки определения вида модуляции на основе контроля фазовых параметров: $p_e \approx 0,2$ при $E/N = 2$, $p_e \approx 0,025$ при $E/N = 4$, $p_e \approx 0,003$ при $E/N = 8$. Результаты экспериментальной проверки предлагаемого метода распознавания на реальных и моделируемых ФМ- и ЧМ-сигналах при объеме выборки $N^* = 4096$ показали ухудшение (в среднем на 2 дБ по помехоустойчивости) вероятности правильного решения по правилу (3.3.9) по сравнению с теоретическими потенциально возможными значениями в области относительно низких значений отношения сигнал/шум 1...8 дБ.

Повышение эффективности процедуры распознавания связано с увеличением объемов обучающих и контрольных выборок. В ряде случаев целесообразно использование модифицированного правила (3.3.9) в виде

$$\begin{aligned} p_1 > 0.82 & - \text{принимается гипотеза } S_{\text{ФМ}}, \\ p_1 \leq 0.7 & - \text{принимается гипотеза } S_{\text{ЧМ}}, \\ 0,7 < p_1 < 0.82 & - \text{происходит отказ от принятия решения.} \end{aligned}$$

Результаты практической проверки определения конкретного вида ФМ-сигнала — ФМ2 или ФМ4 по правилу (3.3.11) при правильном принятии решения о приеме ФМ-сигнала показали вероятность правильного различения ФМ2- и ФМ4-сигналов в диапазоне 0,95...0,98.

Рассмотрим возможности определения параметров и вида модуляции сигналов на основе обработки значений мгновенной частоты сигнала, вычисляемой по формуле

$$f(nT) = \frac{p(nT) - p(nT - T)}{2\pi T},$$

где $p(nT)$ — абсолютное значение фазы сигнала.

Для примера ограничим возможные значения мгновенной частоты значениями от $f_{\min} = 500$ Гц до $f_{\max} = 3500$ Гц. Для данного диапазона частот вычисляется гистограмма значений мгновенной частоты n_i , $i = 1, \dots, I$. Целью анализа полученной гистограммы является как определение центральной частоты сигнала, так и формирование дополнительных признаков распознавания вида и параметров его модуляции.

Для улучшения разделимости отдельных пиков гистограммы, соответствующих различным типам модуляции, гистограмму необходимо подвергнуть специальной обработке.

Строится нормированная гистограмма со значениями

$$n_i^* = (n_i / n_{\max}) \theta((n_i / n_{\max}) - 0.5).$$

где $i = 1, \dots, I$, $n_{\max} = \max_{i=1, \dots, I} (n_i)$, $\theta(a) = 1$, если $a \geq 0$, и $\theta(a) = 0$ в противном случае.

По полученной гистограмме определяются минимальное и максимальное ненулевые значения $f_{\min}$ и $f_{\max}$. Для всех значений $f(nT) \in [f_{\min}, f_{\max}]$ строится оценка функции плотности вероятности $\hat{w}_f(x)$ по формуле (3.3.6) при значениях $h = 5$ и $k_0 = 3$.

Особенность определения параметров распределения мгновенной частоты для ЧМ- и ФМ-сигналов заключается в необходимости выделения M вероятных центров рабочих частот (мод — для оцениваемой функции $\hat{w}_f(x)$), причем точное значение M априорно неизвестно. Данная задача может быть решена следующим образом.

Предположим, что величина f характеризуется функцией плотности вероятности

$$w_f(x) = A \sum_{i=1}^M w_f(x | m_i, D_i), \quad (3.3.12)$$

представляющей собой смесь M функций нормального свойства с математическими ожиданиями и дисперсиями m_i и D_i . Пусть $w_t(x|m_t, D_t)$, называемая испытательной функцией, является нормальной плотностью вероятности с математическими ожиданиями и дисперсиями m_t и D_t .

Рассмотрим возможности оценки математического ожидания и дисперсии j -го слагаемого выражения (3.3.12). Если $w_f(x|m_j, D_j)$ является доминантным кластером для испытательной функции вблизи точки x_s , тогда

$$h(x | m_j^*, D_j^*) = B w_t(x | x_s, D_t) w_f(x) \approx B w_t(x | x_s, D_t) w_f(x | m_t, D_t).$$

В этом случае в соответствии с [37]

$$D_j = \frac{D_j^* D_t}{D_j^* + D_t}, \quad m_j = x_s + (m_j^* - x_s)(1 + D_j/D_t). \quad (3.3.13)$$

В соответствии с полученными выражениями проводятся следующие действия.

Производится преобразование функции $\hat{w}_f(x_{sk}) \rightarrow \hat{w}_f(x_{sk}) = m_{jk}$, где m_{jk} — математические ожидания, вычисленные по формулам (3.3.13) применительно к функции $\hat{w}_f(x)$ в точках $x_{sk} = f_{\min} + kh$, $k = 0, \dots, [(f_{\max} - f_{\min})/h]$.

После этого определяются все значения k , для которых функция $\hat{w}_f(x_{sk})$ достигает максимума.

Следует отметить, что в ряде практических задач в качестве испытательной функции целесообразно использовать дельта-функцию, что сводит рассматриваемую задачу к задаче поиска Экстремумов функции $\hat{w}_f(x)$ стандартными методами.

Пусть f_j , $j = 1, \dots, M$, обозначает ординату j -го наибольшего значения функции $\hat{w}_f(x_{sk})$. На первом этапе выявляется ряд наибольших значений, для которых $f_{j+1} - f_j \geq 40$ Гц, что соответствует минимально возможному значению разнота частот. Значение M будет зависеть от вида и параметров модуляции. Так, при $M = 2$ выявленных пиков полигона может быть принято решение об обнаружении ЧМ2-сигнала. К значению $M = 2$ в некоторых случаях вследствие сильной корреляционной зависимости параметров мгновенных частоты и фазы может приводить и прием ФМ2- или ФМ4-сигналов, причем значение $M = 1$ или $M = 2$ для них часто зависит от вида модулирующего сигнала. Следует отметить, что анализ мгновенной частоты ФМ4-сигнала со скоростью манипуляции $V \geq 600$ Бод может в зависимости от используемого режима передачи приводить и к появлению трех или четырех максимумов в гистограмме значений частоты, но обработка гистограммы описанным выше методом приводит к одно- или двухмодальному характеру функции $\hat{w}_f(x_{sk})$.

Можно предположить наличие частот f_i , для которых значения попарных разностей $f_j - f_i$ при $j > i$ будут приблизительно равны ΔF , $2\Delta F$, $3\Delta F$ и т. д., где ΔF — некоторая постоянная величина. Очевидно, что значение ΔF будет являться оценкой разнота частот, а количество максимумов M — оценкой количества частотных позиций сигнала.

Для целей дальнейшего анализа необходимо знать разброс возможных оценок ΔF при характерных для канала приема значениях отношения сигнал/шум. Данный разброс определяется дисперсией оценки мгновенной частоты для ЧМ- и ФМ-сигналов.

Теоретически при любом отношении сигнал/шум без учета погрешности самого измерителя можно задаться нижней границей оценки Рао-Крамера дисперсии измерения мгновенной частоты гармонического колебания при нормальном шуме [36]. Данная оценка определяется выражением

$$d^2 \geq \frac{3}{(2E/N)(2pT)^2}, \quad (3.3.14)$$

где E/N — отношение энергии сигнала к энергии шума, T — время наблюдения.

Полное равенство в выражении (3.3.14) возможно только при отсутствии корреляции анализируемого сигнала и сопутствующего шума. Хотя после прохождения сигнала и шума через селективный тракт радиоприемника и фильтр основной селекции демодулятора нельзя говорить о полной их независимости, идеализируя, при дальнейшем обсуждении с целью получения конкретных оценок дисперсии допустим их некоррелированность. В тоже время примем $2E/N = 1$ как наименее благоприятный при анализе случай. Таким образом, значение d^2 будет целиком определяться временем наблюдения. Отметим, что функция плотности распределения мгновенной частоты f имеет характер нормального закона [38].

При накоплении $N = 4096$ значений мгновенной частоты f при $f_d = 10$ кГц согласно (3.3.14) $d^2 \approx 1,81$. Тогда по известному правилу «трех сигм» теоретически возможное значение измерения f будет лежать в интервале от $f_0 = -4,04$ Гц до $f_0 = +4,04$ Гц, где f_0 — истинное значение измеряемой частоты.

Естественно, данный интервал возможных значений f относится только для немодулированной несущей. При модулированном сигнале величина d^2 вследствие изменения значения модуляционного параметра должна быть больше. Если предположить, что переходные процессы модулированного сигнала составляют до 10% от времени измерения, то 90% измерений при общем числе измерений $N = 4096$ для сигнала любого вида уменьшают дисперсию оценки единичного измерения мгновенной частоты d^2 в 4096 — 4096/10 раз, а 10% измерений увеличивают дисперсию оценки в 4096 — 4096*9/10 раз (наименее благоприятный исход). В этом случае по правилу «трех сигм» возможное значение измерения f должно лежать в интервале от $f_0 = -4,5$ Гц до $f_0 = +4,5$ Гц или, округляя с учетом погрешности метода измерения, в интервале от $f_0 = -5$ Гц до $f_0 = +5$ Гц.

Таким образом, при выявлении M наибольших значений функции $\hat{w}_f(x)$, для которых $M \in [4, 6, 8, 12, 13, 16]$ и справедливо выражение

$$f_{j+1} - f_j = \Delta \hat{F} \pm 5 \text{ Гц},$$

где $\Delta \hat{F} = \frac{1}{M-1} \sum_{j=1}^{M-1} (f_{j+1} - f_j)$, можно предположить наличие многопозиционного ЧМ-

сигнала с числом позиций M и разносом частот ΔF . Центральная частота сигнала $f_{\text{ц}}$ определяется из выражения

$$f_{\text{ц}} = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M f_j.$$

При наличии в оценке $\hat{w}_f(x)$ только двух пиков ($M = 2$) можно полагать о приеме сигнала ЧМ2, либо сигналов ФМ2 или ФМ4. В этом случае окончательное решение может быть принято на основе обработки значений мгновенной фазы сигнала по методам, описанным выше. Однако результаты экспериментов по обработке сигналов с ФМ2 и ФМ4 показали, что наиболее часто двухмодальный характер функции $\hat{w}_f(x)$ при выбранном номинале $f_d = 10$ кГц имеет место при скоростях манипуляции свыше 300 Бод, модулирующем сигнале типа меандр и выполнении условий

$$f_2 - f_1 > 200 \text{ Гц} \quad \text{и} \quad \hat{w}_f(f_1)/\hat{w}_f(f_2) > 1.7 \quad (3.4.15)$$

Нарушение даже одного из неравенств свидетельствует о приеме сигнала ЧМ2. По этой причине эмпирическое правило (3.4.15) может быть использовано в процедурах различения сигналов ФМ и ЧМ.

Наличие в оценке $\hat{w}_f(x)$ только одного максимума свидетельствует либо о приеме ФМ-сигнала, либо о наличии немодулированного колебания, часто применяемого в

практике радиосвязи, например, для обозначения занятости радиочастоты. Очевидным способом разрешения данной ситуации является применение решающего правила (3.3.9).

Потенциальная теоретически достижимая вероятность ошибки определения вида модуляции на основе контроля только мгновенной частоты при различных соотношениях сигнал/шум равна потенциальной достижимой вероятности при контроле фазы.

Проведенная проверка в реальных условиях приема КВ-радио-каналов эффективности разработанных методик распознавания фазоманипулированных и частотноманипулированных сигналов показала их работоспособность в условиях низкого отношения сигнал/шум. Сравнительно невысокие по сравнению с другими методами вычислительные затраты на реализацию описанных методов создают реальные предпосылки для их использования при синтезе различных средств цифровой обработки радиосигналов при неполном априорном знании о точном значении их параметров. На рис. 3.3.3 представлен один из вариантов алгоритма определения вида и параметров модуляции сигналов с постоянной огибающей со скоростями до 1200 Бод.

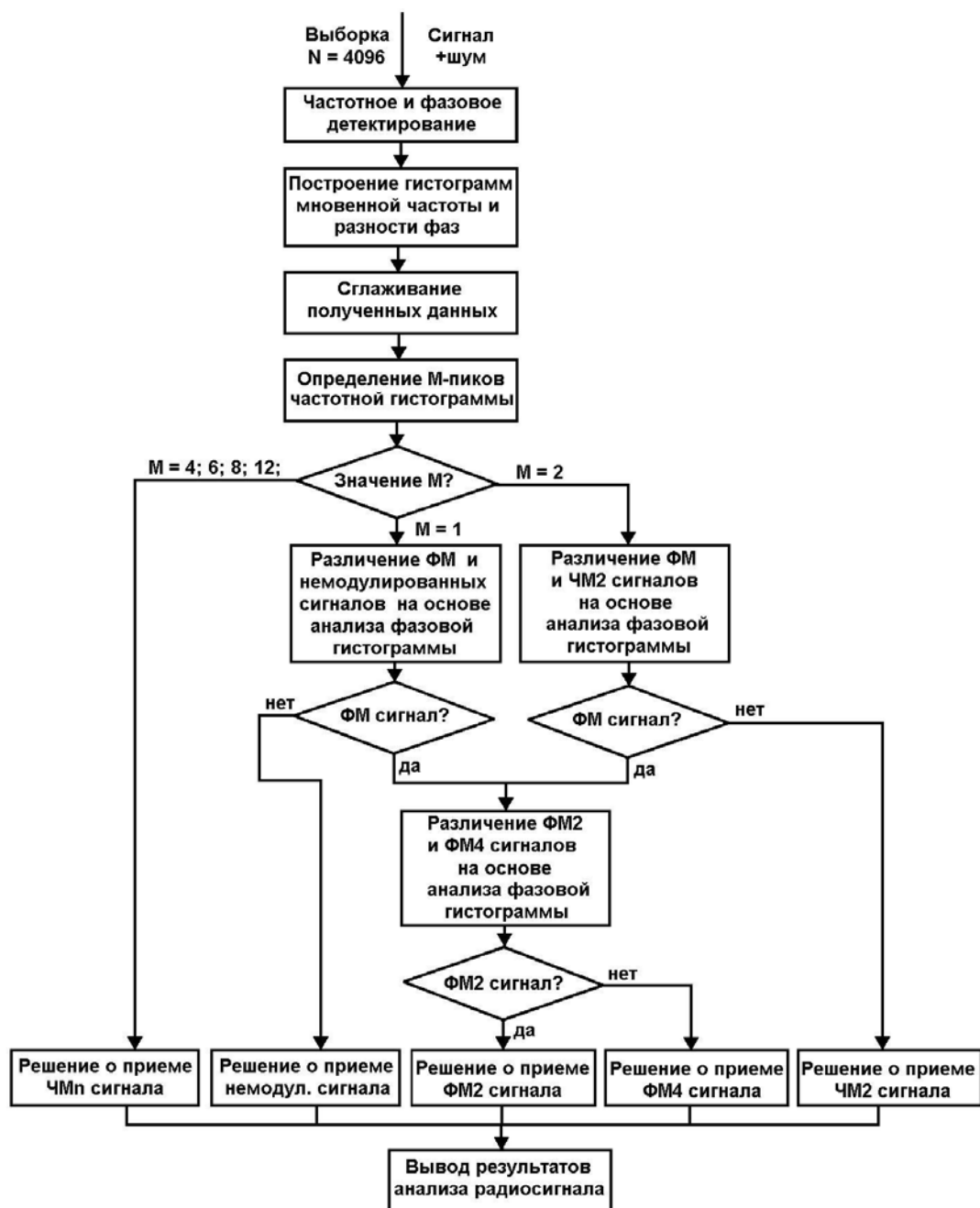


Рис. 3.3.3

Подводя итог сказанному о методах автоматического определения вида и параметров модуляции можно сделать следующие выводы.

1. Для проведения технического анализа модуляционной структуры сигналов систем радиосвязи использование классических методов оптимальной оценки параметров и статистической теории распознавания образов малоэффективно. Требование оперативности настройки обрабатывающей аппаратуры обуславливает необходимость разработки специальных методов определения модуляционных параметров по неклассифицированной выборке фиксированного объема.

2. Используемая при распознавании вида и параметров модуляции обработка выборки мгновенных значений сигнала осуществляется с целью получения оценок суммарных М-модальных распределений значений мгновенных частоты и фазы сигнала, образованных М нормальными слабо пересекающимися частными распределениями. При этом элементы данных распределений отображают значения несущей частоты, фазовых сдвигов для сигналов с ФМ, частотных позиций для ЧМ-сигналов.

3. Используемые в рассмотренных процедурах определения вида и параметров модуляции методы выделения характерных особенностей для ФМ2-, ФМ4- и ЧМ2...16-сигналов позволяют максимально сократить требуемый объем априорных знаний об анализируемом сигнале.

3.4. Определение скорости манипуляции сигнала

В данном разделе рассмотрены вопросы определения скорости манипуляции сигнала $V = 1/t_0$, где t_0 — длительность элементарной посылки, на основе результатов обработки видеосигнала, получаемого на выходе детектора модуляционного параметра.

Хотя в общем случае получаемый видеосигнал является m-уровневым, в дальнейшем без ограничения общности мы будем рассматривать только двухуровневые сигналы, так как для решаемой задачи m-уровневый сигнал $s_m(t)$ может быть приведен к двухуровневому $s_2(t)$ следующим образом. Всякий раз, когда происходит переход с уровня i на уровень j в сигнале $s_m(t)$, значение сигнала $s_2(t)$ меняется на противоположное.

Пусть m-уровневый сигнал $s_m(nT)$ преобразуется в двухуровневый сигнал $s_2(nT)$ со значениями уровней 0 или 1. В этом случае преобразование производится в соответствии с рекурсивной формулой

$$s_2((n+1)T) = s_2(nT)(1 - \Lambda_{n+1}) + \Lambda_{n+1}((s_2(nT) + 1) \bmod 2),$$

где $\Lambda_{n+1} = 0$, если $|s_m(n+1)T - s_m(nT)| = 0$, и $\Lambda_{n+1} = 1$ в противном случае.

Возможный вид получаемого таким образом сигнала приведен на рис. 3.4.1.

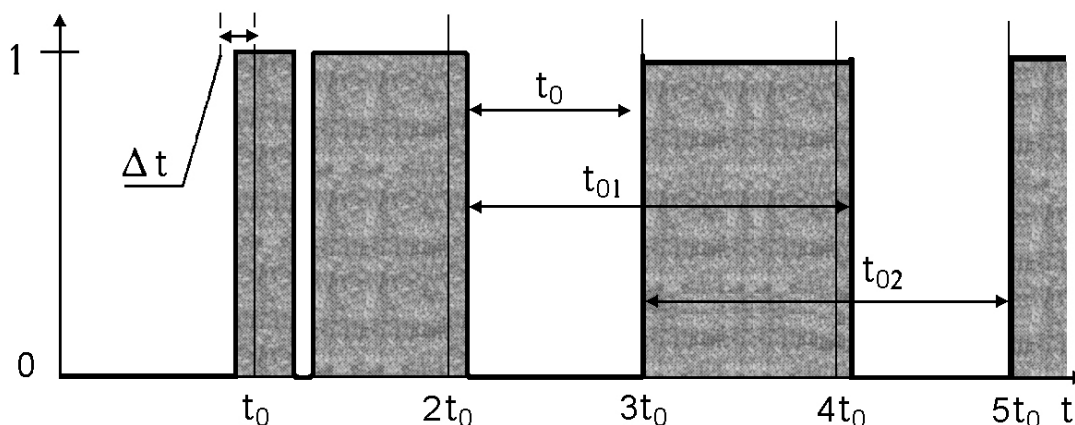


Рис. 3.4.1

В идеальном случае при отсутствии в исходном сигнале шумов задача определения значения V решается достаточно просто. Для случая реального информационного потока, в котором представлены различные кодовые комбинации, оценка функции плотности вероятности длительностей между переходами видеосигнала с уровня на уровень будет иметь многомодальный характер с максимумами в точках t_0 , $2t_0$, $3t_0$ и т. д. По значениям данных максимумов значение V может быть определено с достаточно высокой точностью.

В условиях же реального радиоприема при низком соотношении сигнал/шум, наличии замираний, импульсных помех и других мешающих факторов, несмотря на использование различных методов компенсации помех в приемнике и демодуляторе, выделенный видеосигнал подвергается существенным искажениям. Основными из них являются дробления внутри посылок демодулируемого сигнала и краевые искажения посылок различной природы.

Наличие данных искажений обуславливает трудность правильного определения скорости манипуляции сигнала. В случае, когда моменты перехода значения видеосигнала из одного состояния в другое случайны, считается, что такой сигнал можно описать законом распределения Пуассона. Известно [39], что сигналы данного типа могут быть описаны через вероятность $p_n(t)$ n переходов видеосигнала из одного состояния в другое за время t

$$p_n(t) = \frac{1}{n!} k t e^{-kt},$$

где параметр k равен среднему числу переходов в единицу времени.

В [38] показано, что при наличии периодической составляющей с периодом t_0 в сигналах данного типа величина оценки величины k сходится к $1/t_0$ при $t \rightarrow \infty$.

Таким образом, существует теоретическая возможность определения правильного значения t_0 по результатам анализа искаженного помехами видеосигнала. Значение t_0 , например, можно установить путем обработки оценок энергетического спектра или автокорреляционной функции случайного импульсного процесса с периодической составляющей, каким и является рассматриваемый видеосигнал на выходе детектора. Вместе с тем процедуры вычисления энергетического спектра или автокорреляционной функции, как известно, требуют относительно большого объема вычислений. Например, обеспечение точности получаемых оценок 1 Бод или 1 Гц при $f_d = 10$ кГц приведет к необходимости обработки не менее 10000 отсчетов видеосигнала для получения только одного результата вычисления оценки скорости манипуляции.

Требование оперативности вскрытия модуляционных параметров сигнала обуславливает необходимость разработки более быстродействующего метода определения скорости манипуляции. Предлагаемый метод оценки скорости основывается на эмпирическом анализе возможного характера искажений посылок демодулируемого сигнала и их учете в решающем правиле определения скорости.

Искажения видеосигнала типа дробления проявляются в одно- или многократном изменении полярности полезного сигнала на длительности одной посылки. Дробления в основном являются следствием действия в канале приема флуктуационных помех высокого уровня, замираний и импульсных помех. Как случайная величина импульс дробления может быть описан рядом вероятностных характеристик, точные значения которых для разных каналов связи определяются экспериментальным путем. Известна [40] экспериментальная оценка ожидаемого числа дроблений в единицу времени $N_d = 0,45 \times 10^{-3}$ и их средней длительности $T_d = 8$ мс телеграфного КВ-радиоканала со скоростью передачи сигнала $V = 50$ Бод. Очевидно, что для других каналов связи с другими значениями скорости передачи значения N_d и T_d будут другими.

Практика обработки радиосигналов в условиях помех показывает следующее. В обычно применяемых узкополосных каналах связи дробление двоичных посылок

наблюдается относительно редко. При обработке сигналов достаточно часто должны встречаться группы последовательно идущих посылок, неискаженных дроблениями, что создает реальные предпосылки для правильного определения скорости манипуляции. Вместе с тем, согласно [41], дробления являются одним из основных факторов, вызывающих ошибки при дальнейшей обработке видеосигнала. Таким образом, несмотря на относительно небольшую частоту встречаемости дроблений, необходимо осуществлять устранение возможно большего их числа в видеосигнале.

Известно [42], что самым эффективным способом устранения дроблений в видеосигнале является цифровая фильтрация. Применение рекурсивных низкочастотных фильтров с частотой отсечки $F_{om} = 1/V$ позволяет устранить дробления длительностью $t < 1/2V$ при порядке фильтра $m = 4...6$ и дополнительном клиппировании сигнала после фильтрации. Тот же результат достигается при использовании медианного фильтра с порядком $m = [f_d/V]$.

Очевидно, что с точки зрения вычислительной сложности медианная фильтрация предпочтительнее обычной. Реализация рекурсивного НЧ-фильтра 4...6 порядка требует выполнения 10...25 операций типа умножения и 10...20 операций типа сложения на каждый отсчет сигнала. В то же время трудоемкость алгоритма рекурсивной медианной фильтрации не превышает 4...8 операций типа сложения на отсчет. Таким образом, медианная фильтрация ускоряет операцию устранения дроблений по сравнению с обычной НЧ-фильтрацией в среднем приблизительно в 10 раз.

При практической реализации медианного фильтра может быть выбран алгоритм рекурсивной фильтрации, как обладающий лучшими показателями при работе в сильных импульсных шумах. Аналитически алгоритм записывается в следующем виде

$$y_i = median\{y_{i-k}, \dots, y_{i-1}, x_i, \dots, x_{i+k}\},$$

где $k = (m - 1)/2$, m — порядок фильтра, m — нечетно, $median\{\}$ — операция выделения $(k + 1)$ -го элемента последовательности фигурных скобках, упорядоченной по возрастанию.

Вычисление величины m осуществляется по правилу $m = [f_d/V_m]$, если m — четное и $m = [f_d/V_m] - 1$, если m — нечетное, где f_d — частота дискретизации в Гц, V_m — максимально возможное значение скорости манипуляции для анализируемого сигнала.

Вторым фактором, приводящим к появлению ошибок при обработке видеосигнала, являются краевые искажения, представляющие собой разницу по времени между действительным моментом смены полярности видеосигнала и идеальным ожидаемым моментом. Краевые искажения могут быть как случайными, вызываемые различного рода помехами канала приема, так характеристическими, приводящими к постоянному преобладанию длительности посылок одной полярности над посылкам другой. Характеристические искажения вызываются, как правило, особенностями работы приемопередающей аппаратуры. В реальных условиях радиоприема различные виды краевых искажений действуют одновременно, складываясь по определенным правилам. Необходимо подчеркнуть, что дополнительным фактором появления случайных краевых искажений является медианная фильтрация двоичного видеосигнала, часто приводящая при невозможности устранения дробления к «притягиванию» его к одному из краев посылки.

Краевые искажения при передаче информации по радиоканалам, согласно [40], могут описываться суммой двух нормальных законов распределения:

$$w(\tau) = \frac{1}{(2\pi)^{1/2}} \left(\frac{b_1}{\delta_1} e^{-\tau^2 / 2\delta_1^2} + \frac{b_2}{\delta_2} e^{-\tau^2 / 2\delta_2^2} \right),$$

где τ — относительная величина искажения от длительности элементарной посылки t_0 , $\delta_1^2 \ll \delta_2^2$, $b_1 + b_2 = 1$. Точные значения δ_1 , δ_2 , b_1 , b_2 зависят от конкретного канала связи.

Согласно [43], при таком законе распределения для основной массы случаев абсолютная величина краевого искажения относится к длительности элементарной посылки как

$$\frac{\tau}{t_0} < 0.12.$$

Краевые искажения являются наиболее значимым фактором в снижении помехоустойчивости работы систем тактовой синхронизации по двоичным видеосигналам [44]. Таким образом, необходима разработка специальных мер их компенсации при разработке метода определения скорости манипуляции сигналами.

Предлагается следующий метод определения неизвестной скорости манипуляции. На первом этапе после проведения процедуры медианной фильтрации вычисляется оценка возможного значения t_0 . Оценка t_0 получается путем одновременного проведения двух процедур подсчета суммарной длительности двух последовательных посылок. Разница между процедурами заключается в сдвиге на один интервал перехода видеосигнала из одного положения в другое начала отсчета длительностей в процедурах.

Использование сдвига на одну смену полярности позволяет быстро оценить возможное значение длительности элементарной посылки t_0 . Если обозначить результат работы первой процедуры как t_{01} , а второй как t_{02} (см. рис. 3.4.1), то при выполнении условия $t_{01} \approx t_{02}$ можно сделать вывод о значении t_0 . На практике с учетом приведенного выше неравенства решение о приблизительном равенстве t_{01} и t_{02} принимается, если

$$l_1^1 \leq t_{01}/t_{02} \leq l_2^1,$$

где $l_1^1, l_2^1 > 0$, — некоторые пороговые значения, определяемые ожидаемой величиной краевых искажений элементарной посылки сигнала.

Так как практически результаты вычисления t_{01} и t_{02} получаются на интервале видеосигнала, включающем 4 последовательные смены полярности, расстояния между которыми приблизительно равны, то за рабочую гипотезу о значении t_0 принимается величина

$$t_0 = (t_{01} + t_{02})/4.$$

Такой подход к оценке значения t_0 , основанный на суммировании длительностей двух последовательных посылок, позволяет производить взаимную компенсацию временных преобладаний посылок либо флуктуации их длительностей, вызванных деформацией границ посылок под воздействием шумов, при которых «удлинение» одних посылок компенсируется «укорочением» других.

На втором этапе после получения первичной оценки t_0 проводится проверка правильности вычисления данного значения длительности элементарной посылки.

Процедура проверки истинности оценки t_0 также основана на вычислении длительности t_1 , между двумя подряд идущими сменами полярности и сравнении полученных результатов с ожидаемыми значениями. Так, при правильно принятом решении о значении t_0 распределение возможных результатов вычисления будет иметь характер многомодального закона со значениями мод в точках $2t_0, 3t_0, 4t_0$ и т. д. Наличие мод высоких порядков обусловлено возможными сериями однополярных посылок. При незначительном для общего объема выборки количестве дроблений значение первой моды будет лежать в точке $2t_0$. Наиболее часто должны встречаться результаты оценок длительности следующего вида: $t_1 \approx 2t_0, t_1 \approx 3t_0, t_1 \approx 4t_0$. Количественно выражение «наиболее часто» определяется по критерию

$$\hat{p}_b \geq p^*,$$

где $0 < p < 1$ является пороговым значением, а $\hat{p}_b$ — оценка вероятности соответствия t_1 ожидаемым значениям.

Полученное значение длительности t_1 считается соответствующим предварительной оценке t_0 при выполнении одного из следующих неравенств

$$\begin{aligned} l_1^2 &\leq t_1/2t_0 \leq l_2^2, \\ l_1^3 &\leq t_1/3t_0 \leq l_2^3, \\ l_1^4 &\leq t_1/4t_0 \leq l_2^4. \end{aligned}$$

где $l_1^2, l_2^2, l_1^3, l_2^3, l_1^4, l_2^4$ — пороговые значения, определяемые характером краевых искажений двукратных, трехкратных и четырехкратных посылок.

Все результаты вычисления t_1 запоминаются. Значения t_1 , удовлетворяющие неравенству $t_1/4t_0 > l_2^4$, при вычислении $\hat{p}_b$ не учитываются. Если на выборке N длительностей оценка $\hat{p}_b$ удовлетворяет условию $\hat{p}_b \geq p^*$, гипотеза о первоначальной оценке значения t_0 считается верной, а значение t_0 корректируется по правилу

$$t_0 = \frac{1}{3} \left(\frac{1}{4n_4} \sum_{i=1}^{n_4} t_4^i + \frac{1}{3n_3} \sum_{i=1}^{n_3} t_3^i + \frac{1}{2n_2} \sum_{i=1}^{n_2} t_2^i \right),$$

где n_4, n_3 и n_2 — количество оценок t_1 , удовлетворяющих условию приема серии из соответственно четырех-, трех- и двукратных однополярных посылок, t_4^i, t_3^i, t_2^i — значения полученных оценок.

Если в результате проведенных действий выполняется условие $\hat{p}_b < p^{**}$ ($0 < p^{**} < p^*$ — пороговое значение), осуществляется возврат на этап получения первичной оценки t_0 .

При выполнении условия $p^{**} \leq \hat{p}_b < p^*$ осуществляются дополнительный набор N результатов вычисления длительностей t_1 и соответствующая коррекция оценки $\hat{p}_b$. Если и после проведения дополнительной проверки $\hat{p}_b < p^{**}$, осуществляется возврат на этап получения первичной оценки t_0 .

Рекомендуемые значения параметров $l_1^2, l_2^2, l_1^3, l_2^3, l_1^4, l_2^4, p^{**}, p^*, N$ рассмотренного алгоритма, полученные экспериментальным путем для сигналов со скоростями манипуляции от 50 до 1200 Бод при соотношении сигнал/шум от 1 до 8 дБ, приведены в табл. 3.4.1.

Таблица 3.4.1

Обозначение параметра	l_1^1	l_2^1	l_1^2	l_2^2	l_1^3	l_2^3	l_1^4	l_2^4	p^{**}	p^*	N
Значение параметра	0.8	1.2	0.8	1.2	0.65	1.35	0.5	1.5	0.5	0.4	50

Описанный алгоритм определения скорости манипуляции в виде блок-схемы представлен на рис. 3.4.2.

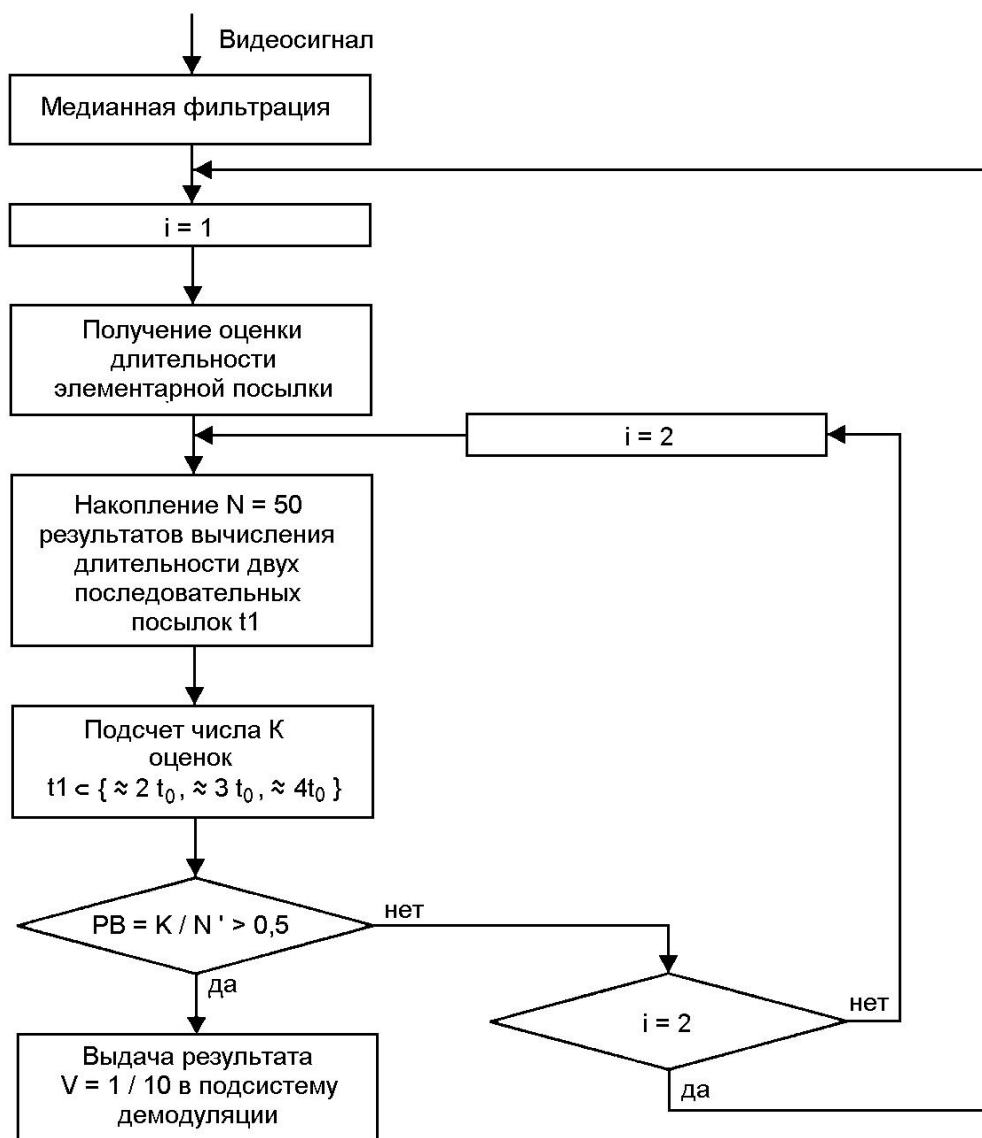


Рис. 3.4.2

Для оценки продолжительности процедуры определения скорости необходимо определить возможный объем выборки анализируемого сигнала.

Предположим, без потери общности, что весь объем обрабатываемого видеосигнала составляют серии от одной до четырех элементарных посылок одной полярности и что на пять переданных посылок приходится в среднем две смены полярности видеосигнала. Данные условия хорошо согласуются с особенностями первичных телеграфных кодов, часто применяемых на различных радиолиниях. Тогда, при требуемом для работы одного цикла алгоритма определения скорости числе смен полярности — 50, необходимо проанализировать видеосигнал, состоящий приблизительно из 125 элементарных посылок, что при $f_d = 10$ кГц и скорости манипуляции $V = 1200$ Бод составит порядка 1000 отсчетов (0,1 с), а при $V = 40$ Бод требуемый объем составит около 30000 отсчетов (3 с).

Следует отметить сравнительно небольшой объем операций при вычислении t_0 , причем оценка длительности посылки формируется практически сразу после завершения накопления выборки. Так как время вычислений с использованием современных вычислительных средств в приведенном методе существенно ниже указанных временных затрат, можно сделать вывод о том, что метод позволяет определять скорость манипуляции сигналов в диапазоне от 40 до 1200 Бод за 0,1...3 с.

Глава 4. Помехоустойчивая обработка сигналов систем связи

4.1. Цифровая фильтрация сигналов

Для функционирования любой системы связи используется один или несколько физических каналов (радиолиний, кабельных соединений, акустических каналов и т. д.), по которым происходит обмен сообщениями между корреспондентами. В процессе такого обмена сигналы, несущие сообщения, могут подвергаться воздействию различного рода помех, приводящих к появлению ошибок в получаемых в точке приема сообщениях. Выше в разделе 1.2 были рассмотрены виды действующих в разных каналах связи помех. Было показано, что одним из основных видов помех, присутствующих практически во всех каналах связи, являются аддитивные помехи. Такие помехи могут быть как сосредоточенными по спектру, так и широкополосными, подчиняющимися, как правило, нормальному закону распределения. Кроме аддитивных на сигнал могут воздействовать и мультипликативные помехи. Таким образом, получаемый в точке приема сигнал математически может быть записан в следующем виде

$$x(t) = m(t)s(t) + n(t),$$

где $x(t)$ — принимаемая смесь сигнала и помех, $s(t)$ — исходный сигнал, $m(t)$ — мультипликативные помехи, $n(t)$ — аддитивные помехи.

С точки зрения компенсации искажений, вносимых в сигнал обоими видами помех, их можно характеризовать одним параметром — спектральной плотностью. Имея информацию о спектральной плотности полезного сигнала и воздействующих на него помех, можно компенсировать влияние последних путем коррекции в точке приема спектральной плотности получаемой смеси сигнала и помех. Такая коррекция носит название фильтрации.

В разделе 3.1 был описан один из инструментов оценки спектральной плотности сигналов — преобразование Фурье. Математически понятие цифровой фильтрации достаточно просто можно ввести, опираясь на следующее свойство ДПФ. Если последовательности $x(nT)$ и $h(nT)$ имеют преобразования Фурье соответственно $X(k)$ и $H(k)$, то последовательность $y(nT)$, имеющая преобразование Фурье $Y(k)$, для которого выполняется соотношение $Y(k) = X(k)H(k)$, может быть представлена в виде

$$y(nT) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h((n-m)T)x(mT).$$

Это выражение показывает возможность формирования сигнала $y(nT)$ с требуемым поведением спектральной плотности путем коррекции спектра исходного сигнала $x(nT)$. Управляя значениями последовательности $h(nT)$, называемой частотной характеристикой, можно получать необходимые изменения спектральной плотности выходного сигнала. Этот очевидный способ фильтрации вытекает из особенностей спектрального представления сигналов. Для его практического применения необходимо проводить ряд перекрывающихся по времени прямых и обратных спектральных преобразований обрабатываемой последовательности временных отсчетов сигнала. Выполнение таких операций даже при использовании быстрых алгоритмов спектральных преобразований требует сравнительно большого объема вычислений. Фильтрация в спектральной области непрерывно поступающего сигнала с точки зрения экономии вычислительного ресурса становится целесообразной, начиная примерно с 50 одновременно обрабатываемых в фильтре отсчетов входной последовательности. Детальный анализ быстрых алгоритмов фильтрации в спектральной области и требуемых при этом вычислительных затрат

приведен в [20]. При решении практических задач обработки связанных сигналов основное применение нашли фильтры, осуществляющие непосредственную фильтрацию отсчетов поступающего сигнала. В общем виде алгоритм работы одномерного цифрового фильтра во временной области может быть записан в следующем виде

$$y(nT) = \sum_{l=0}^{N-1} b_l x((n-l)T) - \sum_{m=1}^M a_m y((n-m)T), \quad (4.1.1)$$

где $x(nT)$ и $y(nT)$ — отсчеты соответственно входного и выходного сигналов, a_m и b_l — коэффициенты фильтра. Если значения a_m и b_l не меняются во времени, то характеристики фильтра являются постоянными. Рассмотрению таких фильтров будет посвящен этот раздел. Фильтры с изменяемыми во времени параметрами будут описаны в разделе 4.2.

Цифровой фильтр, реализующий алгоритм (4.1.1), называется рекурсивным. Выходной сигнал такого фильтра в каждый конкретный момент времени зависит как от поступивших отсчетов входного сигнала, так и от предыдущих значений сигнала на его выходе. Порядком рекурсивного фильтра называют значение величины M , или, что то же самое, число коэффициентов a_m . Если в (4.1.1) все коэффициенты $a_m = 0$, т. е. отсутствует рекурсивная часть вычислений, то такой тип фильтра называется нерекурсивным. Его порядок равен числу коэффициентов b_l .

Важнейшими характеристиками фильтра любого типа являются его амплитудно-частотная (АЧХ) $A(\omega)$ и фазо-частотная (ФЧХ) $\varphi(\omega)$ характеристики. Для рекурсивного фильтра они определяются следующими выражениями [30]

$$A_p(\omega) = \left(\sum_{l=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} b_l b_m \cos((l-m)\omega T) \right)^{1/2} / \left(\sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{M-1} a_i a_j \cos([i-j]\omega) \right)^{1/2},$$

где $a_0 = 1$;

$$\varphi_p(\omega) = -\arctg \left(\frac{\sum_{l=0}^{N-1} b_l \sin(l\omega T)}{\sum_{l=0}^{N-1} b_l \cos(l\omega T)} \right) + \arctg \left(\frac{\sum_{i=0}^{M-1} a_i \sin(i\omega T)}{\sum_{i=0}^{M-1} a_i \cos(i\omega T)} \right).$$

Для нерекурсивного фильтра эти характеристики имеют более простую форму записи

$$A_n(\omega) = \left(\sum_{l=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} b_l b_m \cos((l-m)\omega T) \right)^{1/2},$$

$$\varphi_n(\omega) = -\arctg \left(\sum_{l=0}^{N-1} b_l \sin(l\omega T) / \sum_{l=0}^{N-1} b_l \cos(l\omega T) \right).$$

Во всех практических задачах частотные характеристики задаются на конечном интервале частот от 0 до π/T . Из приведенных формул можно заметить, что все они обладают свойством периодичности с периодом, равным 2π . Поэтому для упрощения анализа характеристик различных фильтров нередко прибегают к нормировке частоты $\omega' = \omega T/2\pi$. С введением такой нормировки частотные характеристики любого цифрового фильтра можно задавать на одном частотном интервале.

Рассмотрим некоторые методы расчета рекурсивных и нерекурсивных фильтров, часто применяемые для решения практических задач при обработке сигналов систем связи. В общем случае процедура синтеза любого цифрового фильтра включает определение требований к фильтру, выбор метода расчета и расчет коэффициентов, отвечающих поставленным требованиям.

Обычно в состав требований входят тип фильтра (низкочастотный, полосно-пропускающий, корректор ФЧХ и т. д.), требования к АЧХ (значения граничных частот и коэффициентов усиления, возможная неравномерность, гарантированная величина подавления), требования к ФЧХ (линейность характеристики, квазилинейность с заданием допустимых отклонений и т. п.), номинал частоты дискретизации, требования по объему выполняемых при фильтрации вычислительных операций. Как нередко бывает в инженерной практике, в ряде случаев не удастся синтезировать фильтр, одновременно отвечающий всем предъявленным к нему требованиям. Характерным примером такой ситуации является противоречие между требованиями к поведению АЧХ и (или) ФЧХ и ограничениями по быстродействию вычислительного устройства. В этом случае приходится либо смягчать требования, либо менять метод расчета коэффициентов цифрового фильтра.

Следует отметить, что существует обширный список публикаций, достаточно полно охватывающих весь круг практических и теоретических вопросов цифровой фильтрации [28, 30, 45]. Читатель, заинтересованный в более глубоком понимании предмета цифровой фильтрации сигналов, сможет найти там описание различных типов фильтров и методы их синтеза. В данном разделе будет приведена методика расчета только достаточно простых, но вместе с тем и наиболее часто встречаемых на практике цифровых фильтров — одномерных фильтров низких частот (ФНЧ), фильтров высоких частот (ФВЧ) и полосно-пропускающих (ППФ) фильтров.

При выборе способа реализации — рекурсивного или нерекурсивного — таких фильтров необходимо учитывать несколько важных качественных различий между этими способами, определяющих их основные преимущества и недостатки по сравнению друг с другом:

- при выполнении заданных требований к поведению АЧХ реализация фильтра рекурсивным способом позволяет значительно уменьшить объем выполняемых в процессе фильтрации вычислений по сравнению с нерекурсивным способом реализации;
- практически все рекурсивные фильтры имеют нелинейный характер ФЧХ и в общем случае не обладают гарантированной устойчивостью или, иначе говоря, способностью при любом ограниченном по уровню входном сигнале, действующем в течение сколь угодно большого интервала времени, обеспечивать ограниченный по уровню выходной сигнал;
- реализация фильтра нерекурсивным способом в большинстве случаев обеспечивает линейность ФЧХ (если не применен метод расчета, учитывающий специфические требования к поведению ФЧХ) и всегда гарантирует устойчивость процедуры обработки.

Рассмотрение методов расчета коэффициентов цифрового фильтра начнем со случая рекурсивной фильтрации.

Существует две группы методов, обеспечивающих расчет таких фильтров. Косвенные методы основаны на выполнении тем или иным способом дискретизации передаточной функции аналогового фильтра-прототипа. Методы прямого расчета позволяют непосредственно синтезировать рекурсивный фильтр по заданным параметрам его частотных характеристик. Неоспоримым преимуществом таких методов по сравнению с косвенными методами является удобство автоматизации процесса расчета коэффициентов, что особенно важно для случая обработки в реальном масштабе времени сигналов с изменяемыми спектральными параметрами — шириной спектра, числом и позициями спектральных составляющих и т. д.

Элементарным цифровым фильтром, легко синтезируемым методом прямого расчета и имеющим минимально необходимый объем вычислений для полосовой фильтрации, является рекурсивный фильтр второго порядка. Алгоритм работы такого

фильтра получается из (4.1.1) путем сокращения входящих в выражение членов более высокого порядка

$$y(nT) = \sum_{l=0}^2 b_l x((n-l)T) - \sum_{m=0}^2 a_m y((n-m)T).$$

Эта общая форма записи алгоритма работы фильтра второго порядка. Для описываемых ниже фильтров коэффициенты b_1 и b_2 полагаются равными 0.

Ниже показан фрагмент программы для вычисления коэффициентов a_1 , a_2 , и b_0 для ФНЧ.

```
p:= sin(Pi*Fs/Fd);
q:= 8.0 + 16.0*p*p*p*p;
p:= sqrt(q*q - 64);
p:= sqrt((q - p)/2);
q:= 4.0/p*4.0/p - 4.0;
q:= -2.0/p + sqrt(q)/2.0;
a1:= p *q;
a2:= q *q;
b0:= 1.0 + p + q.
```

Здесь p , q — вспомогательные переменные, F_s — частота среза фильтра f_{cp} , F_d — частота дискретизации f_d .

При расчете ФНЧ следует обеспечить необходимую точность вычислений его коэффициентов, зависящую от произведения $F_{cp}T$. Другими словами, практически используемый способ вычисления должен гарантировать выполнение условия $\sin(\pi f_{cp}/f_d) > 0$.

Отметим, что АЧХ этого фильтра аппроксимирует АЧХ фильтра низких частот Баттеруорта. Особенностью фильтров Баттеруорта является максимально плоский характер АЧХ. Известны другие типы фильтров, например фильтры Чебышева, которые имеют монотонный характер АЧХ в одной из полос (пропускания или заграждения) и равноволновый в другой. Особенностью фильтров Золотарева-Кауэра (эллиптических) является равноволновое поведение АЧХ как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания. Вместе с тем из всех рекурсивных фильтров одного порядка эллиптический фильтр обладает наименьшей шириной переходной полосы. Варианты реализации различных типов рекурсивных фильтров читатель может найти, например, в [46].

Расчет цифрового ФВЧ отличается от приведенного расчета ФНЧ изменением знака у коэффициентов a_1 и a_2 . Иначе говоря, зная коэффициенты ФНЧ с частотой среза f_{cp} , можно получить коэффициенты ФВЧ с частотой среза $0,5T - F_{cp}$ путем перемены знака у a_1 и a_2 .

Ниже показан фрагмент программы для вычисления коэффициентов a_1 , a_2 и b_0 для полоснопропускающего фильтра.

```
teta1:= 2 * Pi * F1 / Fd;
teta2:= 2 * Pi * F2 / Fd;
teta0:= (teta1 + teta2) / 2;
a:= 1 - cos(2 * teta0);
b:= 1 - cos(teta1 - teta0);
c:= 1 - cos(teta1 + teta0);
q:= b * c / 3;
d:= (4 * a - b - c) / 6;
```

```

x:= sqrt(d * d + q) - d;
r1:= 1 + xx1 - sqrt(x * x + 2 * x);
b:= 1 - cos(teta2 - teta0);
c:= 1 - cos(teta2 + teta0);
q:= b * c / 3;
d:= (4 * a - b - c) / 6;
x:= sqrt(d * d + q) - d;
r2:= 1 + x - sqrt(x * x + 2 * x);
r1:= (r1 + r2) / 2;
x:= (1 - r1) \ (1 - r1) / 2 / r1;
costeta:= (cos(teta1) + cos(teta2)) / 2 / (1 + x);
a1:= 2 * r1 * costeta;
a2:= -r1 * r1;
b0:= sqrt((1 - r1) * (1 - r1) * (1 + r1 * r1 - 2 * r1 * cos(2 * teta0))).

```

Здесь a, b, c, d, x, r1, r2, teta0, teta1, teta2, costeta — вспомогательные переменные, F1 и F2 — соответственно нижняя и верхняя граничные частоты полосы пропускания фильтра.

Недостатком фильтров второго порядка при несомненной легкости их расчета и удобстве вычислительной реализации является низкая глубина подавления внеполосных сигналов. Для улучшения избирательности фильтра необходимо повышать его порядок. Ниже приводятся фрагменты текстов программ для расчета цифровых рекурсивных фильтров Баттеруорта произвольного порядка.

Программа расчета коэффициентов рекурсивного ФНЧ.

```

ang:= Pi * up_freq / Fd;
fact:= tan(ang);
f:= 1.0;
sector:= Pi / 12.0;
wedge:= sector / 2.0;
for i:= 1 to N do
  begin
    ang:= (i - 1) * sector + wedge;
    am:= fact * sin(ang);
    bm:= fact * cos(ang);
    ams:= am * am;
    den:= (1.0 + bm) * (1.0 + bm) + ams;
    A1I[i]:= -2.0 * ((1.0 - bm * bm) - ams) / den;
    A2I[i]:= ((1.0 - bm) * (1.0 - bm) + ams) / den;
    f:= f * (1.0 + A1I[i] + A2I[i]) / 4.0;
  end;
BZeroI[0]:= Power(f, 1.0 / 6.0);
BZeroI[1]:= 2 * BZeroI[0];
BZeroI[2]:= BZeroI[0];

```

Программа расчета коэффициентов рекурсивного ФВЧ.

```

ang:= Pi * (Fd/2 - up_freq) / Fd;

```

```

fact:= tan(ang);
f:= 1.0;
sector:= Pi / 12.0;
wedge:= sector / 2.0;
for i:= 1 to N do
begin
ang:= (I - 1) * sector + wedge;
am:= fact * sin(ang);
bm:= fact * cos(ang);
ams:= am * am;
den:= (1.0 + bm) * (1.0 + bm) + ams;
A1I[i]:= 2.0 * ((1.0 - bm * bm) - ams) / den;
A2I[i]:= ((1.0 - bm) * (1.0 - bm) + ams) / den;
f:= f * (1.0 - A1I[i] + A2I[i]) / 4.0;
end;
BZeroI[0]:= Power(f, 1.0 / 6.0);
BZeroI[1]:= -2 * BZeroI[0];
BZeroI[2]:= BZeroI[0];

```

Программа расчета коэффициентов рекурсивного ППФ.

```

fact:= 2 * Pi * (Up_freq-Down_Freq) / Fd;
ang:= 2 * Pi * (down_freq + (Up_freq-Down_Freq) / 2) / Fd;
cc:= cos(ang) * cos(fact);
ss:= sin(ang) * sin(fact);
sector:= Pi / 3;
wedge := sector / 2;
fact:= arctan2(sqrt(1.0 - cc * cc),cc);
ang:= 2 * fact;
sl:=sin(fact);
cl:=cos(fact);
s2:=sin(ang);
c2:= cos(ang);
BZeroI[0]:= 0;
for i:= 1 to N do
begin
ang:= (i — 1) * sector + wedge;
am:= ss * cos(ang) + cc;
bm:= ss * sin(ang);
ams:= 1 - am * am — bm * bm;
den:= 0.5 * (-ams + sqrt(ams * ams + 4 * bm * bm));
f:= sqrt(den + 1) + sqrt(den);
try
A1I[i]:= -2.0 * sqrt(1.0 - bm * bm / den) / f;
if am < 0 then A1I[i]:= -A1I[i];
except
A1I[i]:= 0;
end;
A2I[i] = 1.0 / f / f;
ar:= 1. + A1I[i] * c1 + A2I[i] * c2;

```

```

ai:= -A1I[i] * s1 - A2I[i] * s2;
abz:= 1.0 / (ar * ar + ai * at);
abz:= 10 * log10(abz + 1.e-30);
BZeroI[0]:= BZeroI[0] + abz;
end;
BZeroI[0]:= Power(10.0, - BZeroI[0] / 120);
BZeroI[1]:= 0;
BZeroI[2]:= 0;

```

В приведенных текстах программ основные переменные имеют следующие значения. Up_freq — частота среза в случае расчета ФНЧ и ФВЧ, Down_freq и Up_freq — соответственно нижняя и верхняя граничные частоты полосы пропускания при расчете ППФ, A1I[i] и A2I[i] — соответствующие i-звену фильтра коэффициенты при рекурсивных членах, BZeroI[0], BZeroI[1], BZeroI[2] -коэффициенты фильтра при нерекурсивных членах.

Рассмотрим расчет коэффициентов нерекурсивных цифровых фильтров. Для синтеза таких фильтров разработано большое число различных методов, отличающихся в основном принятым критерием близости требуемых и рассчитываемых характеристик фильтра. В общем случае методы, обеспечивающие высокие селективные характеристики фильтра, обладают достаточно большой вычислительной сложностью. Поэтому ниже будут приведены формулы расчета фильтров, хотя и не обеспечивающих потенциально достижимые характеристики фильтра при заданном порядке, но требующих минимальных вычислительных затрат, что, в свою очередь, позволяет легко автоматизировать процесс разработки таких фильтров.

Отсчеты на выходе нерекурсивного фильтра описываются следующим выражением

$$y(nT) = \sum_{l=0}^{N-1} b_l x((n-l)T).$$

Один из вариантов решения задачи по нахождению коэффициентов b_l , основанный на квадратичной оценке близости заданных и рассчитываемых характеристик, приводит к следующему результату

$$b_l = \frac{1}{\pi f_d} \int_0^{\pi f_d} a(\omega) \cos(\varphi(\omega) + l\omega/f_d) d\omega, \quad (4.1.2)$$

где $A(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ — требуемые АЧХ и ФЧХ фильтра.

Для основных избирательных фильтров требуемая АЧХ, как правило, равна 1 в полосе пропускания и 0 в полосе задерживания, а требуемая ФЧХ должна быть линейной. В этом случае закон изменения ФЧХ можно представить в следующем виде

$$\varphi(\omega) = -\frac{N\omega}{2f_d}.$$

Конкретизируем выражение (4.1.2) для трех базовых типов фильтров с учетом вышесказанных замечаний о характере АЧХ и ФЧХ

$$b_l = \sin((1 - N/2)2\pi f_{cp}/f_d)/(1 - N/2)\pi \quad (4.1.3)$$

$$b_l = (\sin((1 - N/2)\pi) - \sin((1 - N/2)2\pi f_{cp}/f_d))/(1 - N/2)\pi \quad (4.1.4)$$

$$b_l = (\sin((1 - N/2)2\pi f_2/f_d) - \sin((1 - N/2)2\pi f_1/f_d))/(1 - N/2)\pi \quad (4.1.5)$$

Выражения (4.1.3), (4.1.4) и (4.1.5) представляют собой формулы для расчета коэффициентов нерекурсивных ФНЧ, ФВЧ и ППФ соответственно. При этом коэффициенты $b_{N/2}$ для всех перечисленных видов фильтров следует вычислять непосредственно по выражению (4.1.2).

Подводя итог всему вышесказанному о цифровых фильтрах с постоянными параметрами, можно сделать следующие выводы.

Существующие методы синтеза цифровых фильтров позволяют удовлетворить с заданной точностью практически любым требованиям на вид АЧХ и ФЧХ создаваемого фильтра.

Все многообразие практических задач, решаемых с помощью цифровых фильтров с постоянными параметрами, по существу можно свести к двум классам — частотной селекции и уменьшению влияния на сигнал стационарных шумов.

В общем случае нельзя совершенно точно сказать, какой тип фильтра предпочтительнее других при решении различных задач фильтрации. Правильный выбор фильтра возможен только при детальном анализе решаемой задачи в контексте реализационных характеристик самого процесса фильтрации (выбранного алгоритма программного исполнения, гарантированной точности вычислений, существующих ограничений на объем выполняемых операций в единицу времени и ресурсы выделяемой памяти и т. д.).

4.2. Адаптивная коррекция сигналов

В предыдущем разделе были описаны цифровые фильтры, использующие один и тот же алгоритм обработки сигнала на всем протяжении процесса фильтрации. В общем случае эффективность применения таких фильтров зависит от двух условий: от степени совпадения ожидаемых при расчете фильтра искажений сигнала с реальными и от постоянства во времени этих искажений.

Вместе с тем, во многих реальных каналах связи существуют нестационарные условия прохождения сигнала. Такая нестационарность обуславливается как физической природой каналов, так и особенностями передаваемых в них сигналов. Для восстановления искаженных сигналов, получаемых на выходах каналов с меняющимися во времени характеристиками, часто применяют специальные фильтры, получившие название адаптивных.

Применительно к обработке связных сигналов можно дать следующее определение: адаптивный фильтр — это фильтр, частотная характеристика которого непрерывно изменяется во времени с целью пропуска только полезных составляющих сигнала и максимального ослабления воздействующих на него помех.

Алгоритм работы адаптивного фильтра в самом общем виде состоит в следующем. Входной сигнал $x(t)$ обрабатывается в таком фильтре с целью получения выходного сигнала $y(t)$, который затем сравнивается со специальным эталонным сигналом $d(t)$. Результат сравнения $e(t)$, называемый ошибкой и вычисляемый как разность $e(t) = d(t) - y(t)$, используется для корректировки коэффициентов фильтра с целью минимизации $e(t)$. Другими словами, адаптивный фильтр действует по принципу постоянной подстройки своих коэффициентов с целью максимального приближения выходного сигнала к образцовому.

Обобщенная структура адаптивного фильтра, реализующего описанный алгоритм работы, показана на рис. 4.2.1.

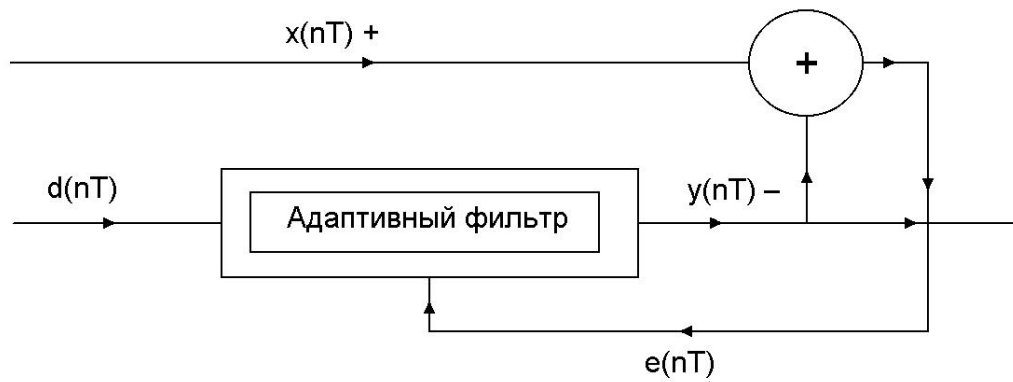


Рис. 4.2.1

Входной сигнал такого фильтра в общем случае может быть представлен как $x(t) = s(t) + n(t)$, где $s(t)$ — исходный полезный сигнал, передаваемый в канал связи, $n(t)$ — мешающий сигнал. Эталонный сигнал должен быть коррелирован либо с полезным сигналом, либо с мешающим. Наличие «похожести» эталона и одной из двух составляющих — полезной или мешающей — входного сигнала и позволяет проводить адаптивную коррекцию.

Примем для определенности, что образец $d(t)$ коррелирован с $n(t)$ и не коррелирован с $s(t)$. Целью работы фильтра является уменьшение влияния $n(t)$ на $s(t)$, и на его выходе будет формироваться оценка мешающего сигнала, которая далее вычитается из $x(t)$. Допустим, что все сигналы, обрабатываемые в фильтре, имеют нулевые средние значения.

Квадрат ошибки, получаемой в процессе адаптивной коррекции, можно записать в следующем виде

$$\begin{aligned} e^2(t) &= (x(t) - y(t))^2 = (s(t) + n(t) - y(t))^2 = \\ &= s^2(t) + (n(t) - y(t))^2 + 2s(t)(n(t) - y(t)). \end{aligned}$$

С учетом вышесказанного $m(s(t)(n(t) - y(t))) = 0$ и, следовательно,

$$m(e^2(t)) = m(s^2(t)) + m((n(t) - y(t))^2).$$

Так как $m(s^2(t))$ представляет собой среднюю мощность передаваемого сигнала, которая непосредственно на приемной стороне не корректируется, то

$$\min m(e^2(t)) = m(s^2(t)) + \min m((n(t) - y(t))^2) \quad (4.2.1)$$

то есть минимизация квадрата ошибки позволяет компенсировать влияние помехи на полезный сигнал.

Можно сказать, что чем меньше значение $e(t)$, тем выше качество адаптивной коррекции. В общем случае качество коррекции зависит от алгоритма адаптации, схемной реализации фильтра и его порядка (числа подстраиваемых коэффициентов). Обычно эти факторы определяются заранее на этапе проектирования фильтра и не меняются во время его работы. Таким образом, критерий настройки адаптивного фильтра может быть определен как

$$m(e^2(t)) \rightarrow \min,$$

то есть фильтр считается настроенным, если его коэффициенты подобраны таким образом, что значение $m(e^2(t))$ минимально.

Минимизируемой величиной, называемой иногда функцией стоимости, может быть не только значение ошибки, но и значение ее модуля, квадрата, четвертой степени и т. д. Основной трудностью процесса адаптации является нахождение коэффициентов,

минимизирующих функцию стоимости. Как правило, решение этой задачи основывается на методе наименьших квадратов, обеспечивающем относительную легкость вычислительной реализации. Так, выражение (4.2.1) представляет собой критерий адаптации по минимуму среднего квадрата ошибки.

Существуют два технологических подхода к адаптивной коррекции искажений, которые претерпевает сигнал в процессе прохождения по каналу связи. При первом подходе, применяемом, как правило, при постоянной передаче информации от одного корреспондента ко многим или при связи между ограниченным числом корреспондентов, в сигнал, формируемый на передающей стороне, периодически включается специальная тестовая последовательность, что дает возможность во время ее передачи подстроить значения коэффициентов адаптивного фильтра. После окончания тестового сигнала коэффициенты фиксируются и посылается информационный сигнал. При втором подходе, применяемом, в основном, в многопользовательских сетях связи, настройка фильтра выполняется непосредственно по принимаемому информационному сигналу.

Кроме способа получения опорного сигнала, адаптивные фильтры различаются по способу оценивания параметров входного $s(t)$ и опорного $y(t)$ сигналов на фильтры Винера и фильтры Калмана. Кроме того, как уже говорилось, они отличаются методами получения сигнала ошибки $e(t)$, алгоритмами адаптации коэффициентов, способами схемной реализации и пр. Большое количество существующих теоретических методов адаптации и практических вариантов их воплощения приводит к широкому разнообразию возможных структур адаптивных фильтров. Далее в книге будут рассмотрены только базовые алгоритмы работы нерекурсивных, рекурсивных фильтров и фильтров в частотной области. Читатель, заинтересованный в более глубоком понимании теоретических основ адаптивной фильтрации, может обратиться к [47, 48, 49]. Фильтром, обладающим, по-видимому, самым простым с вычислительной точки зрения алгоритмом адаптивной коррекции, является нерекурсивный фильтр. Напомним, что каждый выходной отсчет такого фильтра является линейной комбинацией входных отсчетов. Математически это можно описать в следующем виде

$$y(nT) = \sum_{l=1}^N b_l x((n-l)T). \quad (4.2.2)$$

Здесь $x(nT)$, $y(nT)$ — отсчеты соответственно входного и выходного сигналов фильтра, $b_l(nT)$ — коэффициенты фильтра, подлежащие подстройке, N — порядок фильтра.

Классический метод адаптации такого фильтра называется стохастическим градиентным методом наименьших квадратов. По этому методу подстройка коэффициентов фильтра осуществляется следующим образом

$$b_l((n+1)T) = b_l(nT) + \mu e(nT)x((n-l)T), \quad (4.2.3)$$

где $e(nT) = d(nT) - y(nT)$, $d(nT)$ — опорный сигнал, μ — коэффициент обратной связи.

Выбор значения μ определяется скоростью сходимости выходного сигнала фильтра к искомому сигналу и стойкостью процесса адаптации к воздействию помех. Эти факторы противоречивы. С одной стороны, чем выше μ , тем выше скорость сходимости, с другой — достаточно малое значение μ гарантирует устойчивость процесса обработки. Отметим, что на характеристики входного сигнала, обрабатываемого таким фильтром, в общем случае не накладывается существенных ограничений. Известно [47], что выражение (4.2.3) гарантирует сходимость процесса адаптации при любых начальных значениях коэффициентов b_l только при условии

$$0 < \mu < 2/\lambda_{\max},$$

где $\lambda_{\max}$ — наибольшее из характеристических чисел автокорреляционной матрицы R входной сигнальной последовательности.

На практике точные значения R обычно неизвестны, в этом случае величину μ выбирают, руководствуясь более простым правилом

$$0 < \mu < 2/\hat{M}(\text{tr}(R)),$$

где $\hat{M}(\text{tr}(R))$ — оценка следа (суммы элементов, расположенных на главной диагонали) автокорреляционной матрицы.

Для одной последовательности из N отсчетов обрабатываемого в фильтре сигнала значение $M(\text{tr}(R))$ можно вычислить как

$$\hat{M}(\text{tr}(R)) = \hat{D}(x(nT)),$$

где $\hat{D}(x(nT))$ — оценка дисперсии одного блока входных данных.

Наконец, в случае, когда даже приближенная оценка $M(\text{tr}(R))$ не может быть получена, например, при «значительной» нестационарности входных данных, значение μ , обычно лежащее в диапазоне от 0 до 0,5, определяется эмпирически с учетом обеспечения, прежде всего, устойчивости процесса адаптации.

Анализ выражения (4.2.2) показывает, что рассматриваемый адаптивный фильтр фактически является линейным предсказывающим устройством. Действительно, выходной сигнал фильтра является линейной комбинацией предыдущих отсчетов входного сигнала. Коэффициенты фильтра корректируются каждый раз с приходом нового отсчета сигнала пропорционально ошибке предсказания $e(nT) = d(nT) - y(nT)$.

Минимальный порядок такого фильтра может быть определен из условия

$$N_{\min} = 2\Delta f/\Delta f_p,$$

где Δf — полоса частот, занимаемая входным сигналом, Δf_p — необходимое частотное разрешение.

Средняя продолжительность установления процесса адаптации оценивается как

$$T_{\text{уст}} = N/4\mu\hat{M}(\text{tr}(R)).$$

Часто для решения практических задач значение $N_{\min}$ должно составлять до нескольких десятков и сотен единиц, что приводит как к снижению скорости сходимости нерекурсивного адаптивного фильтра, так и к значительному росту объема выполняемых им в процессе обработки вычислений. Использование рекурсивных адаптивных фильтров в ряде случаев, особенно при обработке сигналов, имеющих резонансные частоты, например синусоидальных колебаний, помогает преодолеть эти трудности.

Выходной сигнал рекурсивного адаптивного фильтра описывается следующим выражением

$$y(nT) = \sum_{l=1}^{N-1} b_l(nT)x((n-l)T) - \sum_{m=1}^M a_m(nT)y((n-m)T), \quad (4.2.3)$$

где $x(nT)$, $y(nT)$ — отсчеты входного и выходного сигналов, $a_m(nT)$ и $b_l(nT)$ — коэффициенты усиления и обратной связи соответственно, подлежащие адаптивной корректровке.

Самый общий метод адаптации этого фильтра, основанный на минимизации среднеквадратической ошибки и итеративной организации вычислений коэффициентов, можно представить в следующем виде

$$y(nT) = \vec{A}^T(nT)\vec{X}(nT),$$

где $\vec{A}^T(nT) = \{a_x, \dots, a_m, b_0, \dots, b_{N-1}\}$,

$\vec{X}(nT) = \{y((n-1)T), \dots, y((n-M)T), \dots, x(nT), \dots, x((n-N)T)\}$.

При этом коэффициенты $\vec{A}^T(nT)$ вычисляются по следующему правилу

$$\bar{A}^T(nT) = \bar{X}((n-1)T) + (d((n-1)T) - y((n-1)T))E_{\mu} \bar{V}^T(nT),$$

где $\bar{V}(nT) = \bar{X}(nT) + \sum_{m=1}^M a_m(nT) \bar{V}((n-1)T)$ - оценка градиента, E_{μ} - диагональная матрица с

ненулевыми элементами μ_i , представляющими собой некоторую заранее подобранную последовательность чисел, гарантирующих как скорость сходимости, так и устойчивость фильтра, $\mu_i \in]0...1]$, $i = 0... N + M - 1$.

Известно [47], что этот алгоритм при достаточно малых значениях μ_i и контроле устойчивости процесса обработки будет надежно сходиться к минимуму своей функции стоимости. Однако при некоторых начальных значениях параметров фильтра в силу итеративного градиентного способа подстройки коэффициентов их значения могут сходиться не к глобальному, а к локальному минимуму. Следовательно, нахождение оптимальных значений вектора $\bar{A}^T(nT)$ не обязательно будет успешным.

Расчет значений градиента можно упростить, если не учитывать предыдущие результаты их вычислений, т. е.

$$\bar{V}(nT) = \bar{X}(nT).$$

При таком способе оценки градиента сложность процедуры адаптации на каждом шаге уменьшается на $M(M + N + 1)$ операцию умножения. Вместе с тем это упрощение приводит к частой сходимости к ложным минимумам.

Существует еще более простой способ настройки коэффициентов адаптивного рекурсивного фильтра, являющийся непосредственным применением идеи, рассмотренной выше для нерекурсивной фильтрации

$$a_m((n+1)T) = a_m(nT) + \mu e(nT)y((n-m)T), \quad m = 1, \dots, M,$$

$$b_l((n+1)T) = b_l(nT) + \rho e(nT)x((n-l)T), \quad l = 0, \dots, N-1,$$

$$e(nT) = d(nT) - y(nT).$$

Анализ сходимости адаптивных рекурсивных фильтров, в общем случае, является достаточно сложным вычислительным процессом, основанным на применении ряда упрощений и идеализации. Практически невозможно управлять в процессе адаптации фазовой характеристикой рекурсивных фильтров. Основной проблемой их применения является отсутствие гарантии устойчивости процесса обработки при «неожиданных» возмущениях входного сигнала. Вместе с тем, как уже говорилось, несомненным преимуществом рекурсивной фильтрации по сравнению с другими способами адаптивной обработки сигналов является в ряде случаев минимально возможный объем вычислительных операций.

Последним рассматриваемым нами методом адаптивной фильтрации является фильтрация в частотной области. В принципе, как уже отмечалось в предыдущем разделе, процедуры фильтрации временных рядов могут быть заменены аналогичными по результату процедурами обработки спектральной функции сигнала. Например, адаптивный фильтр, работающий в частотной области, можно получить, выполнив преобразование Фурье исходного сигнала, умножив результат на адаптивно подстраиваемые комплексные спектральные коэффициенты и осуществив обратное преобразование во временную область. На первый взгляд, такие операции требуют значительного вычислительного ресурса. Но применение рассмотренных в разделе 3.1 процедур БПФ и аналогичных им обеспечивают при сравнительно коротких выборках входного сигнала (например 128 выборок) преимущество по числу вычислений адаптивной фильтрации в частотной области по сравнению с нерекурсивной фильтрацией во временной. Кроме того, при наличии сильных резонансных мод спектральной функции такие фильтры обладают, как правило, лучшей сходимостью адаптивного процесса.

Использование частотной области приводит к блочной обработке входного сигнала. В этом случае каждый блок входных данных обрабатывается одновременно с фиксированными на этапе обработки коэффициентами и в результате получается блок выходных данных. С одной стороны, это не позволяет управлять коэффициентами фильтра со скоростью частоты дискретизации, с другой, дает возможность их более точной подстройки, так как градиент легче оценить с помощью более полного набора данных.

Работа простейшего адаптивного фильтра в частотной области может строиться на следующих принципах. Входной $x(nT)$ и опорный $d(nT)$ сигналы на каждом k -м шаге обработки группируются в блоки по N отсчетов. Далее с помощью N -мерных БПФ вычисляются соответствующие спектральные функции $X(k)$ и $D(k)$. Значения спектральной функции искомого результата преобразования $Y(k) = X(k)H(k)$ вычитаются из $D(k)$ для получения сигнала ошибки $E(k)$, используемого затем для корректировки спектральных коэффициентов фильтра $H(k)$. Выходной блок фильтра длиной N отсчетов формируется путем применения операции обратного БПФ (ОБПФ) к $Y(k)$.

Математически при корректировке коэффициентов по методу наименьших квадратов этот алгоритм описывается следующим образом

$$X_n(k) = F(x_n(k)), \quad n = 0, \dots, N,$$

$$D_n(k) = F(d_n(k)),$$

$$Y(k) = X(k)H(k),$$

$$E_n(k) = D_n(k) - Y_n(k),$$

$$H_n(k+1) = H_n(k) + \mu X_n(k)E_n(k),$$

$$y_n(k) = F^{-1}(Y_n(k)),$$

где $F()$ и $F^{-1}()$ — прямое и обратное быстрые преобразования Фурье.

Отметим удобство определения коэффициента $\mu < 2/\lambda_{\max}$, который тоже может подстраиваться на каждом этапе обработки. Так как $\lambda_{\max}$ — максимальное характеристическое число автокорреляционной матрицы входного сигнала, то на этапе обработки одного сигнального блока оценкой $\lambda_{\max}$ служит самое большое значение энергетического спектра, полученное в результате спектрального анализа выборок сигнала, находящихся в этом блоке.

К сожалению, такой относительно простой в вычислительном плане форме реализации фильтра присущ один недостаток: при блочном процессе обработки возможна резкая смена параметров адаптивной фильтрации при переходе от блока к блоку. Это, в свою очередь, может приводить к эпизодическим искажениям выходного сигнала. Обычным способом предотвращения такой возможности является блочная обработка сигналов с перекрытием обрабатываемых блоков либо в частотной области, либо по времени. Хотя можно использовать фильтр с любым значением перекрытия, как правило, выбирается 50% перекрытие. В случае реализации перекрытия в частотной области выполняются $2N$ -мерные БПФ и ОБПФ, при этом объем обрабатываемого блока удваивается за счет добавления N нулевых отсчетов. При перекрытии по времени вторая половина ($N/2$) отсчетов обработанного блока используется повторно в качестве первой половины отсчетов нового блока.

Рассмотрим примеры использования адаптивных фильтров при решении практических задач.

Известным случаем применения адаптивного фильтра является ситуация, когда входной сигнал содержит периодическую и широкополосную составляющие, а внешнего источника опорного сигнала нет. Такой случай может возникать при приеме речевого сигнала на фоне одной или нескольких сосредоточенных по спектру акустических помех,

например наводок от сети электропитания или других электроприборов. Противоположным случаем будет прием полезного гармонического сигнала, искаженного широкополосным аддитивным шумом. Независимо от того, какую составляющую — периодическую или широкополосную — входного сигнала считать полезной, опорный сигнал в обоих случаях можно получить непосредственно из входного. Опорный сигнал будет являться задержанной во времени копией входного сигнала. Значение временной задержки выбирается так, чтобы обеспечить некоррелированность широкополосной составляющей сигнала опорном входе с сигналом на основном входе. Узкополосные составляющие благодаря своей периодичности в основном и опорном каналах останутся коррелированными. На рис. 4.2.2 показан адаптивный фильтр, формирующий опорный сигнал путем задержки на время T основного.

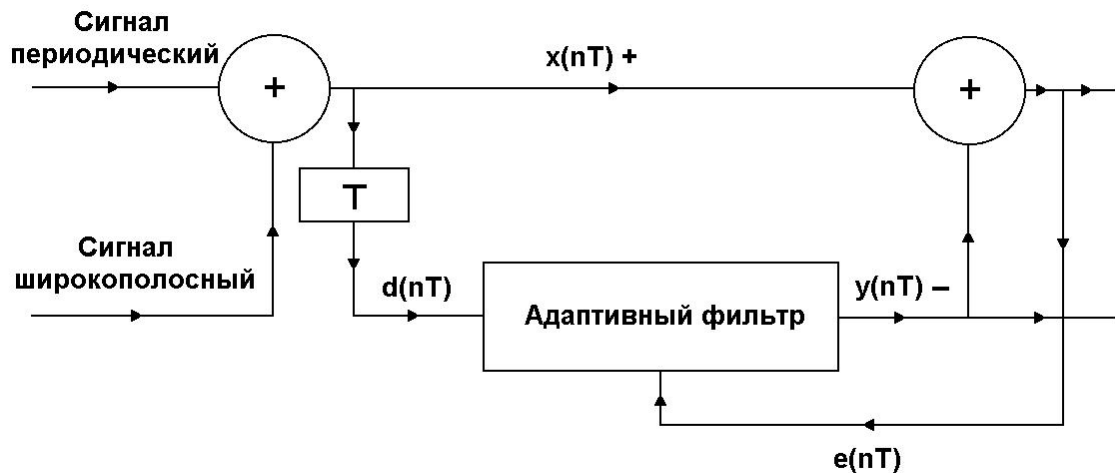


Рис. 4.2.2

Если полезным сигналом является широкополосная составляющая, то скорректированный сигнал снимается с выхода $e(nT)$ фильтра, если узкополосная — то сигнал берется с выхода $y(nT)$. Практически такой фильтр может быть реализован по любой из схем, описанных выше.

Характерным примером использования фильтра с обработкой в частотной области является случай адаптивной компенсации межсимвольной интерференции — искажениями импульсов в канале связи, вызванных их перекрытием с другими передаваемыми импульсами. Такие искажения присущи, например, декаметровым каналам связи. Эти каналы обладают нестационарными амплитудно- и фазочастотными характеристиками. При высокоскоростной передаче сообщений по таким каналам в состав сообщений периодически включаются специальные тестовые последовательности. Адаптивный фильтр в период передачи теста настраивается таким образом, чтобы на его выходе формировался сигнал, который по определенному параметру, например своей форме или значению детектируемого символа, был как можно ближе к тестовой последовательности. Целесообразность применения адаптивных фильтров с фильтрацией в частотной области в этом случае объясняется комплексной обработкой сигнала, реализуемой при вычислении спектральной функции. Действительно, наличие комплексных отсчетов этой функции позволяет проводить частотную селекцию сигнала с одновременной компенсацией искажений, вносимых в него нестационарными значениями как АЧХ, так и ФЧХ канала связи.

В данной главе были рассмотрены только некоторые теоретические и практические вопросы адаптивной фильтрации, дающие введение в эту область цифровой обработки сигналов. В настоящее время адаптивная фильтрация является одним из наиболее быстро развивающихся направлений научных исследований, что обусловлено ее несомненным прикладным значением для помехоустойчивой обработки сигналов. Особенно это

касается обработки современных высокоскоростных сигналов, используемых в узкополосных или нестационарных каналах связи.

4.3. Особенности помехоустойчивой обработки речевых сигналов

Существующая в настоящее время техника звукозаписи, и прежде всего цифровая, использующая преобразование аналоговых по своей физической природе акустических сигналов в цифровую форму, позволяет создавать записи, практически неотличимые от первоизданного звучания. Однако полученная запись человеческой речи в ряде случаев все равно может оказаться искаженной. В основном это обуславливается следующими причинами [50]:

- наличием в месте проведения записи посторонних источников акустического сигнала (шумы помещения, например, от работающей бытовой техники, уличные шумы, шум лентопротяжного механизма магнитофона и т. д.);
- различными помехами в линиях связи, используемых для передачи речевого сигнала (атмосферные помехи на радиоканалах или эхо-сигналы на проводных каналах связи);
- неисправностью или плохим качеством работы передающей, приемной и (или) регистрирующей аппаратуры;
- неграмотным выбором или неправильным использованием связной и звукозаписывающей техники.

Воздействие на речевой сигнал одной или, как это чаще бывает, нескольких из перечисленных причин в ряде случаев может приводить к тому, что слушатель будет терять смысл отдельных слов, фраз и даже целых фрагментов зарегистрированного речевого сообщения.

Следует отметить, что все существующие в настоящее время методы очистки речи от шумов в той или иной степени основаны либо на учете особенностей образования и восприятия речевого сигнала, либо на учете модели удаляемых помех, либо на учете того или другого вместе.

Для описания речевого сигнала, как правило, используется следующая модель. Речь образуется путем возбуждения акустического резонатора (речевого тракта) потоками воздуха. На коротком интервале времени речь характеризуется набором резонансных частот, называемых формантами. Для глухих звуков на таком интервале времени речевой сигнал имеет шумоподобную структуру для звонких — гармоническую. Период гармонического сигнала в этом случае называется периодом основного тона речи. Такая модель, хотя и достаточно упрощенно описывающая реальные процедуры речеобразования, с успехом применяется в различных системах шумоочистки речи.

Важную роль играют особенности восприятия речи человеком. Так, известно, что согласные звуки хотя и маломощны, но весьма существенны для понимания смысла речи. Неравный вклад в обеспечение разборчивости речи вносят и различные форманты. Первая форманта, обычно лежащая в диапазоне от 250 до 800 Гц, менее существенна для восприятия, чем вторая и последующие. Хорошее воспроизведение кратковременного амплитудного спектра речевого сигнала является важным фактором для разборчивости, тогда как фазовый спектр имеет меньшее значение. Важная особенность слухового восприятия — маскировка речи. Так, например, после громких звуков некоторое время не воспринимаются тихие, рядом с сильными спектральными составляющими на слух не различимы более слабые и т. д.

Более сложен вопрос описания модели шумов. При учете всех возможных типов реальных шумов математический аппарат описания процедур коррекции оказывается достаточно громоздким. По этой причине большинство методов шумоочистки основаны на предположении, что шумы носят только аддитивный характер и они никак не связаны с

исходным речевым сигналом. Другими словами, подлежащий коррекции сигнал представляется в виде суммы двух независимых компонентов: речевого сигнала и шумовой составляющей.

Рассмотрим методы шумоочистки речи, часто применяемые на практике.

Простые методы

Простейшим способом повышения разборчивости речи является ее полосовая фильтрация. Фильтр верхних частот с частотой среза около 200...300 Гц удаляет из сигнала часто встречающиеся в практике звукозаписи низкочастотные шумы. Уменьшение мощности первой форманты при этом, как уже говорилось, не приводит к серьезному ухудшению разборчивости речи. Фильтр нижних частот с частотой среза порядка 3,5...4 кГц удаляет высокочастотные шумовые составляющие. Данный метод эффективен для ослабления шумов, лежащих вне диапазона частот, существенного для восприятия речи. В том случае, когда помеха занимает сравнительно узкий участок или участки спектра полезного речевого сигнала, применяют многополосную фильтрацию (эквалайзинг).

В случае воздействия на речь достаточно широкополосного шума разборчивость речи можно улучшить, дополняя полосовую фильтрацию сигнала операцией нормализации (клиппирования). В основу этого метода положен тот факт, что нормализация увеличивает относительную амплитуду важных для разборчивости, но слабых по мощности согласных звуков, тем самым уменьшая их маскирование более громкими гласными звуками или шумом.

Методы, основанные на вычитании спектров

Сущность данных методов состоит в следующем. При наличии описанной выше модели шума обрабатываемый сигнал можно представить в виде следующего простого выражения

$$y(t) = s(t) + n(t),$$

где $s(t)$ — исходный речевой сигнал, $n(t)$ — шум.

В этом случае спектр зашумленного речевого сигнала также является суммой спектров сигнала и шума. Получить спектр исходного сигнала можно путем вычитания спектра шума из спектра наблюдаемого сигнала. Для реального случая, когда спектр вычисляется на конечном интервале времени, коррекция производится с использованием следующего выражения

$$|S(f)| = |Y(f) - m|N(f)|,$$

где $S(f)$, $Y(f)$, $N(f)$ — оценки соответственно спектров исходного сигнала, смеси сигнала с шумом и шума, $m(\dots)$ обозначает некоторую операцию усреднения.

В данном случае $Y(f)$ вычисляется непосредственно по реализации обрабатываемого сигнала, а $m(|N(f)|)$ определяется из допущения о свойствах помехи, если эти свойства известны, или путем измерения параметров шума в паузах речевого сигнала. Исходный речевой сигнал, очищенный от шума, получается путем обратного преобразования отсчетов спектра $S(f)$ в отсчеты сигнала $s(t)$.

Существуют различные модификации данного метода. Как правило, в них спектр $S(f)$ вычисляется исходя из выражения

$$|S(f)|^\alpha = |Y(f)|^\alpha - \beta m|N(f)|^\alpha,$$

в которое добавлены параметры α и β .

Введением этих параметров обеспечивается дополнительная гибкость при реализации процедуры коррекции. Например, в случае, когда шум $n(t)$ является

достаточно широкополосным, $S(f)$ можно оценить по методу максимального правдоподобия с использованием выражения

$$|S(f)| = 0,5|Y(f)| + 0,5(|Y(f)|^2 - m(|N(f)|^2))^{1/2},$$

На рис. 4.3.1 и рис. 4.3.2 приведены изображения сонограммы (трехмерное представление сигнала в координатах время-частота-мощность) речевого сигнала до и после применения метода спектрального вычитания. Более яркие цвета на сонограмме обозначают участки спектра сигнала с большей энергетикой.

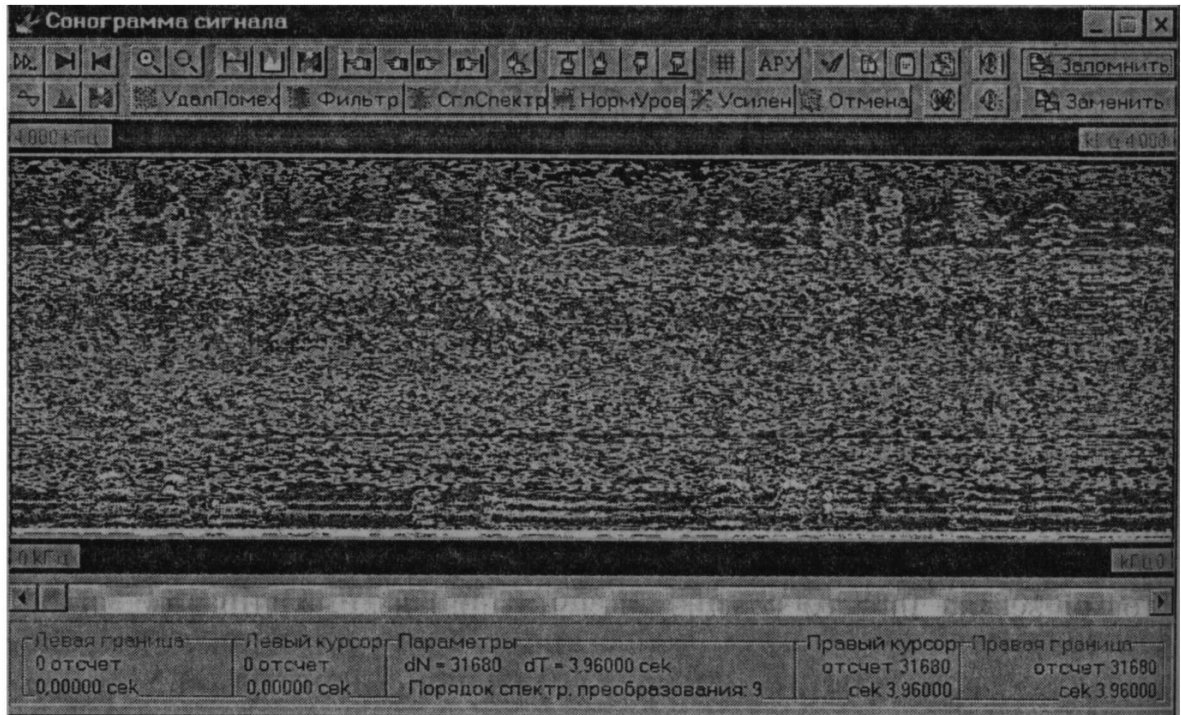


Рис. 4.3.1

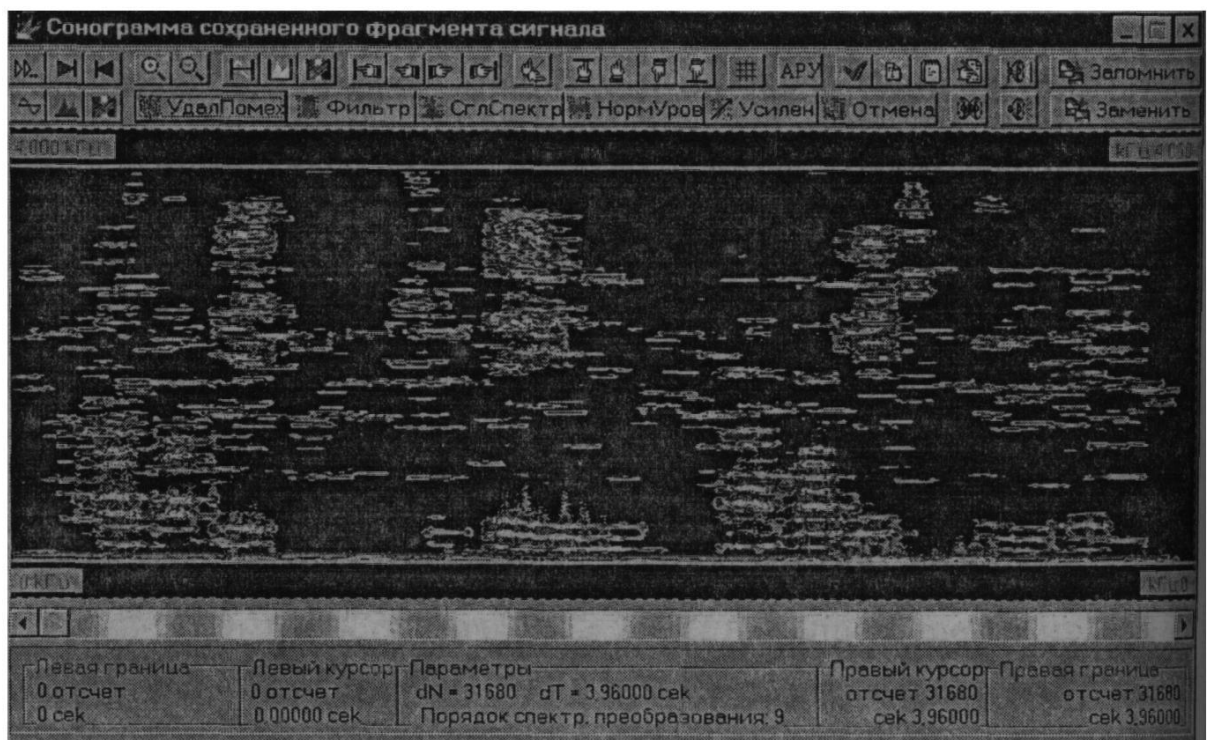


Рис. 4.3.2

Следует отметить, что методы, основанные на вычитании спектра, являются в настоящее время наиболее распространенными и широко используемыми в практике. Их можно применять для подавления практически любых помех, расположенных в полосе сигнала, за исключением, возможно, импульсных. Кроме того, применение этих методов позволяет не только повышать разборчивость зашумленной речи, но и улучшать качество ее звучания в случае, когда речь хотя и разборчива, но зашумлена.

Отдельную группу данных методов составляют методы, основанные на винеровской фильтрации сигнала. В этих методах первоначально по зашумленному речевому сигналу $y(t)$ оценивается передаточная характеристика «оптимального» фильтра. Далее этот фильтр применяется во временной или частотной области. В результате фильтрации находится оценка неискаженного речевого сигнала. Опуская достаточно громоздкие промежуточные выкладки, приведем выражение для определения оценки амплитудного спектра очищенного сигнала

$$|S(f)| = (|S(f)|^2 / (|S(f)|^2 - \beta m(|N(f)|^2)))^\alpha |Y(f)|.$$

Данное равенство является неявным выражением для определения $S(f)$, однако при $\alpha = 1/2$ и $\beta = 1$ амплитудный спектр речи определяется точно так же, как и в методе вычитания спектров, а при $\alpha = 1$ и $\beta = 1/4$ — как в методе вычитания спектров при широкополосном шуме.

Методы коррекции и сглаживания спектра речевых сигналов

В эту группу методов включены два типа операций по обработке спектра зашумленного речевого сигнала.

Операции первого типа базируются на формантной структуре речевого сигнала. Выше отмечалось, что основная энергия речи часто сосредоточена на определенных частотах, называемых формантами. Энергия шума, в общем случае, может быть распределена всему диапазону звуковых частот. Таким образом, используя соответствующий фильтр, реализованный во временной или спектральной областях и точно настроенный на формантные частоты, можно уменьшать шум, сохраняя при этом полезный сигнал. Однако, поскольку значения формант остаются постоянными только на коротких интервалах времени, то при обработке разных участков речи требуется постоянная адаптивная подстройка фильтра. Это не всегда просто реализуется на практике. Например, такая фильтрация совершенно неприемлема в случае воздействия на сигнал суммы гармонических помех. На рис. 4.3.3 показана сонограмма сигнала, обработанного операцией коррекции спектра. По сравнению с сигналом, изображенным на рис. 4.3.1, в обработанном сигнале заметно более четкое выделение формант. Это, естественно, повышает разборчивость речевого сигнала.

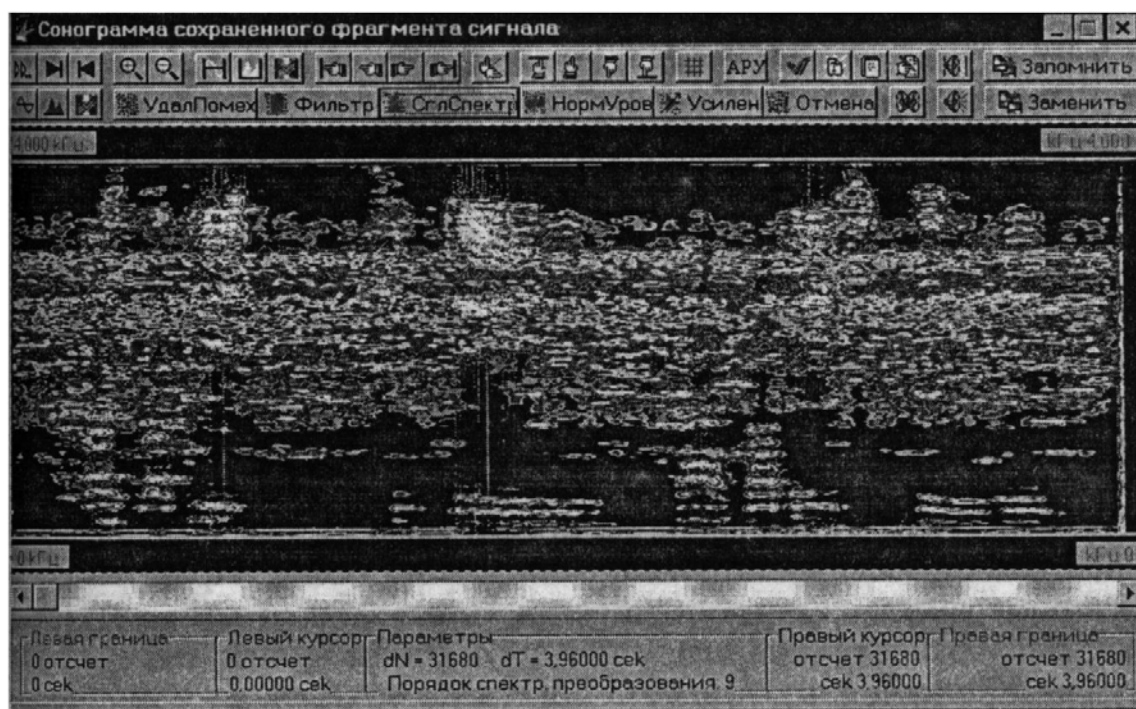


Рис. 4.3.3

Вторая группа операций — операции сглаживания спектра - предназначена для удаления в нем нехарактерных для речи резких перепадов и выравнивания динамического диапазона среднего спектра с целью компенсации амплитудно-частотных искажений сигнала в канале связи или звукозаписи.

Методы адаптивного подавления помех

Группа методов, называемых методами адаптивного подавления (фильтрации) помех, основана на совместной обработке искаженного сигнала $y(t) = s(t) + n(t)$ и опорного сигнала $d(t)$, некоррелированного с исходным речевым сигналом $s(t)$, но коррелированного с шумом $n(t)$ (либо, наоборот, коррелированного с речью, но некоррелированного с помехой). В процессе адаптивной фильтрации сигнала $d(t)$ формируется оценка коррелированной с $d(t)$ компоненты, которая вычитается из $y(t)$.

Существуют два типа систем, реализующих принцип адаптивного подавления помех. Основное их отличие заключается в принципе получения опорного сигнала. В первой из них опорный сигнал формируют из зашумленного путем тех или иных преобразований последнего. Иногда такие системы называют одноканальными. Получение опорного сигнала в них основано в одном случае на использовании периодичности вокализованной речи. В этом случае опорный сигнал представляется в виде $d(t) = y(t - T)$, где T — период основного тона, и при условии строгой периодичности $d(t) = s(t) + n(t - T)$. Существует метод, в котором опорный сигнал оценивается как $d(t) = y(t) + y(t - T)$. Широкого распространения одноканальные системы такого типа не получили. Они требуют точной информации о текущей частоте основного тона, которую совсем не просто получить из зашумленного речевого сигнала. Другой разновидностью одноканальных систем, гораздо чаще применяемых на практике, являются специальные адаптивные фильтры, принцип работы которых основан на получении опорного сигнала из помех, имеющих периодическую структуру. Такие фильтры предназначены для компенсации в речевом сигнале достаточно узкополосных помех. Практическими примерами таких помех могут быть наводки от сети

электропитания, трансформаторные шумы, сосредоточенные по спектру шумы механизмов и т. д.

Многоканальные системы адаптивной фильтрации основаны на использовании нескольких, как правило, двух, слабо коррелированных между собой источников обрабатываемой смеси речевого сигнала и помех. Такой метод адаптивной фильтрации обычно реализуется в режиме «стереозаписи» при использовании двух разнесенных в пространстве направленных микрофонов, которые по-разному ориентированы на источники полезного сигнала и помехи. Достоинством этого метода является возможность в некоторых случаях восстанавливать разборчивость даже самых зашумленных сигналов, искажаемых во время записи мощными посторонними акустическими источниками. Недостаток очевиден — режим «стереозаписи» не всегда реализуем на практике.

Методы линейного предсказания

Эти методы основаны, как правило, на предположении о линейности передаточной функции голосового тракта в модели образования речевого сигнала. В этом случае сигнал в какой-либо момент времени может быть представлен в виде линейной комбинации своих значений в предыдущие моменты. Такие методы называют методами линейного предсказания. При их использовании основной задачей, решаемой при коррекции, является оценка коэффициентов линейного предсказания с последующей реконструкцией исходного речевого сигнала. Однако этим методам присущ один серьезный недостаток. В случае обработки сильно зашумленных речевых сигналов точность вычисления коэффициентов линейного предсказания уменьшается. Это, в свою очередь, может еще более ухудшить разборчивость сигнала на выходе системы линейного предсказания.

Метод «псевдостерео»

Этот метод основан на особенностях восприятия звуков человеком. Сущность метода составляет использование двух звуковых сигналов, подаваемых на прослушивание отдельно в каждое ухо слушателя. В качестве таких сигналов обычно используют исходный и обработанный каким-либо другим методом шумоочистки речевой сигнал. Можно использовать и два сигнала, обработанные разными методами. Повышение разборчивости от использования данного режима воспроизведения является чисто субъективным, «на слух». Тем не менее часто оказывается, что в связи с естественной привычкой человека получать звуковую информацию одновременно по двум каналам, т. е. слушать через оба уха, при таком способе подачи звука, когда один звуковой сигнал по отношению к другому имеет некоторые изменения в спектральной или временной области, суммарный продукт воспроизведения будет казаться более разборчивым, чем каждая из его составляющих в отдельности.

Завершая рассмотрение различных методов шумоочистки речи, можно сделать следующие выводы.

1. Обладая обычным компьютером и программными средствами, реализующими описанные выше методы шумоочистки речи, можно решать широкий класс прикладных задач, связанных с восстановлением разборчивости речевых сигналов.

2. Использование свободно распространяемых, но неспециализированных (например звуковых редакторов) или непрофессионально выполненных программ шумоочистки не дает гарантии восстановления сильно искаженных записей речи.

3. Овладеть методами и разработать собственные программы шумоочистки речи может практически любой технически грамотный пользователь, обладающий навыками программирования. Однако следует отметить, что настоящее «операторское» мастерство приходит только в результате достаточно продолжительной практики.

Глава 5. Демодуляция сигналов систем связи

5.1. Общие вопросы демодуляции сигналов

Рассмотрим возможные пути создания демодулятора ЧМ- и ФМ-сигналов в условиях неполного априорного знания о значениях параметров демодулируемых сигналов. Как известно, для определения элементарного символа, переданного с использованием ЧМ- или ФМ-сигнала, можно использовать два метода демодуляции: когерентный и некогерентный. Анализ показывает, что хотя имеется много различных схем демодуляторов этих сигналов, с точки зрения математических алгоритмов обработки перечисленные методы исчерпывают все известные и используемые на практике способы демодуляции. Когерентный метод демодуляции более помехоустойчив, алгоритм когерентного приема в общем виде записывается следующим образом [36]:

$$D(t) = \frac{1}{T} \int_0^T s(t)u(t)dt ,$$

где $D(t)$ — сигнал на выходе демодулятора, $s(t)$ — входной сигнал, $u(t)$ — опорное колебание, T — интервал накопления.

Очевидно, что значение сигнала $D(t)$ тем больше, чем более «похожи» сигналы $s(t)$ и $u(t)$. Практическая реализация данного алгоритма для обработки сигналов с неизвестными точно параметрами достаточно сложна из-за необходимости формирования в процессе демодуляции опорного сигнала $u(t)$, совпадающего с точностью до значения мгновенной фазы с входным сигналом $s(t)$. Кроме того, помехоустойчивость когерентного демодулятора весьма чувствительна к рассогласованию между параметрами реального сигнала и характеристиками демодулятора, рассчитанного на эталонные образцы сигнала. Так, погрешность в $0,1\pi$ определения значения фазы сигнала приводит для аддитивных помех любого класса при соотношении сигнал/шум $h^2 = 0...6$ дБ по мощности к энергетическим потерям в $0,7... 1$ дБ [36]. Это эквивалентно ухудшению вероятности ошибки когерентного приема в указанной области значений h^2 на полпорядка и более, что в свою очередь делает помехоустойчивость когерентного и некогерентного демодуляторов для указанных условий практически равной. Погрешность в $0,1\pi$ определения фазы колебаний при неизвестном точно номинале несущей частоты и значениях h^2 , лежащих в указанной области, вполне возможна при работе устройств фазовой автоподстройки частоты [27].

Таким образом, достаточных доводов по помехоустойчивости в пользу выбора когерентного метода приема сигналов с неизвестными точно параметрами при относительно низком отношении сигнал/шум нет. Учитывая сравнительную простоту реализации для широкого класса сигналов и различного вида помех некогерентного метода приема, последний представляется более перспективным для применения в универсальных демодуляторах.

Рассмотрим существующие методы некогерентной демодуляции ЧМ- и ФМ-сигналов.

Существуют две основных схемы построения некогерентных демодуляторов ЧМ сигналов. Для сигналов с индексом модуляции $m > 1$ схема оптимального некогерентного приема основывается на использовании блока полосовых фильтров (ПФ), согласованных со спектром сигнала, детектировании (Д) огибающих сигнала после них и выборе ветви с наибольшим значением сигнала (рис. 5.1.1).

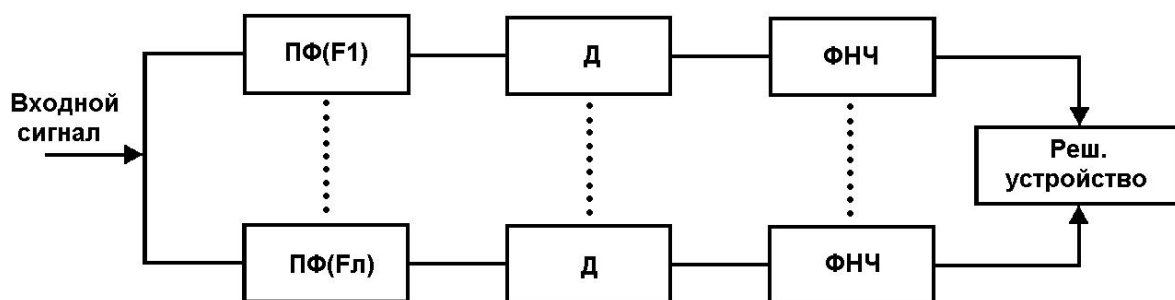


Рис. 5.1.1

Существенным недостатком такой схемы построения демодулятора ЧМ-сигналов является снижение помехоустойчивости приема при значениях $m < 1$ на величину до порядка и более в зависимости от отношения сигнал/шум и значения индекса модуляции. Кроме того, при приеме многопозиционных ЧМ-сигналов заметно возрастают технические затраты вследствие необходимости реализации всех ветвей обработки сигналов на поднесущих частотах. Более общим методом некогерентной демодуляции ЧМ сигналов с произвольным значением m является частотное детектирование (ЧД), при котором решение о переданной частотной позиции сигнала принимается на основе измерения каким либо способом мгновенной частоты сигнала (рис. 5.1.2).

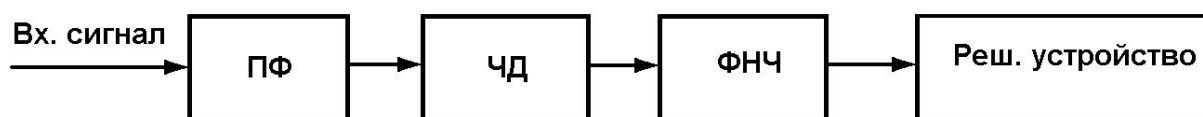


Рис. 5.1.2

Помехоустойчивость данного метода некогерентной демодуляции ЧМ-сигналов при различных видах помех исследована в [9]. В общем случае при $m > 1$ она ниже помехоустойчивости схемы оптимального некогерентного приема, основанной на использовании согласованных фильтров, но в случае неидеальности настройки фильтров (что всегда имеет место при приеме ЧМ-сигналов с неизвестными точно параметрами) помехоустойчивость рассмотренных схем реализации демодуляторов ЧМ-сигналов как на основе фильтрового приема, так и на основе частотного детектирования становится соизмеримой.

При приеме ФМ-сигналов в демодуляторе необходимо использовать по меньшей мере одно местное опорное гармоническое колебание, когерентное с колебанием, представляющим одну из возможных фаз. При некогерентной демодуляции ОФМ-сигналов при неизвестной точно частоте сигнала в качестве опорного колебания обычно используется непосредственно сигнал, принятый на предыдущем тактовом интервале (т.н. автокорреляционный метод приема). Вариант схемы построения некогерентного демодулятора ФМ2-сигналов приведен на рис. 5.1.3 (УЗ — устройство задержки на длительность элементарной посылки).

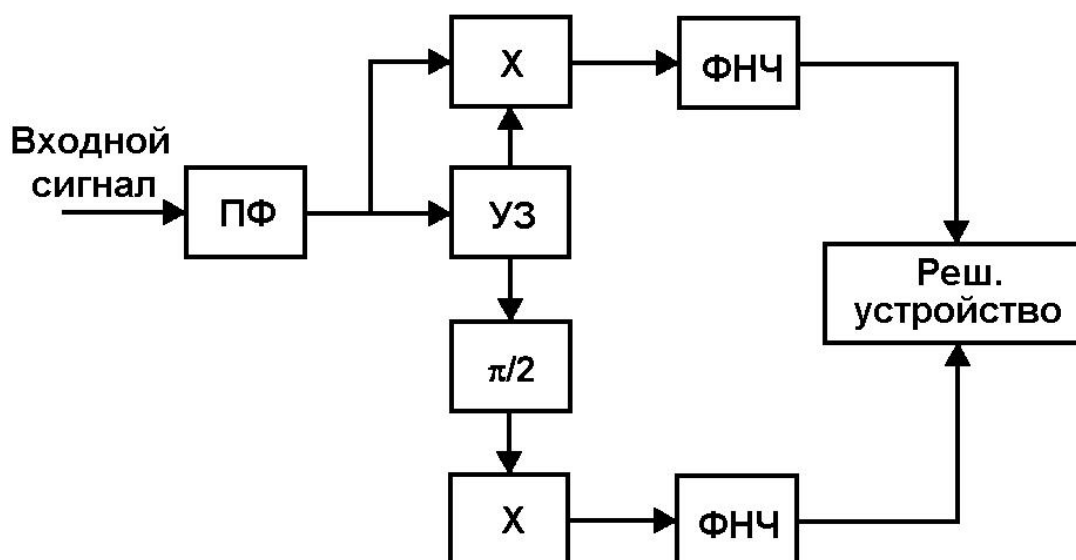


Рис. 5.1.3

Анализ принципов построения рассмотренных выше схем демодуляции показывает, что ни одна из них не может одновременно применяться для обработки ЧМ- и ФМ-сигналов. Однако известная математическая зависимость между частотой f и фазой φ , выражаемая через время t

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt},$$

создает предпосылки для создания универсального демодулятора. В этом случае выделение модулирующей функции предполагает использование признака, несущего информацию как о фазе, так и о частоте демодулируемого сигнала. Такой подход к выделению модулирующей функции сигнала называется комплексной демодуляцией, и он основывается на получении каким-либо способом квадратурных составляющих сигнала, позволяющих в свою очередь определять мгновенные значения амплитуды, фазы и частоты сигнала. Таким образом, появляется задача разработки демодулятора, основанного на квадратурном представлении сигналов и способного принимать весь спектр сигналов с угловой модуляцией, используемых в различных системах связи.

Рассмотрим возможности выполнения демодулятором процедур энергетического обнаружения сигнала, определения его модуляционной структуры, оперативности настройки, и оценки качества демодуляции.

Задача выполнения демодулятором функций определения параметров сигнала и его демодуляции при отсутствии полной уверенности в наличии сигнала на входе демодулятора обычно перед разработчиками демодулирующей аппаратуры не ставится. Требование контроля фактического присутствия сигнала во время настройки демодулятора и в процессе демодуляции вызвано необходимостью автоматизации процесса приема сигналов современных систем радиосвязи, использующих в радиообмене несколько заранее подготовленных частот. В этом случае во время сканирования радиоприемного устройства необходимо автоматически определять факт наличия сигнала на частоте, останавливать сканирование и осуществлять демодуляцию. В случае окончания сеанса связи необходимо завершать процесс демодуляции. Ранее решение данной задачи предлагалось на основе комплексирования различных средств обнаружения, анализа сигналов, их демодуляции и декодирования. Такой подход требовал задействования большого числа различных технических, а иногда и людских ресурсов. Таким образом, необходима реализация в демодуляторе функции отделения наличия

сигнала на его входе. Различным вопросам обнаружения сигналов посвящено большое число работ [10, 33, 36, 51]. Предлагаемые в них методы в самом общем виде можно разделить на универсальные (оценивание по каким-либо параметрам энергии сигнала и ее сравнение с требуемым порогом) и специфические, зависящие от конкретной структуры обнаруживаемого сигнала. С точки зрения рассматриваемого процесса демодуляции, когда в одной системе связи могут использоваться несколько типов сигналов и их модуляционные параметры могут меняться в течение сеанса связи, необходима разработка универсального метода обнаружения ЧМ- и ФМ-радиосигналов с широким диапазоном значений модуляционных параметров. Тот факт, что данные типы радиосигналов имеют постоянную огибающую, а демодулятор предлагается строить по схеме квадратурного приема, позволяющей определять все параметры сигнала, в том числе и оценивать его амплитуду, создает предпосылки для разработки метода энергетического обнаружения сигналов на основе контроля постоянства огибающей и его реализации в рамках решающей схемы демодулятора.

Требования по определению в самом демодуляторе модуляционной структуры сигнала и по оперативности настройки демодулятора на обрабатываемый сигнал могут быть выполнены за счет автоматизации процесса настройки. В данном случае автоматическая настройка предусматривает распознавание вида модуляции, определение центральной частоты, разноса частот и числа частотных позиций для ЧМ, числа позиций фаз для ФМ и скорости манипуляции сигнала, поступающего с выхода приемного или каналовывделяющего устройства. Достаточно полно вопросы автоматической оценки модуляционной структуры сигналов исследованы выше в разделах 3.3 и 3.4. Напомним, что в качестве теоретической основы построения процедур преодоления априорной неопределенности относительно вида и параметров модуляции предлагается использовать методы статистической теории распознавания образов. При автоматизации процесса настройки универсального демодулятора ЧМ- и ФМ-сигналов необходимо учитывать, что закон распределения модуляционных параметров не является одномерным, а в общем случае представляет сумму законов распределения следующих неизвестных точно при настройке величин: центральной частоты, девиации частоты и фазы сигнала, причем наличие в законе распределения параметров девиации и фазы зависит от вида принимаемого сигнала, а сам закон является М-модальным, где число позиций модуляции М также априорно неизвестно. Таким образом, как отмечалось в разделе 3.3, решение задачи восстановления вида и параметров закона распределения модуляционных параметров обрабатываемого сигнала должно основываться на использовании математического аппарата непараметрических методов распознавания.

Следующей задачей, решаемой в рамках создания универсального демодулятора, является выбор решающего правила демодуляции с возможностью получения оценки качества демодулируемого сигнала по имеющимся в теории статистических решений критериям. Известно, что оценка качества демодуляции, т. е. принятие демодулятором решения, называемого мягким, повышает выигрыш от применения в системе связи помехоустойчивого кодирования информации на 2...3 дБ [52, 53]. Оценка качества может осуществляться по контролю огибающей сигнала, его фазы или частоты, по степени искаженности видеосигнала на выходе детектора модуляционного параметра, кроме того, возможны и комбинации данных методов [43]. Квадратурная схема обработки сигнала позволяет реализовать контроль любого параметра или совокупности параметров сигналов. Исходя из этого, с целью повышения помехоустойчивости всего тракта приема сигналов и возможного сокращения сложности алгоритмов работы помехоустойчивых декодеров в рамках разработки демодулятора встает задача разработки метода принятия мягкого решения, согласованного как с используемыми видами модуляции, так и с применяемыми на различных линиях связи классами помехоустойчивых кодов.

В целом проведенный анализ состояния вопросов демодуляции сигналов различных систем цифровой связи позволяет сделать вывод о низкой эффективности

применения неавтоматизированных и неуниверсальных демодулирующих средств из-за недостаточности класса обрабатываемых сигналов и отсутствия ряда дополнительных функций, необходимых для работы в составе современных высокоавтоматизированных систем связи. При этом существуют теоретические предпосылки для создания демодулятора, отвечающего всем предъявляемым требованиям.

5.2. Квадратурная цифровая демодуляция сигналов

Реализация демодулятора ЧМ- и ФМ-сигналов по схеме квадратурного приема имеет одно важное потенциальное преимущество по сравнению с другими вариантами построения демодулирующих средств. Этим преимуществом является возможность получения после квадратурной обработки оценки любого параметра принимаемого сигнала (амплитуды, фазы, частоты), что позволяет реализовать на базе одной решающей схемы демодулятора процедуры приема сигналов с различными видами и параметрами модуляции, получать, если требуется, оценки энергетического присутствия сигнала и качества демодуляции.

Поскольку цифровой демодулятор предлагается строить на базе схемы квадратурного приема, необходима разработка универсального помехоустойчивого метода реализации цифрового квадратурного приема ЧМ- и ФМ-сигналов для характерных условий сигнально-помеховой обстановки интересующих каналов связи. Особую сложность решения данной задачи вызывает необходимость построения формирователя квадратурных составляющих в условиях априорной неопределенности относительно точного значения центральной частоты принимаемого сигнала и неопределенности относительно номинала или наличия выхода промежуточной частоты в используемом в тракте обработки радиоприемном или каналоотделяющем устройстве. Неопределенность номинала промежуточной частоты обусловлена применением в настоящее время различных типов отечественных и зарубежных приемных и каналоотделяющих устройств в существующих системах связи. Следует отметить, что для обеспечения независимости разрабатываемого демодулятора от номинала промежуточной частоты (ПЧ) или наличия выхода ПЧ в используемом в тракте перед демодулятором устройстве, необходима ориентация демодулятора на обработку сигналов, поступающих с низкочастотных (НЧ) выходов внешних устройств, а не с различных выходов ПЧ, что было характерно для предыдущих устройств демодуляции сигналов. Реализация квадратурной обработки НЧ-сигналов дополнительно позволит уменьшить требуемое значение частоты дискретизации и использовать в качестве источников поступления сигнала различные аппараты магнитной и цифровой записи аналоговых НЧ-сигналов.

Обобщенная структурная схема цифрового демодулятора ЧМ-и ФМ-сигналов, реализующая принцип квадратурной обработки, приведена на рис. 5.2.1.

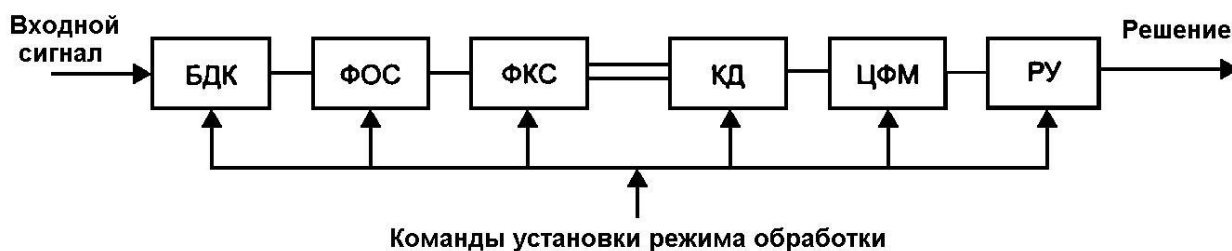


Рис. 5.2.1

Основными элементами демодулятора являются: блок дискретизации и квантования (БДК), цифровой фильтр основной селекции (ФОС), цифровой

формирователь квадратурных составляющих (ФКС), цифровой квадратурный детектор (КД), цифровой фильтр манипуляции (ЦФМ) и решающее устройство (РУ).

Необходимо отметить, что ФОС и ФКС можно строить на базе аналогового способа. В этом случае входной сигнал с выхода аналогового ФОС поступает на два смесителя, где происходит перенос спектра сигнала на нулевую частоту с помощью двух гармонических сигналов-подставок, сдвинутых относительно друг друга по фазе на 90° . Суммарные продукты преобразования отфильтровываются двумя ФНЧ, далее полученные квадратурные составляющие подвергаются преобразованию в цифровой код с помощью АЦП. Использование аналогового метода позволяет не тратить производительность вычислительного модуля на формирование квадратур, но вследствие неидентичности каналов квадратурных составляющих, конечной стабильности генератора частоты переноса и неоптимальности в общем случае АЧХ и ФЧХ используемых аналоговых фильтров основные характеристики аналогового метода, как правило, хуже цифрового.

Рассмотрим вопросы реализации основных узлов универсального демодулятора сигналов с угловой модуляцией.

Согласно отмеченному выше требованию цифровой демодулятор должен сопрягаться с НЧ-выходом источника поступления сигнала. Следовательно, вопрос выбора параметров входного устройства демодулятора — блока дискретизации и квантования -приобретает первостепенное значение.

БДК предназначен для преобразования входного аналогового НЧ-сигнала в цифровой код с последующей передачей цифрового кода на схему дальнейшей обработки. Характеристики БДК определяют такие параметры разрабатываемого демодулятора, как динамический диапазон; чувствительность; требуемая производительность вычислительного модуля. БД К включает в себя усилитель входного сигнала, фильтр низких частот с программируемой верхней граничной частотой для ограничения спектра сигнала перед квантованием во времени, аналогово-цифровой преобразователь.

Обоснуем выбор основных параметров БДК: частоты дискретизации, числа уровней квантования, коэффициента усиления для сигналов с шириной спектра, не превышающей полосу стандартного телефонного канала. Исходя из этого и с учетом обработки сигналов, поступающих по НЧ, требуемая частота дискретизации $f_d = 1/T$ входного сигнала согласно теоремы Котельникова должна составлять не менее 8 кГц, при этом полоса частот для обрабатываемых сигналов составит 0...4 кГц. Это наиболее общее требование к номиналу f_d . В то же время требуемое значение f_d определяется и устройством тактовой синхронизации демодулятора, зависящим от скорости манипуляции сигнала V . В условиях низкого ОСШ для помехоустойчивой работы системы тактовой синхронизации демодулятора необходимо поддерживать соотношение [54]

$$f_d \approx 10...50 V.$$

В общем случае при приеме сигналов со значением V от 40 до 2400 Бод требуемое значение f_d должно лежать в пределах 8...50 кГц.

Как отмечено в разделе 2.1, для практических условий число уровней квантования в БДК с учетом глубины возможных колебаний уровня сигнала должно быть $n > 12$.

Коэффициент усиления БДК K_v можно определить из условия обеспечения полного динамического диапазона АЦП при различных максимально возможных для разных типов устройств значениях уровня выходного НЧ-сигнала $U_{\text{вых}}$. На практике значения $U_{\text{вых}}$ обычно лежат в диапазоне $\pm 0,1...5$ В. Примем $K_v = 1$ для максимально возможного значения $U_{\text{вых}} = \pm 5$ В и минимизации собственных шумов квантования БДК. Тогда для минимально возможного значения $U_{\text{вых}} = \pm 0,1$ В при условии обеспечения полного динамического диапазона АЦП $K_v = 50$. Таким образом, необходима регулировка значений K_v в диапазоне 1...50 для обеспечения сопряжения входа разрабатываемого демодулятора по динамическому диапазону с различными устройствами поступления сигнала.

Отметим, что рассмотренные требования к блоку дискретизации и квантования легко выполнимы при использовании в качестве БДК любой современной модели компьютерной звуковой карты.

Рассмотрим следующие элементы структурной схемы синтезируемого цифрового демодулятора.

Сигнал с выхода ФКС поступает на цифровой квадратурный детектор, осуществляющий выделение мгновенных значений модуляционного параметра. Для приема ЧМ- и ФМ-сигналов КД должен осуществлять детектирование соответственно частоты или фазы сигнала.

Работа цифрового частотного КД описывается следующим уравнением [55]

$$f(nT) = \frac{\hat{s}(nT)s((n-k)T) - s(nT)\hat{s}((n-k)T)}{2\pi Tk(\hat{s}^2(nT) + s^2(nT))}, \quad (5.2.1)$$

где значение параметра k при приеме ЧМ-сигналов зависит от разнеса частот ΔF и определяется по следующей формуле

$$k = 1/(2\Delta FT).$$

Алгоритм работы фазового КД при неизвестной точно центральной частоте обрабатываемого сигнала необходимо получать из соотношения $f(t) = dp(t)/2\pi dt$, откуда при дискретной реализации детектора следует

$$p(nT) = \frac{\hat{s}(nT)s((n-1)T) - s(nT)\hat{s}((n-1)T)}{(\hat{s}^2(nT) + s^2(nT))} + p((n-1)T). \quad (5.2.2)$$

Основными инструментами повышения помехоустойчивости работы демодулятора, построенного по схеме, приведенной на рис. 5.2.1, и использующего описанные выше методы получения квадратурных составляющих и детектирования, являются цифровой фильтр основной селекции и цифровой фильтр манипуляции.

Рассмотрим их назначение и принципы реализации для выбранной схемы построения демодулятора.

При квадратурном приеме сигналов с постоянной огибающей в условиях различного рода помех назначением ФОС является наиболее точное воспроизведение формы передаваемого сигнала. Это требование определяется тем фактом, что в отличие от оптимальных методов приема, когда ФОС предназначен для максимизации пикового отношения сигнал/помеха при приеме, при рассматриваемом квадратурном методе демодуляции ЧМ- и ФМ-сигналов информация о передаваемом сообщении извлекается не из косвенных оценок каких-либо энергетических параметров сигнала, а из оценок модуляционных параметров, получаемых непосредственно путем обработки отсчетов принимаемого сигнала. Известно, что в этом случае точность получаемых оценок зависит от степени совпадения принятого колебания на выходе ФОС с переданным [36].

Условие наиболее точного воспроизведения формы передаваемого сигнала на выходе ФОС предъявляет к нему следующие основные требования:

- ширина полосы пропускания ФОС должна быть равна ширине спектра принимаемого сигнала;
- ФЧХ ФОС должна быть линейна, в противном случае могут возникнуть искажения формы сигнала при приеме ФМ-сигналов или ЧМ-сигналов с индексом модуляции, меньшим 1.

В общем случае выполнение этих требований приводит к необходимости реализации ФОС в виде нерекурсивного цифрового полоснопропускающего фильтра достаточно высокого порядка для качественного подавления внеполосных помех. Вопросы синтеза этих фильтров были рассмотрены в разделе 4.1.

Известно, что такой фильтр хорошо восстанавливает форму сигнала, искаженного флуктуационной помехой, характерной для большинства каналов связи и описываемой как случайный процесс с нормальным законом распределения мгновенной амплитуды. Задачу восстановления формы синусоидального сигнала, принимаемого в условиях действия флуктуационной помехи, можно решать и с помощью методов адаптивной фильтрации. Для широкополосной помехи ($\Delta f_{\text{помехи}} \gg \Delta f_{\text{сигнала}}$) помехоустойчивость приема ЧМ-сигналов в этом случае может возрастать на 0,5...2 дБ. Но эффект от применения адаптивного фильтра достигается только в случае достаточной широкополосности помехи, что не всегда случается в реальных условиях радиоприема, и при достаточно высоких значениях частоты дискретизации и порядка фильтра, что потребует существенных вычислительных затрат для реализации адаптивной фильтрации. Рассмотрим достаточность реализации ФОС в виде полоснопропускающего согласованного со спектром сигнала фильтра с точки зрения обеспечения помехоустойчивости приема для ряда других видов помех, действующих в каналах связи. Характерной особенностью многих радиоканалов являются случайные изменения уровня и фазы принимаемого сигнала, называемые замираниями, которые вызваны изменением во времени свойств среды распространения радиоволн и многолучевостью прихода радиоволн в точку приема. Анализ предлагаемых алгоритмов работы частотного (5.2.1) и фазового (5.2.2) детекторов показывает, что как при частотном, так и при фазовом детектировании происходит нормировка вычисления значения модуляционного параметра на квадрат мгновенного значения амплитуды ($\hat{s}^2(nT) + s^2(nT)$), позволяющая учитывать текущие изменения амплитуды сигнала. Докажем достаточность данной нормировки для компенсации характерных колебаний уровня принимаемых сигналов.

Процесс замираний сигналов характеризуется двумя величинами — глубиной и скоростью [44]. Под скоростью замираний понимают средний промежуток времени между двумя последовательными минимумами или максимумами значения амплитуды сигнала. По скорости замираний разделяют на быстрые, когда амплитуда сигнала заметно меняется в течение длительности элементам посылки, и медленные, когда амплитуды двух соседних посылок практически постоянны. Наиболее подвержены действию замираний вследствие характерных особенностей распространения радиоволн КВ-каналы связи. В большинстве КВ-каналов, используемых для передачи дискретных сигналов, имеют место медленные замирания [44]. По эксплуатационным данным, для КВ-радиосвязи замирания присутствуют примерно на 70% радиотрасс и средний период замираний составляет от 0,1 с на длинных трассах до 2 с на коротких [13]. В многолучевых каналах наименьший период замираний лежит в пределах 0,0015...0,002 с, в то же время на частотах, близких к оптимальным, многолучевость наблюдается в течение менее половины сеанса связи. Практически вычисление значения амплитуды сигнала с учетом длины преобразования Гильберта порядка 9... 15 точек и номинала частоты дискретизации не менее 8 кГц будет осуществляться на временном отрезке радиосигнала не более 0,001875 с, т. е. на участке сигнала с практически постоянной амплитудой. Это позволяет компенсировать наиболее часто встречаемые колебания амплитуды КВ-радиосигнала путем нормировки на ее текущее значение в алгоритмах детектирования 5.2.1 и 5.2.2.

Возможно предположить, что данные алгоритмы детектирования можно упростить, если пренебречь изменением амплитуды сигнала во времени в случае использования на входе демодулятора эффективной системы АРУ или порогового ограничителя. Но реализация эффективной цифровой системы АРУ сама по себе требует вычисления точного значения текущей амплитуды сигнала, а применение порогового ограничителя в случаях соизмеримых уровней сигнала и флуктуационной помехи или наличия в полосе полезного сигнала сосредоточенной помехи приведет к ухудшению помехоустойчивости работы такой схемы приема по сравнению со схемой без ограничителя [56]. Кроме того, как будет показано ниже, оценка текущего значения амплитуды сигнала может быть

использована в процедурах энергетического обнаружения и оценки качества демодуляции.

Необходимо отметить, что на качество приема при передаче по различным радиоканалам сигналов со скоростями свыше 1000 Бод (в ряде случаев в зависимости от условий прохождения электромагнитных волн и при меньших скоростях, начиная примерно с 300 Бод) существенно влияет фактор межсимвольной интерференции, вызванной соизмеримым с длительностью элементарной посылки временем запаздывания отдельных лучей радиосигнала. Как указывалось выше, для борьбы с явлением межсимвольной интерференции при высокоскоростной передаче информации необходимо применять методы приема, основанные на оценке импульсной реакции канала и ее учете в процедурах адаптивной коррекции. С целью вычисления текущей импульсной характеристики канала передаваемый сигнал наряду с информационными символами должен содержать периодически вставляемые известные комбинации тестовых символов, служащие для оценки импульсной реакции канала. Как правило, в каналах с межсимвольной интерференцией передача сообщения начинается с пусковой комбинации, используемой для синхронизации приемной аппаратуры. Реализация метода помехоустойчивого приема высокоскоростных сигналов, зависящая от типа их структуры и метода организации канала связи, осуществляется обычно для конкретных условий заданной системы связи. Теоретические вопросы реализации процедур адаптивной коррекции таких сигналов рассмотрены выше в разделе 4.2.

Следующим видом помех, значение которых постоянно повышается в связи с все возрастающей нагрузкой диапазонов различных радиоволн, являются сосредоточенные помехи. Под сосредоточенной обычно понимают помеху, ширина энергетического спектра которой соизмерима с полосой частот принимаемого радиосигнала. Основным источником данных помех являются сигналы посторонних радиостанций, и они, например, в настоящее время названы основным видом помех в диапазоне 3...30 МГц [44]. Определяющая роль сосредоточенных помех объясняется особенностью организации КВ-радиоканала. Обычно радиосвязь организуют на частотах, близких к оптимальным. Диапазон таких частот весьма ограничен, что приводит к увеличению числа станций, работающих на близких радиочастотах. Это явление тем более вероятно, что служебные системы КВ-радиосвязи придерживаются выделенных им участков диапазона только в условиях повседневной деятельности, а в условиях усложнения обстановки стремятся работать на частотах, близких к оптимальным.

Сосредоточенные помехи можно разделить на две основные группы: помехи, попадающие в полосу принимаемого сигнала, и помехи вне его полосы. Помехи второй группы в общем случае подавляются селективными цепями радиоприемного устройства и ФОС демодулятора, реализованного в виде полосового фильтра. Сосредоточенные помехи, лежащие в полосе полезного сигнала, в радиоприемнике устраняться не могут и для борьбы с ними необходима реализация ФОС демодулятора по более сложной схеме. Теоретически возможно построение схемы борьбы с такими помехами, основанной на использовании различий в статистических параметрах полезного сигнала и помехи. Но работоспособность данной схемы будет обеспечена только при известных и достаточно различающихся статистических свойствах сигнала и сосредоточенной помехи. Реально оценка данных свойств для характерных условий радиоприема сигналов с неизвестными точно параметрами при невысоком соотношении сигнал/помеха в канале с нестационарной импульсной характеристикой практически невозможна без использования вычислительных средств большой мощности, реализующих процедуры адаптивного оценивания параметров сигнала и помех в процессе приема. Представляется, что использование таких средств приведет к неоправданному росту стоимости и массогабаритных показателей разрабатываемого демодулятора при отсутствии гарантий повышения качества приема в случае «похожести» статистических свойств сигнала и сосредоточенной помехи (например, в случае частичного перекрытия спектров двух ЧМ-

сигналов со схожими параметрами модуляции при автоматическом оценивании данных параметров).

Очевидным выходом из описанной ситуации является применение в одном из каскадов ФОС режекторного фильтра, устраняющего наиболее значимые участки спектра мешающего сигнала из полосы частот полезного. Таким образом, необходима реализация ФОС демодулятора на основе многополосного фильтра (эквалайзера), согласованного со спектрами принимаемого сигнала и сосредоточенной помехи. При этом требуется проведение анализа спектра принимаемой смеси сигнала и помехи. Определим требования к процедуре анализа и способы их выполнения.

Для сигналов в полосе 4 кГц требуемая частота дискретизации f_d в соответствии с теоремой Котельникова должна составлять 8 кГц. Эмпирически необходимая разрешающая способность по частоте при спектральном анализе исходя из требования различения ЧМ2-сигналов с минимальным разносом 40 Гц должна быть не менее 20 Гц. Объем выборки N , обеспечивающей заданное разрешение, в общем случае (для оконной функции любого вида) равен

$$N = f_d / \Delta f \approx 512.$$

С целью сокращения вычислительных затрат при осуществлении спектрального анализа и построения эквалайзера методом частотной выборки целесообразно использовать разложение сигнала в базисе Хартли, определяемое как [22]

$$H(n, m) = \sum_{k=0}^{N-1} s(n - k)(\cos(2\pi m / N) + \sin(2\pi m / N)).$$

Спектральный анализ в базисе Хартли по точностным характеристикам является аналогом спектрального анализа в базисе Фурье, но если ядро дискретного преобразования Фурье (ДПФ) является комплексным и само ДПФ, в общем случае, предназначено для обработки комплексных временных рядов, то дискретное преобразование Хартли (ДПХ) разработано специально для обработки сигналов, представленных действительными числами. Ядро ДПХ является чисто действительным, за счет этого даже при быстрых методах вычисления объем выполняемых операций для ДПХ меньше в среднем на 10...20%, чем для ДПФ [57]. Алгоритмы реализации ДПХ приведены в [22]. Очевидно, что, в общем случае, задавать параметры АЧХ эквалайзера необходимо самому оператору на основе анализа спектра принимаемой смеси сигнала и сосредоточенной помехи. Автоматическое построение ФОС возможно для случая отсутствия в полосе сигнала сосредоточенной помехи.

Дополнительно повышение помехоустойчивости работы демодулятора, построенного по схеме, приведенной на рис. 5.2.1, обеспечивается цифровым фильтром манипуляции.

ЦФМ предназначен для сглаживания пульсаций сигнала на выходе цифрового квадратурного детектора. Он является фильтром нижних частот с полосой пропускания, согласованной со скоростью манипуляции сигнала. С целью сокращения вычислительных затрат целесообразна его реализация на основе рекурсивного фильтра. Способы реализации таких фильтров рассмотрены в разделе 4.1.

Решающее устройство демодулятора в общем случае обеспечивает проведение операции соотнесения мгновенного значения модуляционного параметра, поступающего с ЦФМ, с одним из дискретных его значений, зависящих от конкретной модуляционной структуры сигнала.

Количественная оценка близости мгновенного и возможно переданного значений модуляционного параметра, как отмечалось выше, может повысить помехоустойчивость работы всего тракта приема, содержащего демодулятор и помехоустойчивый декодер, на 2...3 дБ. Кроме того, к синтезируемому демодулятору предъявляется требование оценки энергетического присутствия сигнала.

5.3. Методы оценки качества демодуляции и энергетического присутствия сигнала

Выполнение демодулятором требования по оценке качества демодулируемого сигнала повышает энергетический выигрыш от применения помехоустойчивого кодирования в каналах связи с аддитивными гауссовскими помехами в среднем на 2 дБ [52], а в каналах с замираниями на 3 дБ [53]. Это, в свою очередь, повышает вероятность правильного приема переданного сигнала при отношении сигнал/шум 1..8 дБ по мощности в среднем на полпорядка и более [36]. Кроме того, известно [58], что передача декодеру помехоустойчивых кодов информации о степени надежности демодулируемых символов, т. е. принятие демодулятором решения, называемого мягким, позволяет для широкого класса практически важных помехоустойчивых кодов использовать в декодере универсальные методы мягкого декодирования с относительно небольшим объемом вычислений.

Важной проблемой построения решающего правила демодуляции является выбор параметра (или совокупности параметров) оценки ее качества с точки зрения определения объема информации о качестве сигнала, извлекаемого из выбранного параметра. Таким образом, вопрос об использовании того или иного параметра оценки качества в демодуляторе с мягким решением или о целесообразности совместной обработки ряда применяемых для контроля качества параметров требует рассмотрения как с точки зрения определения потерь информации о качестве, вызванных использованием в процедуре анализа не всех возможных параметров, так и с точки зрения определения объема требуемых для принятия решения вычислений. Также необходимо оценить возможность применения разработанного метода оценки качества демодуляции для мягкого декодирования помехоустойчивых кодов различных классов, реально используемых в современных каналах связи.

С точки зрения теории оптимального приема сигналов основной задачей любого демодулятора является принятие наилучшего (оптимального по выбранным критериям) решения о том, какое именно сообщение несет искаженный помехами сигнал. При любом критерии качества демодуляции для определения оптимального решающего правила достаточно знать плотность вероятности передаваемых значений модулирующей последовательности и условную плотность вероятности значений принятого сигнала при переданном значении модуляционного параметра. При равновероятной передаче любых значений модуляционного параметра и равноценности ошибок приема каждого из них правило выбора решения о передаваемом сообщении строится на основе известного критерия максимального правдоподобия [59]. Конкретизируем решающее правило по данному критерию для выбранной в разделе 5.2 схемы построения цифрового квадратурного демодулятора с учетом возможности получения оценки качества демодуляции сигнала.

При гауссовых помехах функция плотности вероятности мгновенной частоты равна [38]

$$w(f) = \frac{1}{2w^*(g(f))^{3/2}} {}_1V_1(3/2, 1, u^2/(2\delta^2 g(f))) e^{-u^2/2\delta^2},$$

где $g(f) = 1 + 4\pi^2 f^2 / (w^*)^2$, ${}_1V_1(3/2, 1, x)$ — гипергеометрическая функция, u — ожидаемое значение огибающей сигнала без помех, w^* — величина, пропорциональная ширине полосы пропускания фильтра основной селекции демодулятора, δ^2 — мощность шума.

С целью упрощения математических выкладок далее рассмотрим функции правдоподобия для случая приема двухпозиционных сигналов — ЧМ2 и ФМ2. Для

передачи ЧМ2-сигнала используются частота нажатия $f_1 = f_0 - \Delta f/2$ и частота отжатия $f_2 = f_0 + \Delta f/2$, где f_0 — центральная частота сигнала, Δf — разнос частот.

Известно [38], что

$${}_1V_1(3/2, 1, x) = e^{x/2}((1+x)I_0(x/2) + xI_2(x/2)),$$

где $I_0()$ и $I_2()$ — функции Бесселя нулевого и второго порядка.

Введем обозначение $h(f) = u^2/4\delta^2 g(f)$. В этом случае

$$1/(g(f))^{-3/2} = (4\delta^2 n(f)/u^2)^{-3/2} = 8\delta^2 n^{3/2}(f)/u^3 \quad \text{и}$$

$$w(f) = \frac{4\delta^3 h^{3/2}(f)}{w^*} (((1+2h(f))I_0(h(f)) + 2h(f)I_2(h(f)))) e^{h(f)-u^2/\delta^2}.$$

Полученное выражение может быть использовано для вычисления отношения правдоподобия при приеме ЧМ2-сигналов. Теоретически для каждой пары значений величин w^* и u^2/δ^2 может быть построена разделяющая кривая, определяющая области принятия решения для отношения правдоподобия. Практически данный подход применить крайне затруднительно вследствие широкого диапазона значений w^* (например, спектр ЧМ2-сигнала в полосе стандартного телефонного канала может занимать полосу от 80 Гц до 1,5 кГц), априорной неопределенности величины отношения u^2/δ^2 , являющегося по существу оценкой отношения сигнал/шум, и еще более значительного усугубления сложности принятия решения при приеме многопозиционных ЧМ (ЧМП) сигналов. Таким образом, возникает задача получения коэффициента правдоподобия для ЧМ-сигналов с практически приемлемой вычислительной сложностью.

Допустим, идеализируя, что отношение $u^2/\delta^2 \gg 1$. В этом случае закон распределения плотности вероятности мгновенной частоты может быть представлен в упрощенном виде [38]

$$w(f) = \frac{u}{2w^*(1+(f/w^*)^2)^2(2\pi)^{1/2}} e^{-f^2 u^2 / 2w^{*2} \delta^2 (1+(f/w^*)^2)}.$$

Используя данное выражение для случая приема НЧ ЧМ2-сигналов после ряда упрощающих выкладок можно получить следующий логарифм функции правдоподобия при принятии решения демодулятором о приеме частоты нажатия или частоты отжатия

$$z(f) = (f - f_i)u^2 / \delta^2 \pm C. \quad (5.3.1)$$

В системах с фазовой телеграфией при гауссовых помехах плотность вероятности $w(p)$ выражается следующим образом [38]

$$w(p) = \frac{1}{2\pi} e^{au \cdot \cos(p)/\delta^2} / I_0(ua/\delta^2),$$

где a — значение огибающей смеси принимаемого сигнала и помех.

Если $p_1 = 0$, $p_2 = \pi$, то логарифм отношения правдоподобия равен

$$z(p) = 2au \cdot \cos(p) / \delta^2. \quad (5.3.2)$$

В выражениях (5.3.1) и (5.3.2) знак логарифма отношения правдоподобия зависит только от разности значений измеренного и ожидаемого значений модуляционного параметра, хотя абсолютное значение коэффициента зависит от целого ряда параметров (значений огибающей принимаемой смеси сигнала и помехи, мощности помехи и т. д.).

Таким образом, результат операции определения знака в коэффициентах правдоподобия при приеме ЧМ2- и ФМ2-сигналов является результатом работы детектора

модуляционного параметра, а его абсолютное значение, по сути, характеризует степень уверенности в принятом решении.

Без потери общности в результатах работы детектора, приняв значения величины в выражениях (5.3.2) и (5.3.3) $u \approx a$, и не учитывая постоянные множители, получим следующие, более простые в вычислительном отношении выражения для коэффициентов правдоподобия

$$z_{\text{ЧМ2}}(f) = a^2 (f_0 - f) / \delta^2,$$

$$z_{\text{ФМ2}}(p) = a^2 \cos(p) / \delta^2.$$

Для видов модуляции с M позициями функции правдоподобия можно представить в виде

$$z_{\text{ЧМ},i}(f) = a^2 (f_0 - ((i-1-m/2)\Delta f) - f) / \delta^2, \quad (5.3.4)$$

$$z_{\text{ФМ},i}(p) = a^2 \cos(p - 2\pi(m-i-1/(i-1))) / \delta^2, \quad i = 2, \dots, m. \quad (5.3.5)$$

Решение о переданной позиции модуляционного параметра принимается по ближайшему значению / при перемене знака коэффициента правдоподобия. Возможность количественной оценки надежности принятия решения по (5.3.4) и (5.3.5) хорошо согласуется с результатами монографии [43], где с более общих теоретических позиций доказана практическая оптимальность контроля значений мгновенной частоты и огибающей принимаемой смеси ЧМ-сигнала и помехи и значений разности фаз и огибающей смеси ФМ-сигнала и помехи. Термин «оптимальность» здесь означает, что при невысоком соотношении сигнал/шум с точки зрения объема информации, получаемой о качестве демодуляции, эффективность контроля модуляционного параметра и огибающей приближается к потенциально достижимой эффективности контроля любых других параметров (или их комбинаций) принимаемого сигнала [43].

Абсолютное значение величины $z_{\text{ЧМ},i}(f)$ лежит в диапазоне от 0 до z_{max} , где значение z_{max} определяется максимальным физически возможным уровнем отношения квадрата огибающей принимаемой смеси сигнала и помехи к мощности помех и для ЧМ-сигнала дополнительно возможным значением разности частот. Эмпирически можно ограничить следующие значения $a^2/\delta^2 \leq 100$, $f_0 - f \leq 1$ кГц, тогда $z_{\text{max}} \leq 100$.

Практически можно использовать и любой другой масштаб ограничиваемых величин.

Оценим возможность применения данного метода для реализации мягкого декодирования помехоустойчивых кодов различных классов, используемых в современных каналах связи.

Как указывалось в главе 1, на существующих линиях цифровой связи применяются блочные и сверточные помехоустойчивые коды, причем широко используются как линейные, так и нелинейные варианты этих кодов. Анализ возможных алгоритмов мягкого декодирования описанных в литературе для линейных кодов [52, 60] и специфических методов мягкого декодирования, зависящих от вида нелинейного кода [58], показывает, что принципиальным моментом возможности использования данных методов является наличие ряда случайных величин R_i , характеризующих текущие оценки качества для всего набора символов принимаемой комбинации помехоустойчивого (p, k) кода. В этом случае случайная величина R_i характеризует надежность i -го принятого символа кода (элементарной посылки — с точки зрения работы демодулятора). Как указывалось в разделе 5.2, на одну элементарную посылку будет приходиться $L = 20 \dots 50$ текущих оценок качества. При этом

$$R_i = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L z_{i+j-1} \quad (5.3.6)$$

Таким образом, реализация в демодуляторе методов оценки качества (5.3.4) или (5.3.5) для получения текущих значений R_i и передача этих значений декодеру позволят использовать в декодере любые методы мягкого декодирования помехоустойчивых кодов. Докажем состоятельность и несмещенность оценки надежности принятого символа кода по формуле (5.3.6). Известно, что оценка среднего значения случайной величины по (5.3.6) обладает вышеперечисленными качествами только при нормальном законе распределения данной величины. Случайная величина R_i является линейной комбинацией ряда случайных величин z_i , таким образом, достаточно доказать нормальность закона распределения величины z_i .

Анализ выражений, определяющих z_i для случая приема ЧМ- и ФМ-сигналов (формулы (5.3.4) и (5.3.5) соответственно), показывает, что они являются линейной комбинацией следующих случайных величин: квадрата огибающей принимаемой смеси сигнала и шума, дисперсии шума, разностей частоты или фазы. Функция распределения квадрата огибающей при ОСШ > 1 приближается к нормальному закону [38], распределение дисперсии шума, после прохождения фильтра основной селекции демодулятора, можно принять нормальным, а функции распределения разностей частоты или фазы для случая установившегося режима передачи элементарной посылки также имеют характер нормального закона [38]. Таким образом, вывод о нормальности распределения случайной величины z_i , а, следовательно, о состоятельности и несмещенности оценки надежности принятого символа кода по формуле (5.3.6) является справедливым.

Доказательство нормальности распределения получаемых оценок качества демодуляции позволяет использовать при помехоустойчивом декодировании простые в вычислительном отношении алгоритмы мягкого декодирования, основанные на предположении о том, что с большой вероятностью основная часть ошибочных решений демодулятора попадает на символы кода с наименьшими R_i . Данное предположение является корректным согласно критерию максимального правдоподобия, на основе которого строились решающие правила демодулятора ((5.3.4) и (5.3.5)) и нормальности оценки степени надежности демодулированного символа (5.3.6). Общая идея данных алгоритмов мягкого декодирования состоит в простой замене символов кода с наименьшими R_i на другие, возможно переданные в этих позициях символы. Правильность замены одного или нескольких символов контролируется по признаку наличия ошибки. Хотя по существу предлагаемый алгоритм является переборным, наиболее вероятно, что первые попытки декодирования будут удачными, поэтому среднее число попыток должно оказаться значительно меньше максимального. Это свойство алгоритма, а также его универсальность для любых классов помехоустойчивых кодов, простота его вычислительной реализации делают данный алгоритм удобным для компьютерной реализации, невозможной по условиям быстродействия для ряда других универсальных алгоритмов мягкого декодирования.

Таким образом, выше была оценена достаточность предлагаемого варианта оценки качества демодуляции ЧМ- и ФМ-сигналов с точки зрения объема информации, получаемой о качестве демодуляции, показана возможность использования (5.3.6) для построения любых алгоритмов мягкого декодирования помехоустойчивых кодов.

Анализ коэффициентов правдоподобия при приеме ЧМ- (5.3.4) и ФМ-сигналов (5.3.5) показывает, что они содержат общий множитель — a^2/δ^2 , являющийся по существу оценкой ОСШ по мощности. Известно [36], что контроль параметров, входящих в множитель, — квадрата огибающей смеси сигнал/шум и дисперсии шума — позволяет оценивать факт энергетического присутствия сигнала на входе обрабатывающего устройства. Разработаем метод получения данной оценки.

Для рассматриваемого случая обнаружения ЧМ- и ФМ-сигналов, т. е. сигналов с постоянной огибающей, при равных вероятностях наличия/отсутствия сигнала и

одинаковой стоимости ошибок первого и второго рода можно применить известное правило энергетического обнаружения [61]

$$\hat{m}(a^2) \lessgtr B^2, \quad (5.3.7)$$

где $\hat{m}(a^2)$ — оценка среднего значения квадрата огибающей суммы сигнала и помех на интервале анализа, B — некоторый порог, определяемый из известного уравнения

$$I_0(B/(2h)^{1/2})e^{-h^2} = 1,$$

где $I_0(\cdot)$ — функция Бесселя нулевого порядка, h^2 — отношение сигнал/шум по мощности, $B' = B/\delta$ — нормированный порог принятия решения, δ^2 — мощность помех.

Можно показать, что для характерных для реальных условий радиоприема значений $h^2 = 0 \dots 8$ дБ принятие условия $B' = 2$ приведет к практически равной вероятности ошибки со случаем оптимальной установки порога $B' \approx B_{\text{opt}}$. Анализ результатов, полученных в [61], показывает, что наибольшие потери в качестве принимаемого решения об энергетическом обнаружении по (5.3.7) при условии $B' = 2$ приходятся на значения $h^2 > 10 \dots 11$ дБ, т. е. на значения h^2 , с одной стороны нетипичные для реальных условий некоторых радиоканалов, с другой обеспечивающие для таких значений вероятность ошибки меньше 0,1. Известно, что моменты распределения квадрата огибающей a^2 суммы сигнала с мощностью δ_c^2 и помех с мощностью δ^2 выражаются следующим образом [62]

$$m(a^2) = 2\delta^2(1 + \delta^2/2\delta_c^2),$$

$$D(a^2) = (2\delta^2)^2(1 + \delta^2/\delta_c^2).$$

Из данных соотношений можно получить

$$\delta^2 = (m - (m^2 - D)^{1/2})/2. \quad (5.3.8)$$

Учитывая, что $B' = 2$, получим

$$B^2 = 2(m - (m^2 - D)^{1/2}).$$

Подставляя последнее выражение в (5.3.7), определим окончательное правило энергетического обнаружения сигналов с постоянной огибающей в условиях невысокого отношения сигнал/шум

$$\frac{3}{4}m^2 \lessgtr D. \quad (5.3.9)$$

При практической реализации в демодуляторе решающих правил (5.3.4) и (5.3.5) и правила энергетического обнаружения (5.3.9) в процессе обработки сигнала вместо точных значений m и D должны использоваться их статистические оценки $\hat{m}$ и $\hat{D}$.

Определим требуемый объем выборки N для получения указанных оценок. Отметим, что для решения данной задачи необходимо знать закон распределения квадрата огибающей принимаемой суммы сигнала и помех. Функция распределения квадрата огибающей при отношении сигнал/шум большем единицы приближается к нормальному закону [38], таким образом, для определения требуемого значения N можно применять известный математический аппарат статистических оценок неизвестных параметров нормального распределения. Но и в этом случае точное значение N при заданных предельных погрешностях и доверительных вероятностях оценок параметров $\hat{m}$ и $\hat{D}$ будет зависеть от мощности помех δ^2 [63], которая в свою очередь оценивается по значениям данных параметров (см. выражение (5.3.8)). Возможным выходом из указанного затруднения является выбор значения N по другим, менее строгим математическим критериям. В [64] приведена таблица значений доверительного интервала

Е при различных доверительных вероятностях для среднего значения стационарного случайного сигнала и среднеквадратичного отклонения в зависимости от числа измерений N . В табл. 5.3.1 приведены значения E для доверительных вероятностей $P = 0,8$ и $P = 0,9$ [64].

В [13] приводятся результаты практических экспериментов по точности оценки уровней помех в КВ-диапазоне в зависимости от объема выборки, делается вывод о достаточности для большинства реализаций объема выборки в 20 отсчетов, указывается, что увеличение объема выборки свыше 100 отсчетов практически не дает увеличения точности. Выводы практических экспериментов и анализ данных, приведенных в табл. 5.3.1, хорошо согласуются с результатами раздела 5.2, где говорится, что из условия получения оценок параметров m и D на квазистационарных по амплитуде участках принимаемого сигнала (по сути — на интервале сигнала, закон распределения мгновенных значений амплитуды которого можно принять нормальным) для выбранных в демодуляторе значений частоты дискретизации объем выборки должен составлять от 15 до 100 отсчетов

Таблица 5.3.1

Число измерений	Доверительный интервал E			
	D		δ	
	$P = 0.8$	$P = 0.9$	$P = 0.8$	$P = 0.9$
20	0.27	0.37	0.22	0.27
50	0.17	0.18	0.13	0.13
100	0.12	0.13	0.09	0.09
200	0.08	0.08	0.07	0.07

Таким образом, принятие значения $N \approx 20...50$ позволяет получать достаточно точные оценки математического ожидания и дисперсии квадрата огибающей принимаемой суммы сигнала и помех.

Необходимо отметить, что при практической реализации в демодуляторе правило энергетического обнаружения (5.3.9) можно применять как на этапе настройки демодулятора, так и в процессе обработки сигнала после установления тактовой синхронизации на этапе обработки одной элементарной посылки сигнала. С целью повышения вероятности правильного обнаружения сигнала на этапе настройки объем выборки N может быть увеличен до 200 и более в зависимости от общего алгоритма работы тракта приема. На этапе демодуляции для повышения вероятности правильного обнаружения можно использовать знание структурных особенностей принимаемого сигнала. Например, при приеме сигналов с блочным методом передачи (блок информации — пауза — блок информации — пауза —...) решение об отсутствии передачи блока с вероятностью ошибки, практически близкой к нулю, можно принимать по мажоритарному методу путем сравнения числа посылок блока, оцененных как недостоверные, с числом надежно принятых посылок.

Анализ выражений для решающих правил демодулятора (5.3.4) и (5.3.5) показывает, что для их общего множителя a^2/δ^2 одновременный контроль текущих значений параметров, входящих в множитель, — квадрата огибающей смеси сигнала и шума и мощности шума невозможен. Это следует из того, что мгновенные значения огибающей могут быть вычислены, а оценивание мощности шума осуществляется после получения оценки дисперсии квадрата огибающей (см. выражение (5.3.8)) на участке в 20...50 отсчетов. Естественно в качестве такого участка выбрать одну элементарную посылку сигнала, и, таким образом, мощность шума может быть вычислена после установления тактовой синхронизации на этапе обработки одной элементарной посылки.

Следовательно, решающие правила демодулятора z_i и оценка надежности принятой посылки R_i по формуле (5.3.6) должны быть уточнены в следующем виде

$$\begin{aligned} z_{\text{ЧМ},i}(f) &= a^2 (f_0 - ((i-1-m/2)\Delta f) - f), \\ z_{\text{ФМ},i}(p) &= a^2 \cos(p - 2\pi(m-i-1)/(i-1)), \quad i = 2, \dots, m, \end{aligned} \quad (5.3.10)$$

$$R_i = \frac{1}{\delta^2} \sum_{j=1}^L z_j \quad (5.3.11)$$

Выражения для z_i и R_i в отличие от выражений (5.3.4), (5.3.5) и (5.3.6), полученных путем теоретических выкладок, учитывают практическую возможность вычисления оценки мощности шума только для определенного временного участка сигнала (на практике — для одной элементарной посылки).

Реализация предложенных выше методов квадратурного приема ЧМ- и ФМ-сигналов, методов оценки качества демодуляции и энергетического присутствия сигнала в цифровом демодуляторе позволит удовлетворить предъявляемым к нему требованиям по номенклатуре принимаемых сигналов и помехоустойчивости, т. е. по традиционно предъявляемым требованиям к любому демодулятору.

Глава 6. Практическая реализация методов компьютерной обработки радиосигналов

6.1. Специализированные компьютерные устройства и программы обработки сигналов систем связи

В настоящее время существует устойчивая тенденция разработки отдельных функциональных устройств (радиоприемников, демодуляторов, декодеров, регистраторов и др.), входящих в аппаратно-программные комплексы радиосвязи и радиоконтроля, либо в виде плат, встраиваемых в ISA- или PCI-слоты компьютера, либо в виде отдельных модулей, подключаемых к компьютеру через порты COM, LPT или PCMCIA. Благодаря такому решению обеспечивается высокая скорость обмена информации между такими устройствами и компьютером, а отсутствие у них дополнительных внешних органов управления позволяет достичь небольших массогабаритных параметров.

Характерным примером специализированных компьютерных устройств являются компьютерные радиоприемники. В настоящее время разработаны различные типы компьютерных радиоприемных устройств: от самых простейших узкодиапазонных FM-тюнеров до всеволновых приемников, отвечающих профессиональным требованиям к средствам радиоприема [65].

Существующие модели компьютерных FM-тюнеров предназначены для прослушивания широкоэмитерных станций так называемого FM-диапазона на небольших удалениях от радиопередатчиков. Эти приемники представляют собой либо отдельные ISA- или PCI-платы, либо они интегрированы в платы звуковых карт или TV-тюнеров. В настоящее время отдельные платы FM-тюнеров уже практически не выпускаются, так как использование одного слота только для обеспечения любительского FM-радиоприема на сегодняшний день представляется расточительным. Производителями такого оборудования для радиоприема являются фирмы **Creative Labs**, **MediaForte**, **Averm**, **Leadtek** и ряд других. В общем случае, выпускаемые ими компьютерные FM-тюнеры обладают следующими характеристиками: диапазон рабочих частот 88...110 МГц, возможность автоматического сканирования с шагом перестройки до 50 кГц, запись в память до 20 частот. Для управления их работой служит программное обеспечение, поставляемое фирмой-производителем. Возможность создания собственного программного обеспечения для изменения настроек таких радиоприемников, как правило, отсутствует.

В классе профессиональных компьютерных приемников на мировом рынке наиболее широко представлены радиоприемники, создаваемые фирмой **Winradio Communications**. Приемники этой фирмы выпускаются в двух вариантах исполнения: внутреннем с индексом «i» в названии модели и внешнем с индексом «e». Первый вариант исполнения радиоприемника представляет собой компьютерную плату, которая устанавливается в ISA-слот персонального компьютера. На рис.6.1.1 показан производимый фирмой приемник **WR-3150i-DSP**.

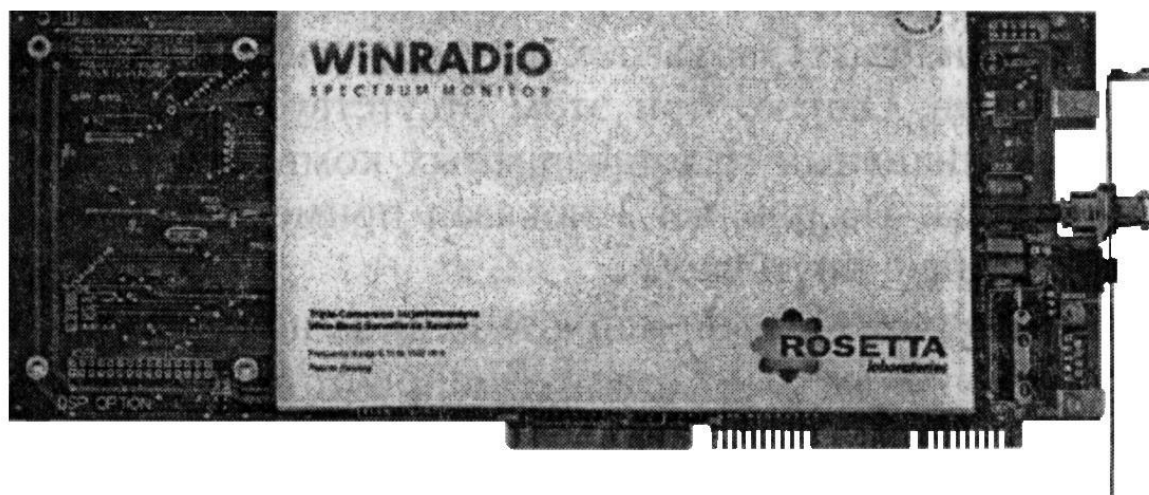


Рис. 6.1.1

Размер платы для всех внутренних радиоприемников одинаковый: 114 x 290x 18 мм. Питание радиоприемника осуществляется от разъема компьютера. Потребляемая мощность составляет 4 Вт. Со стороны компьютера радиоприемник идентифицируется как внешнее устройство на шине ISA. С помощью перемычек на плате приемника устанавливается один из 8 фиксированных адресов. Таким образом, возможна установка до 8 радиоприемников в один компьютер. Пример установки двух радиоприемников в персональный компьютер показан на рис. 6.1.2.

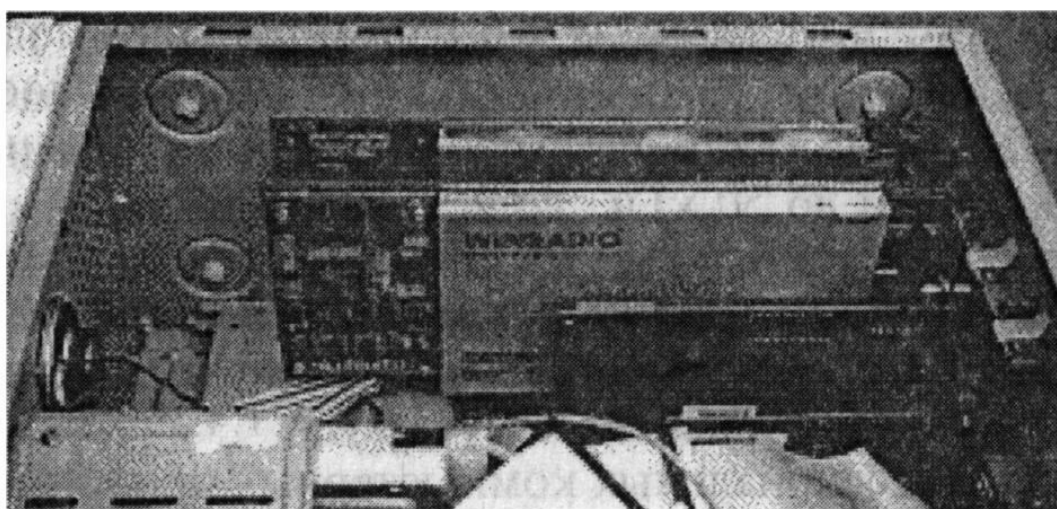


Рис. 6.1.2

Радиоприемники серии **WR-3...i-DSP** имеют встроенный цифровой сигнальный процессор **ADSP-2105**. Они используют для работы одно прерывание и один канал прямого доступа к памяти, номера которых также устанавливаются с помощью перемычек на плате.

Преимуществом моделей радиоприемников с внешним исполнением является возможность их использования как в мобильном, так и в стационарных вариантах под управлением компьютеров различных типов. Однако при этом отсутствует возможность создания многоканальных малогабаритных комплексов на базе одного компьютера. На рис. 6.1.3 показан пример соединения приемника **WR-1500e** с ноутбуком.

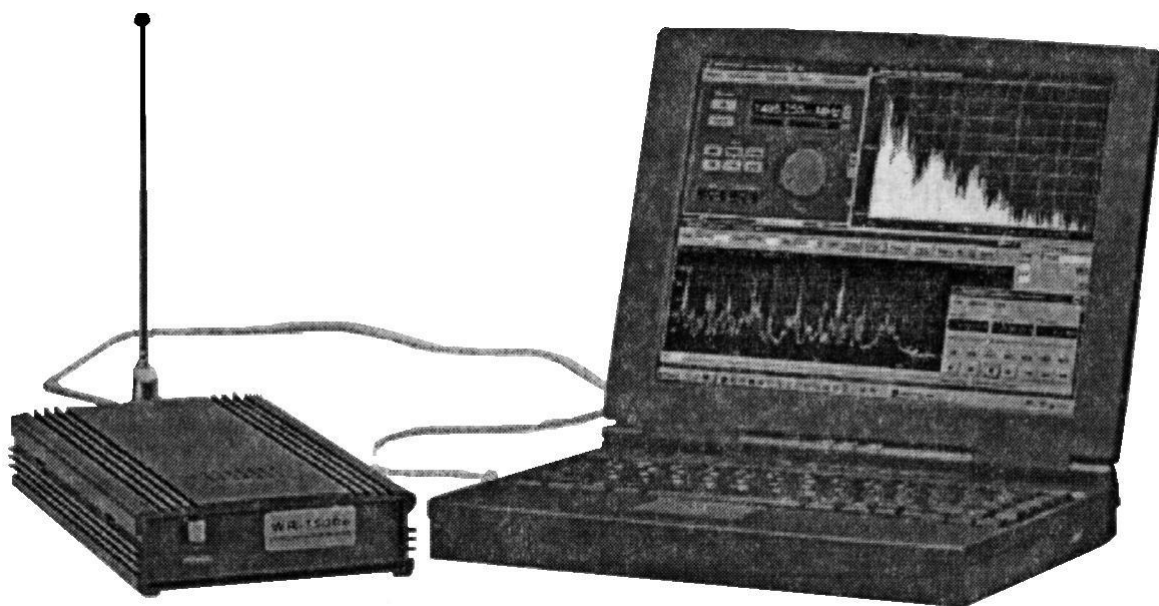


Рис. 6.1.3

Размеры корпуса приемников с внешним исполнением составляют 122 x 216 x 48 мм. Питание радиоприемника осуществляется от внешнего источника через сетевой адаптер. Взаимодействие с компьютером выполняется либо через стандартный последовательный порт, либо, как дополнительная опция, по интерфейсу PCMCIA.

Схожие по исполнению сканирующие компьютерные радиоприемники выпускаются фирмами **ICOM** (модели **IC-PCR100** и **IC-PCR1000**) и **OPTOELECTRONICS** (модель **OptoCom**). Внешний вид приемника **IC-PCR100** показан на рис. 6.1.4.



Рис. 6.1.4

В настоящее время компьютерные радиоприемники создаются и российскими производителями. В качестве примера отечественных компьютерных радиосканеров можно привести приемники серии АРК-ЦТ. Внешний вид радиоприемника **АРК-ЦТ1** изображен на рис. 6.1.5.



Рис. 6.1.5

Этот приемник обладает следующими характеристиками: диапазон частот — 20...2020 МГц, значение динамического диапазона — не менее 70 дБ, скорость перестройки в реальном масштабе времени с шагом 2 МГц под управлением ПЭВМ — не менее 140 МГц/с, потребляемая мощность — до 27 ВА, объем конструктива — 5,6 дм³. Управление перестройкой и передача данных осуществляется по одному параллельному порту, предусмотрено использование последовательного порта (как опция) для решения дополнительных задач.

Все описанные выше модели компьютерных радиоприемников могут работать как под управлением фирменного программного обеспечения, так и под управлением специализированных программных средств, созданных независимыми разработчиками в интересах решения различных задач радиоконтроля [66]. Базовое программное обеспечение, поставляемое вместе с компьютерным приемником, предназначено для реализации основных функций управления приемником. Как правило, оно позволяет устанавливать различные параметры настройки приемника, выполнять несколько вариантов сканирования, осуществлять измерение относительного уровня сигнала на частоте приема, вести базу данных по результатам работы, декодировать в процессе приема сигналы некоторых стандартных протоколов и реализовывать выполнение определенных операций, например, запуска другой программы, при приеме заданной последовательности декодированных сигналов. На рис. 6.1.6 приведен пример визуального отображения загрузки диапазона частот, полученной с использованием одной из русифицированных версий программного обеспечения для приемников Winradio.

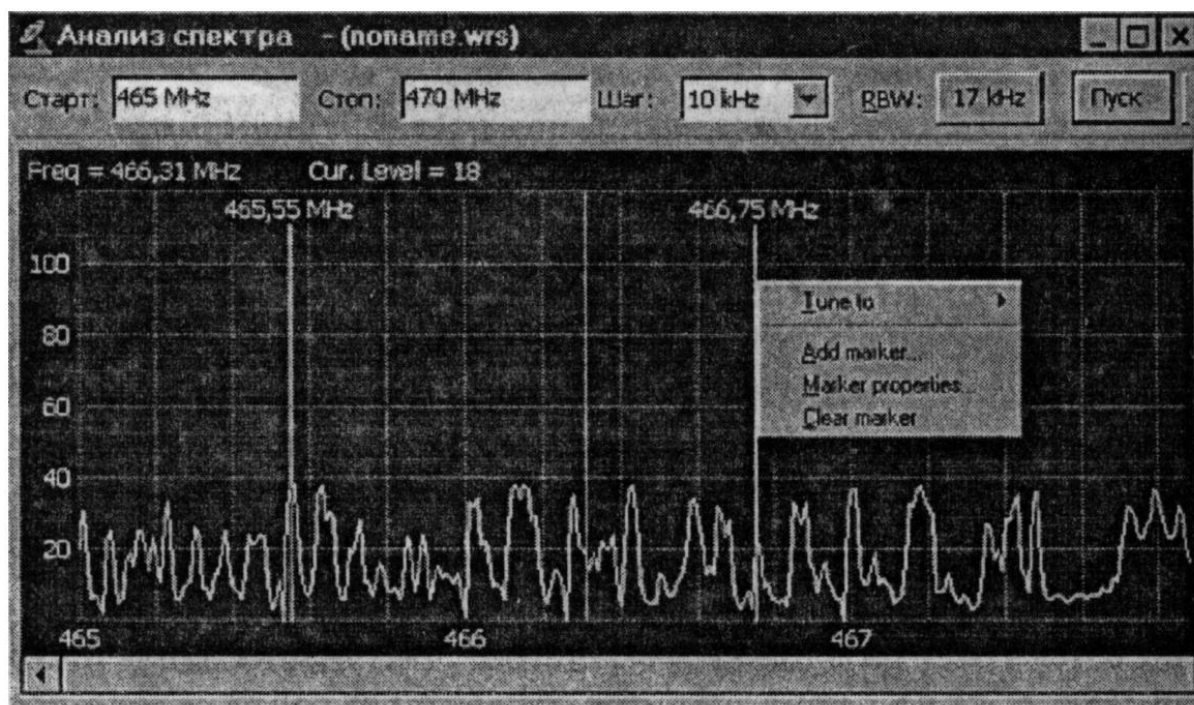


Рис. 6.1.6

В настоящее время в состав стандартного программного обеспечения, поставляемого вместе со всеми описанными компьютерными приемниками, могут быть включены дополнительные опции, значительно расширяющие их функциональные возможности. Так, дополнительные программные средства, разработанные для приемников фирмы **Winradio Communications** позволяют проводить анализ временных и частотных характеристик сигналов, обработку сигналов DTMF, CTCSS, аналогового факсимиле, AX.25, ACARS, MPT-1327, POCSAG. Для проведения процедур анализа и обработки сигналов используется стандартная звуковая карта компьютера. Существует специальный программный модуль для обработки стандартных протоколов, используемых на линиях цифровой связи декаметрового диапазона. Этот модуль интегрируется в базовую программу и работает с радиоприемниками **Winradio**, имеющими встроенный цифровой процессор обработки сигналов.

Следует отметить, что управление большим числом различных моделей профессиональных компьютерных радиоприемников также обеспечивается такими программами радиомониторинга, как **Филин**, **Патруль**, **Крот**, **ARCON EXPERT**, созданными отечественными компаниями-разработчиками программного обеспечения. Пример одного из рабочих окон последней программы показан на рис. 6.1.7.

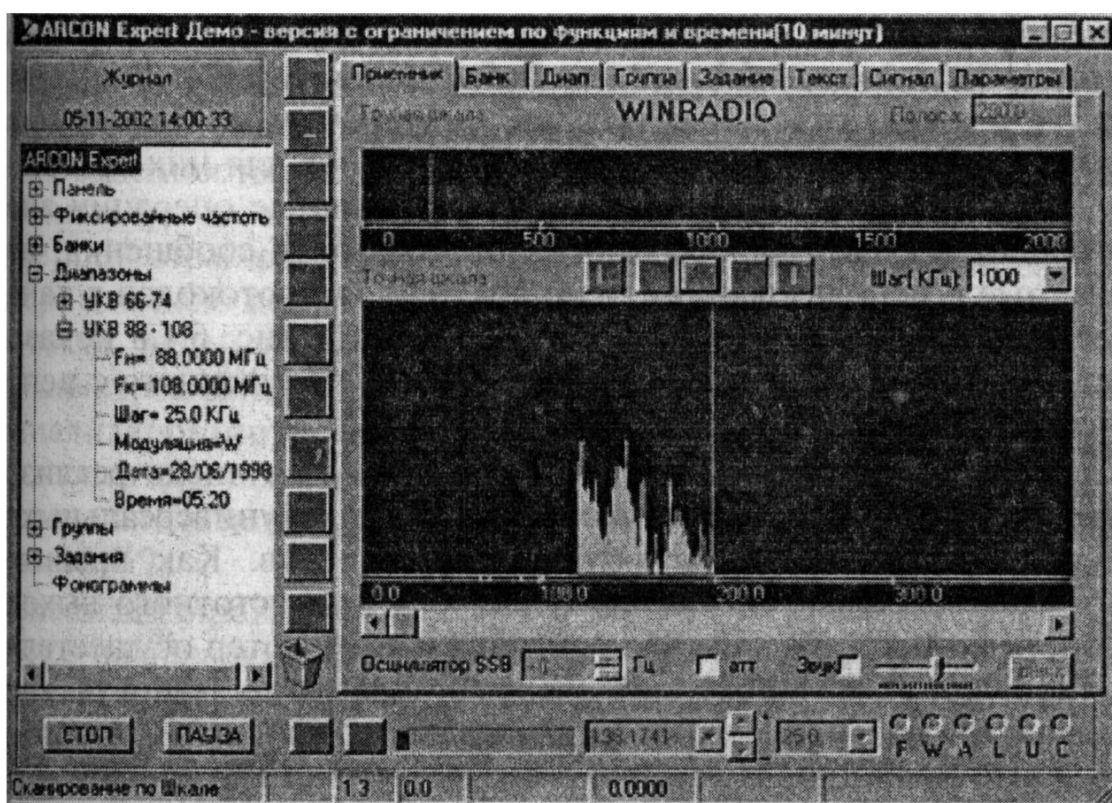


Рис. 6.1.7

Образцами компьютерных демодуляторов-декодеров являются зарубежные изделия **Wavecom**, **Hoka Code**, **Universal**. Все они имеют варианты исполнения как в виде встраиваемых в компьютер плат, так и в виде отдельных модулей, подключаемых к компьютеру через соответствующие порты. Разработанное для них программное обеспечение позволяет проводить различные операции анализа аналоговых и цифровых сигналов, выделять сообщения, передаваемые с использованием основных видов протоколов в каналах дециметрового и метрового диапазонов. На рис. 6.1.8 показан вариант представления спектра ФМ-сигнала, полученного с использованием изделия **Wavecom W41PC**.

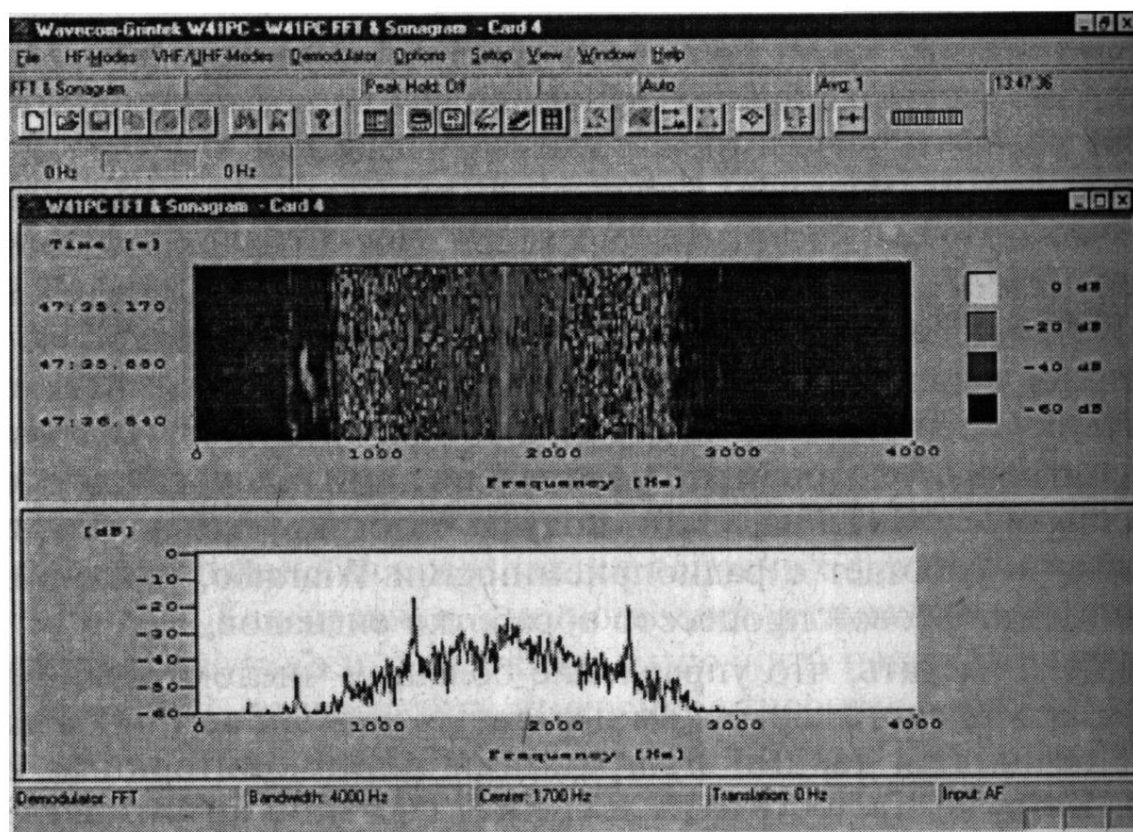


Рис. 6.1.8

Следует отметить, что постоянно расширяется число реализованных только программным образом различных универсальных и специализированных демодуляторов и декодеров. Как правило, обрабатываемый ими сигнал поступает с низкочастотного выхода радиоприемника, при этом ввод сигнала в компьютер осуществляется либо через COM-порт, либо через стандартную звуковую карту. Характерными примерами универсальных программ являются зарубежные **RadioRaft**, **Hamcomm** и отечественная **PC_Monitor**.

Пакет программ **PC_Monitor** предназначен для определения модуляционных параметров обнаруженных в эфире радиосигналов и демодуляции цифровых АМ-, ЧМ- и ФМ-сигналов. Он может поставляться как в составе комплексов программ радиоконтроля **Регламент-II** и **Патруль**, рассматриваемых в следующем разделе, так и обладает возможностью самостоятельного функционирования. Особенностью пакета является использование только программных методов обработки, реализованных на обычном компьютере, при этом для ввода сигнала используется обычный саундбластер. Это дало возможность отказаться от применявшихся ранее для таких целей дорогостоящих аппаратных средств (частотомеров, спектроанализаторов, сонографов, демодуляторов и т. д.) и специализированных цифровых вычислителей. Пример представления спектра, полученного комплексом программ **PC_Monitor** в процессе анализа четырехпозиционного ЧМ-сигнала, представлен на рис. 6.1.9.

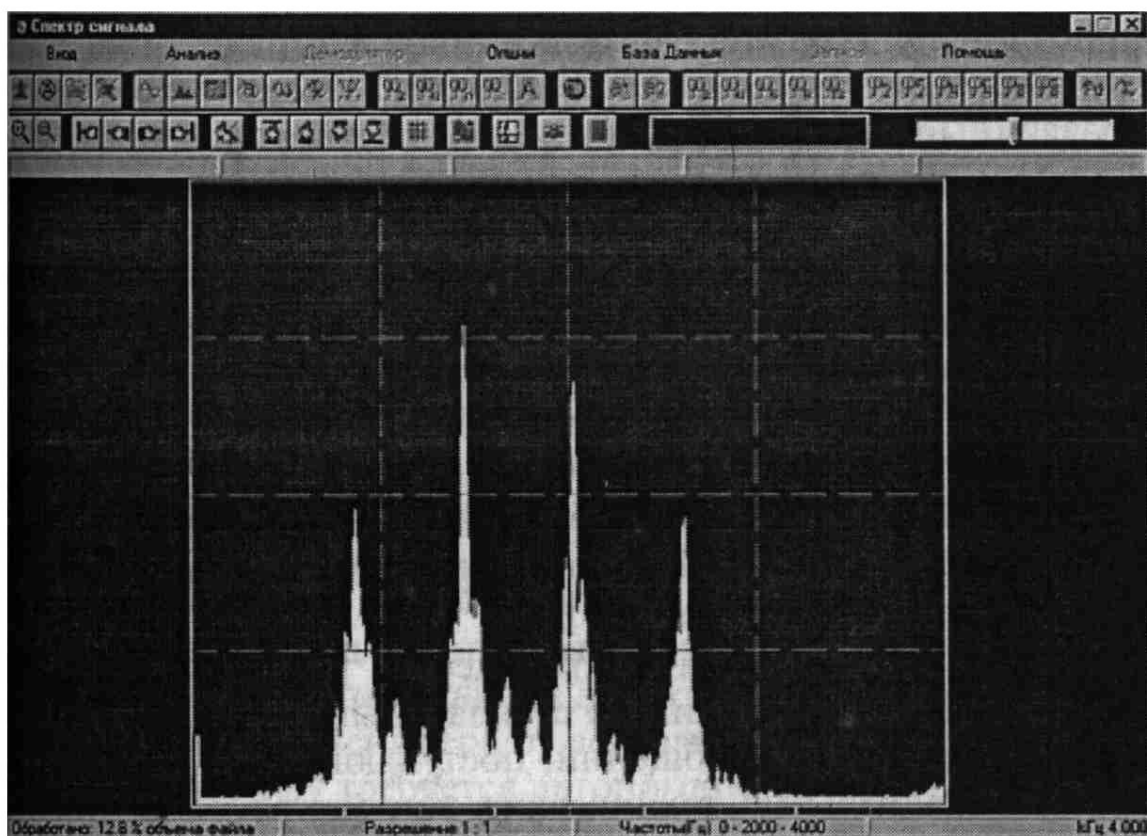


Рис. 6.1.9

Специализированные программы служат, как правило, для обработки сигналов только одного типа или достаточно узкого круга сигналов. Нередко такими сигналами являются сигналы, используемые в различных системах мобильной связи, радиолобительской связи, сигналы различных систем сигнализаций, например DTMF, и т. д. Созданием таких программ занимаются как отдельные радиолюбители, так и крупные организации, и, в частности, это присуще для компаний-разработчиков компьютерных радио приемников. Они часто в качестве дополнительных опций предлагают различные варианты программного обеспечения по обработке сигналов конкретных типов, специально ориентированные на особенности конкретного применения поставляемых моделей радиоприемников.

Характерным примером компьютерной обработки радиосигналов является технология компьютерного пейджинга, т. е. прием с использованием ПЭВМ передаваемой по каналам пейджинговой связи информации. Используемые технические решения по обеспечению ввода поступающих пейджинговых сообщений в персональный компьютер по способу организации радиоприема можно разделить на два типа [67].

Один тип радиоприема, исторически реализованный первым, — это прием сообщений на стандартный пейджер. При этом для ввода в компьютер сообщений, поступающих на пейджер, используются специальные технические устройства — компьютерные интерфейсы. Они подключаются к одному из портов компьютера и осуществляют все физические и логические операции по сопряжению пейджера с компьютером. Пример такой организации связи пейджера и микрокомпьютера типа «Palmtop» приведен на рис. 6.1.10.

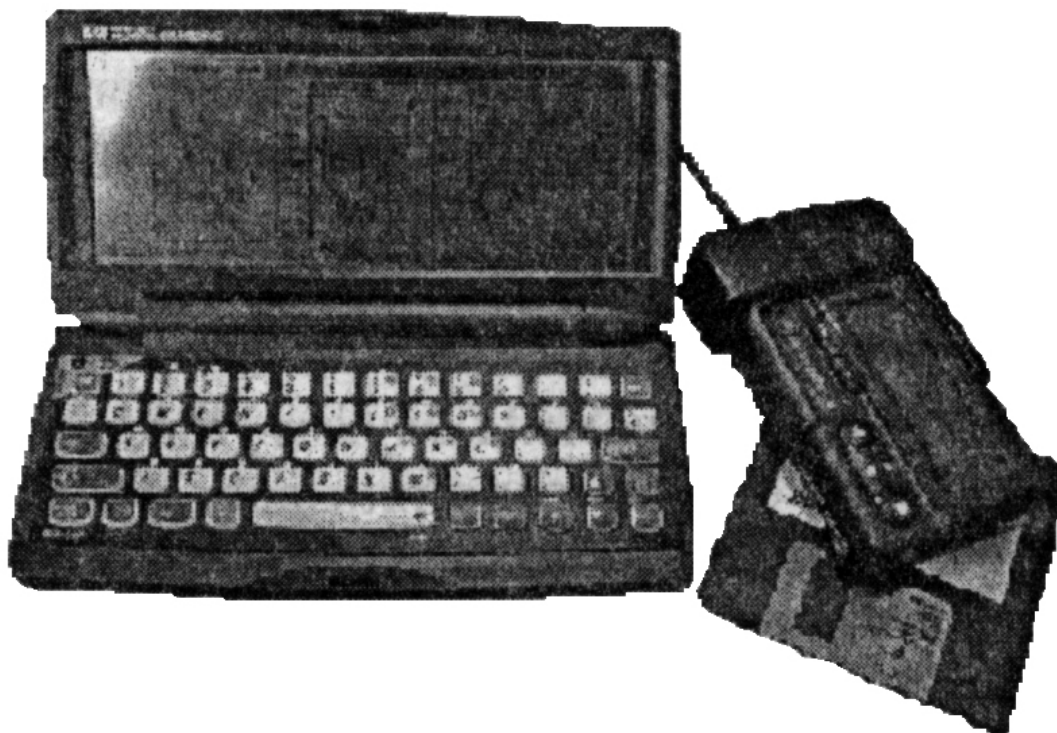


Рис. 6.1.10

Альтернативным способом ввода пейджинговых сообщений в компьютер является использование специального компьютерного пейджера. Компьютерный пейджер представляет собой полнофункциональный радиоприемник пейджингового сигнала, предназначенный для передачи полученных сообщений с использованием какого-либо стандартного для компьютера протокола обмена на внешнее устройство. Как правило, в качестве такого устройства применяется персональный компьютер, хотя может быть использовано и другое оборудование, например электронная доска объявлений типа «бегущая строка». На российском рынке компьютерные пейджеры представлены в основном двумя типами моделей. Оба типа обеспечивают прием пейджинговых сообщений, передаваемых в стандарте POCSAG. Модели компьютерных пейджеров первого типа служат для ввода поступающих сообщений путем использования интерфейсной части, характерной для обычных персональных компьютеров. Как правило, в этом случае применяется стандартный интерфейс RS-232, а питание пейджера осуществляется непосредственно от COM-порта устройства. Модели второго типа предназначены для организации ввода сообщений в карманные компьютеры типа «Palm». Для обеспечения независимости функционирования пейджера от состояния карманного компьютера в этом случае ему требуется автономное питание, в качестве источника которого обычно используются одна или две стандартные батарейки или перезаряжаемые аккумуляторы. Размеры моделей обоих типов компьютерных пейджеров не сильно отличаются от размеров обычных пейджеров.

Следует отметить, что в мире производятся модели компьютерных пейджеров, т. н. «PC-CARD PAGERS», выполненных в виде специализированных плат, предназначенных для установки в ISA- или PCI- слоты компьютеров. Этот тип исполнения пейджеров предполагает использование внешней, подключаемой к плате антенны. Как правило, такие модели пейджеров используются для организации каналов беспроводного доступа в некоторых телекоммуникационных системах или системах промышленного или охранного мониторинга.

Более подробно вопросы создания собственных программных продуктов, используемых при обработке радиосигналов, будет рассмотрены в разделе 6.3. А в конце этого раздела рассмотрим две типичные программы, созданные в интересах радиолюбительской связи.

Программа **MMTTY**, разработанная японскими радиолюбителями и работающая под управлением любой из современных версий WINDOWS, позволяет формировать и принимать сообщения, передаваемые с использованием обычного стартстопного сигнала, часто в международной практике обозначаемого как RTTY или BAUDOT. Для приема и выдачи сигналов используется саундблaster, существует возможность формирования модулирующего сигнала для радиопередатчика, используя COM-порт. Пример рабочих окон этой программы в процессе приема сообщений показан на рис. 6.1.11.

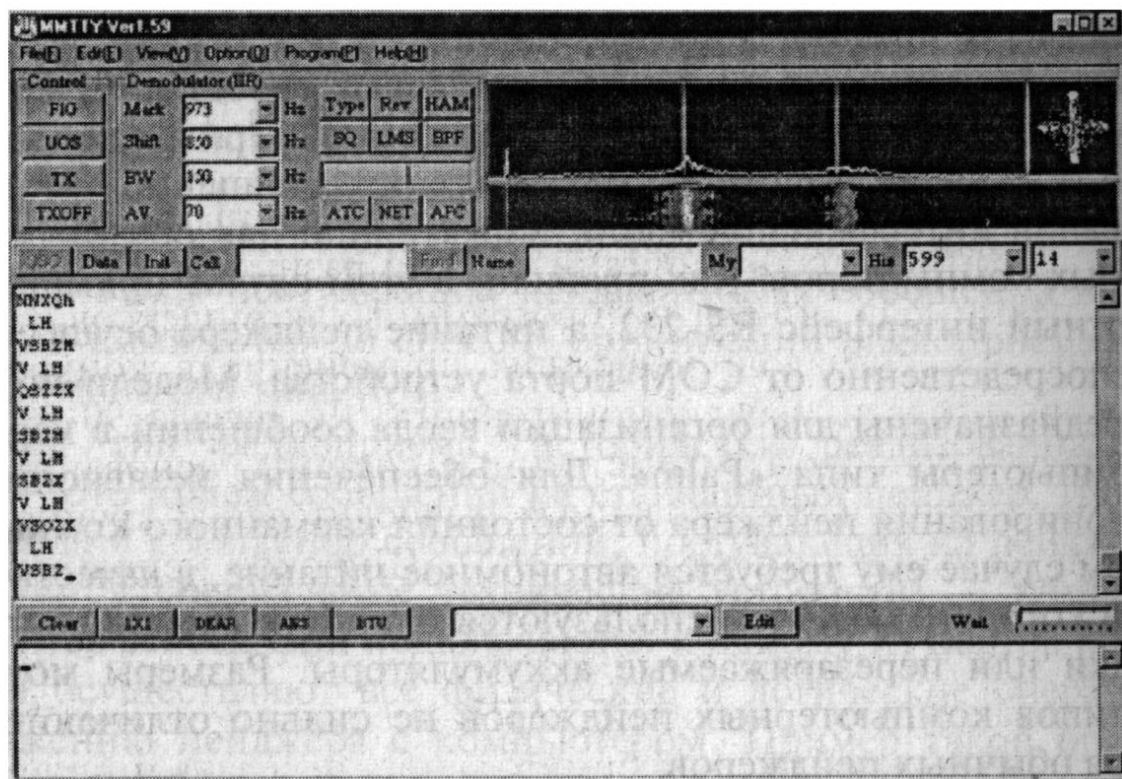


Рис. 6.1.11

Примером современной отечественной радиолюбительской программы может быть **TrueTTY**. Эта программа также работает под управлением Windows 95/98/NT/2000 и использует звуковую карту для обработки сигналов, но она обладает более широкими возможностями как по способам формирования модулирующего сигнала, так и по числу обрабатываемых протоколов. Так, кроме режима RTTY она поддерживает режимы 7- и 8-битного ASCII, BPSK, QPSK и AMTOR-FEC.

Завершая рассмотрение специализированных компьютерных устройств и программ обработки сигналов, необходимо подчеркнуть следующее. Тенденция широкого использования таких средств в интересах радиосвязи и радиоконтроля вызвана, с одной стороны, постоянным усложнением решаемых задач в связи с ростом числа абонентов различных систем связи, увеличением объемом передаваемой ими информации, необходимостью задействования все большего числа связных каналов, появлением новых видов сигналов и т. д. С другой стороны, она обусловлена непрерывным совершенствованием компьютерных и коммуникационных технологий, позволяющих автоматизировать самые различные технологические процессы в этой области человеческой деятельности.

6.2. Обзор аппаратно-программных комплексов обработки радиосигналов

За последние тридцать с лишним лет различными государственными и коммерческими организациями разных стран был разработан целый ряд аппаратно-программных комплексов (АПК) обработки радиосигналов, нашедших применение в конкретных системах радиосвязи и радиомониторинга. До начала 90-х годов развивались в основном ведомственные системы, основанные на использовании специализированных вычислителей и крупногабаритных по сегодняшним меркам ЭВМ. Широкое использование АПК обработки радиосигналов в их современном виде началось с появлением персональных компьютеров.

В настоящее время подобные АПК находят применение как при решении связанных задач (формирование, передача и прием сообщений, управление маршрутизацией, оптимизация трафика, анализ качества канала связи и др.), так и при решении различных задач радиоконтроля. К таким задачам обычно относятся: поиск источников радиоизлучений, местоопределение, установление технических параметров, выделение передаваемой информации, определение допустимости работы на отмеченных частотах или в отмеченных режимах и др.

По своему назначению задачи радиоконтроля могут быть разделены на три основные группы [68]:

1. Задачи доступа к каналам связи. Эта группа задач связана в основном с добыванием информации, проходящей в контролируемых каналах радиосвязи. Кроме того, она может включать задачи определения структуры и особенностей функционирования систем связи, использующих эти каналы.

2. Задачи защиты от несанкционированного доступа. Решение этих задач обеспечивает как обнаружение радиоизлучающих средств, предназначенных для добывания конфиденциальной информации, так и выявление побочных электромагнитных излучений от собственной радиоэлектронной аппаратуры, способных приводить к потерям информации.

3. Задачи контроля радиоэфира. Задачи этой группы направлены на выявление нарушений в работе радиопередающих средств. Такими нарушениями могут являться: нарушения дисциплины связи, работа незарегистрированных передатчиков или передатчиков с недопустимыми техническими характеристиками, несанкционированное использование радиочастот и т. д. Также к этому классу задач относится выявление источников промышленных радиопомех.

Для решения указанных задач существуют специальные технические средства радиоконтроля, включающие:

- антенно-фидерные устройства;
- радиоприемники;
- радиопеленгаторы;
- индикаторы электромагнитного поля;
- устройства панорамного обзора;
- анализаторы и измерители технических параметров;
- демодуляторы;
- декодеры;
- устройства регистрации и обработки принятой информации.

Необходимо отметить, что в настоящее время вся указанная номенклатура технических средств радиоконтроля поставляется на российский рынок как отечественными, так и зарубежными производителями.

Примером зарубежного АПК радиоконтроля является автоматизированная система, разработанная немецкой фирмой **Rohde & Schwarz**. Эта система обеспечивает выполнение всех процедур радиоконтроля, согласованных в международном масштабе и оформленных соответствующими рекомендациями Международного союза электросвязи (ITU). Система включает набор различных аппаратных и программных модулей, точный состав которых определяется назначением системы. Так, аппаратное обеспечение может включать как фирменное оборудование (антенны, анализаторы, приемники, пеленгаторы и т. д.), так и устройства других изготовителей.

Вариант размещения оборудования фирмы **Rohde & Schwarz** на автомобиле показан на рис. 6.2.1.



Рис. 6.2.1

Сердцем системы является набор из четырех базовых программных модулей, имеющий фирменное обозначение **ARGUS**. Эти модули обеспечивают решение основных задач по измерению параметров и контролю работы источников радиоизлучений, статистическому анализу и архивации результатов обработки, триангуляции радиопеленгатора и отображения координат на электронной карте и др. Пакет программ **ARGUS** может использоваться как программное обеспечение для одиночной станции радиоконтроля, как система для локальной сети или как система для большой многостанционной сети.

На базе IBM-совместимых промышленных компьютеров и радиоприемников серии **WR-3...i-DSP**, имеющих цифровой процессор обработки сигналов, фирмой **Winradio**

Communications разработаны многоканальные комплексы радиоконтроля MS-8006, имеющий шесть каналов радиоприема, и трехканальный **MS-8003**. Передняя панель комплекса **MS-8006** показана на рис. 6.2.2.

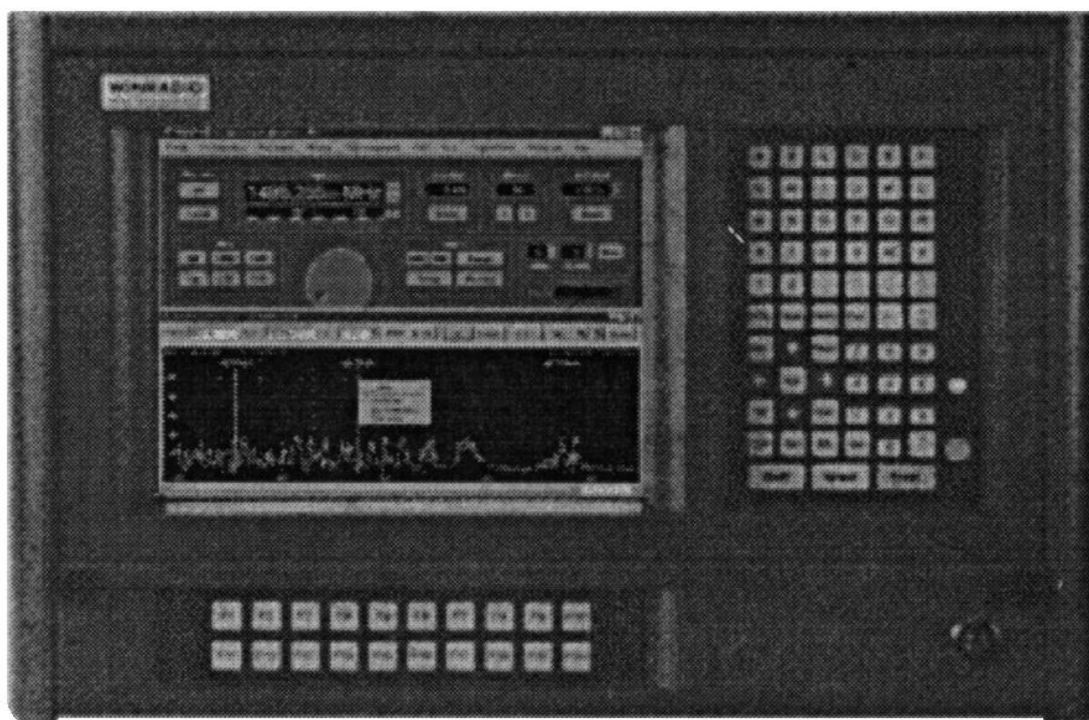


Рис. 6.2.2

Рассмотрим подробнее ряд современных образцов отечественной техники радиоконтроля, разработанной негосударственными организациями [69]. Обзор аппаратуры начнем с аппаратно-программных средств доступа к каналам радиосвязи.

АПК контроля сотовых систем связи стандартов AMPS, NAMPS, DAMPS и NMT-450 серии **Стрела-Т** состоят из базового блока с антенной, компьютера, устройства записи голосовых каналов на диск компьютера и комплекта специального математического обеспечения. Базовый блок выполнен в корпусе ПЭВМ типа «Desktop».

Комплексы серии **Стрела-Т** позволяют:

- автоматически выявлять каналы управления работающих в пункте приема базовых станций;
- вести сквозное прослушивание и запись телефонных переговоров, ведущихся в контролируемых каналах базовых станций;
- вести контроль входящих и исходящих звонков по интересующим номерам абонентов и регистрировать их разговоры;
- отображать и сохранять в виде протоколов текущее состояние каналов управления и состояние телефонов контролируемых абонентов.

Аппаратно-программный комплекс выделения пейджинговых сообщений **Стрела-П** служит для приема, отбора по заданным признакам и регистрации в реальном масштабе времени сообщений, передаваемых в пейджинговых каналах в стандартах POCSAG и FLEX. Аппаратная часть этого комплекса выполнена в виде отдельного блока приема и демодуляции, подключаемого к компьютеру. В качестве признаков отбора сообщений

могут быть использованы: ключевые слова, адреса абонентов, временные рамки ведения отбора.

Аналогичный по назначению комплекс программ **КОМПЕЙДЖ** отличается совместимостью с практически любыми типами радиоприемных устройств без необходимости доработки последних и отсутствием дополнительных технических средств для сопряжения радиоприемника и компьютера вследствие использования для ввода сигнала стандартной звуковой карты последнего.

Кроме специализированных средств доступа к радиоканалам на российском рынке представлены и универсальные АПК радиоконтроля, позволяющие решать как разведывательные, так и контрразведывательные задачи. Так, существует серия стационарных, мобильных и портативных комплексов радиоконтроля **АРК (АРК-ПОМ, АРК-СК, АРК-МК, АРК-ПК, АРК-РД и др.)**, обладающих широкими возможностями как по контролю связных радиоканалов, так и по выявлению радиоканалов утечки информации. Семейство комплексов **АРК** позволяет осуществлять:

- высокоскоростной панорамный анализ загрузки диапазона;
- быстрый поиск несанкционированных излучений;
- одноканальное и многоканальное пеленгование, в том числе создание пеленговой панорамы (одновременное определение направлений на несколько источников, разнесенных по частоте);
- измерение параметров радиосигналов;
- радиоконтроль аналоговых телефонных и некоторых цифровых сообщений;
- автоматизированную обработку результатов.

В заключение рассмотрения этой группы средств радиоконтроля необходимо специально подчеркнуть, что несанкционированное использование специальных технических средств (СТС) негласного съема информации либо использование их лицами, не уполномоченными на то Законом Российской Федерации «Об оперативно-розыскной деятельности», преследуются по закону в соответствии со ст. 138 Уголовного Кодекса.

Следующую рассматриваемую группу средств радиоконтроля составляют изделия, предназначенные для выявления средств негласной радиопередачи конфиденциальной информации, часто называемых «радиозакладками». В связи с тем, что этот класс аппаратуры напрямую не относится к упомянутым в федеральном законе СТС, существует очень большое число разработок различных фирм и организаций. Рассмотрим некоторые интересные изделия этого класса.

Изделие Крона-6000 (см. рис. 6.2.3) позволяет проводить поиск радиозакладок аналоговых и цифровых типов, передающих аудио- и (или) видеосигнал в диапазоне от 10 до 6000 Мгц. Это изделие работает под управлением комплекта программ **Филин**, реализующим большое число алгоритмов обнаружения подслушивающих устройств и обладающим возможностью управления различными радиоприемниками, корреляторами и другими функциональными устройствами.



Рис. 6.2.3

Комплексы серии **RS1000** ориентированы на использование радиоприемников известной компании **AOR, Ltd.** Реализованные в них алгоритмы предназначены для обнаружения радиопередающих устройств с произвольными видами модуляции и кодирования.

Особенностью комплексов радиоконтроля серии **КРК** является возможность обнаруживать сигналы от радиозакладок как с обычными видами модуляции, так и с различными видами закрытия радиоканала, при этом скорость сканирования составляет свыше 30 МГц/с. Внешний вид аппаратуры комплекса показан на рис. 6.2.4.



Рис. 6.2.4

В качестве примера современного средства, обеспечивающего выявление побочных электромагнитных излучений (ПЭМИ) от радиоэлектронной аппаратуры, можно привести аппаратно-программный комплекс Навигатор (см. рис. 6.2.5). Он позволяет автоматически и в режиме диалога с оператором выявлять ПЭМИ тестируемой аппаратуры, проводить обработку полученных измерений и расчет зон радиодоступности ПЭМИ.



Рис. 6.2.5

Следующую рассматриваемую группу средств радиоконтроля составляют средства обнаружения «неправильного» с точки зрения существующих законов и положений использования эфира радиопередатчиками, принадлежащими различным организациям и физическим лицам. Существует достаточно большое число как отдельных изделий, так и целых комплексов, разработанных для служб радиоконтроля различных ведомств. Поэтому отметим только несколько средств, созданных в настоящее время в интересах решения этой группы задач.

Комплекс программ **Регламент-II** разработан в качестве универсального программного обеспечения поста радиоконтроля. В его состав входят:

- интегрированный пакет выполнения измерений и решения задач радио- и радиотехнического контроля;
- специальный пакет для измерений и обработки данных о занятости спектра и интенсивности работы радиосредств;
- интегрированная база данных результатов радиоконтроля, взаимодействующая с частотными назначениями;
- специальный пакет для получения и обработки данных слухового контроля.

На рис. 6.2.6 приведена функциональная схема работы комплекса программ Регламент-II на пункте радиоконтроля в интересах Госсвязьнадзора.

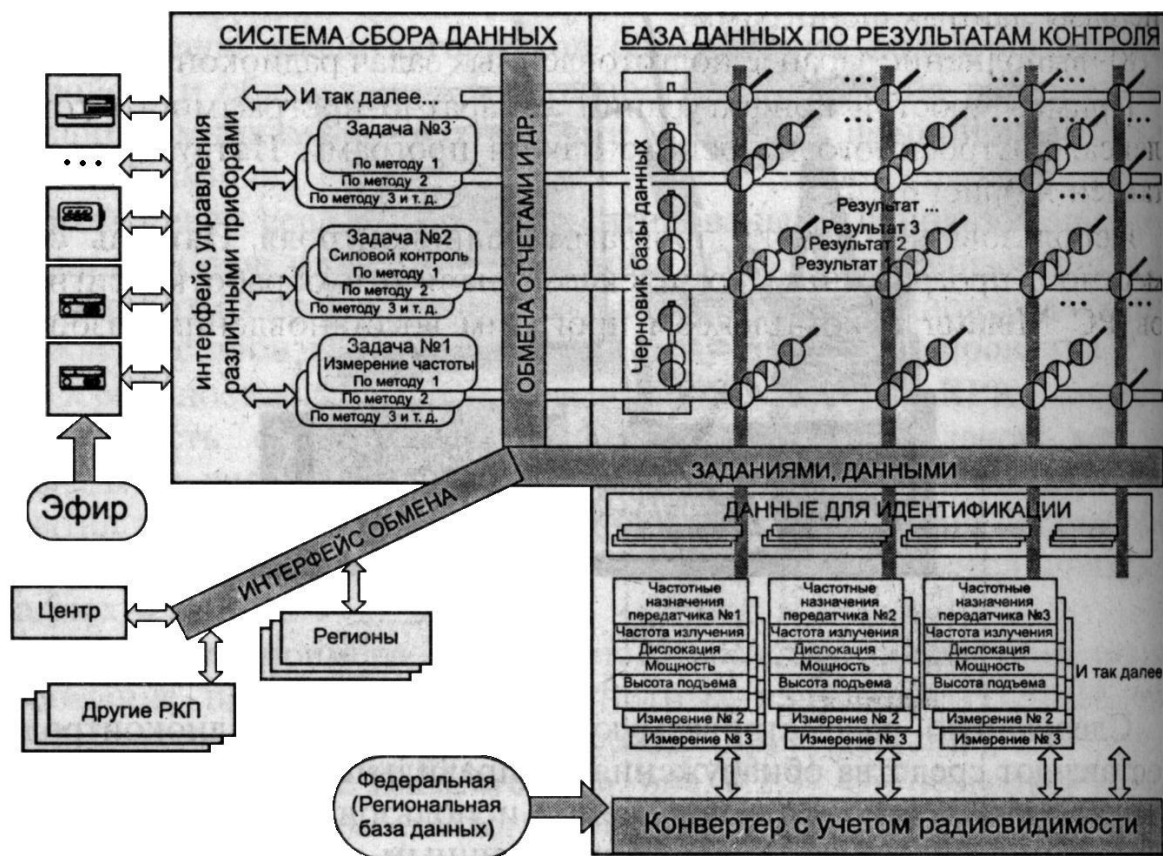


Рис. 6.2.6

Пакет программ **Патруль** разработан как управляющая программная среда для комплексов радиоконтроля различного назначения. Путем использования широкой библиотеки программных драйверов аппаратуры различных производителей в этом пакете удалось реализовать единый интерфейс пользователя для разнородной аппаратуры радиоконтроля (сканирующих и измерительных приемников, анализаторов спектра, индикаторов поля, пеленгаторов и т. д.). Пакет обеспечивает выполнение следующих функций как в автоматизированном режиме, так и в режиме диалога с оператором:

- 1) обнаружение сигналов;
- 2) измерение для обнаруженных сигналов центральной частоты, уровня, ширины спектра, отношения сигнал/шум;
- 3) идентификацию обнаруженных сигналов;
- 4) определение отклонений параметров излучения известных источников от установленных норм;
- 5) ведение различных баз данных результатов контроля;
- 6) статистическую обработку результатов контроля;
- 7) анализ и регистрацию низкочастотного сигнала и ведение базы данных фонограмм;
- 8) выполнение заранее подготовленных задач радиоконтроля.

Пример простой конфигурации аппаратно-программного комплекса, построенного на основе пакета программ **Патруль**, представлен на рис. 6.2.7.

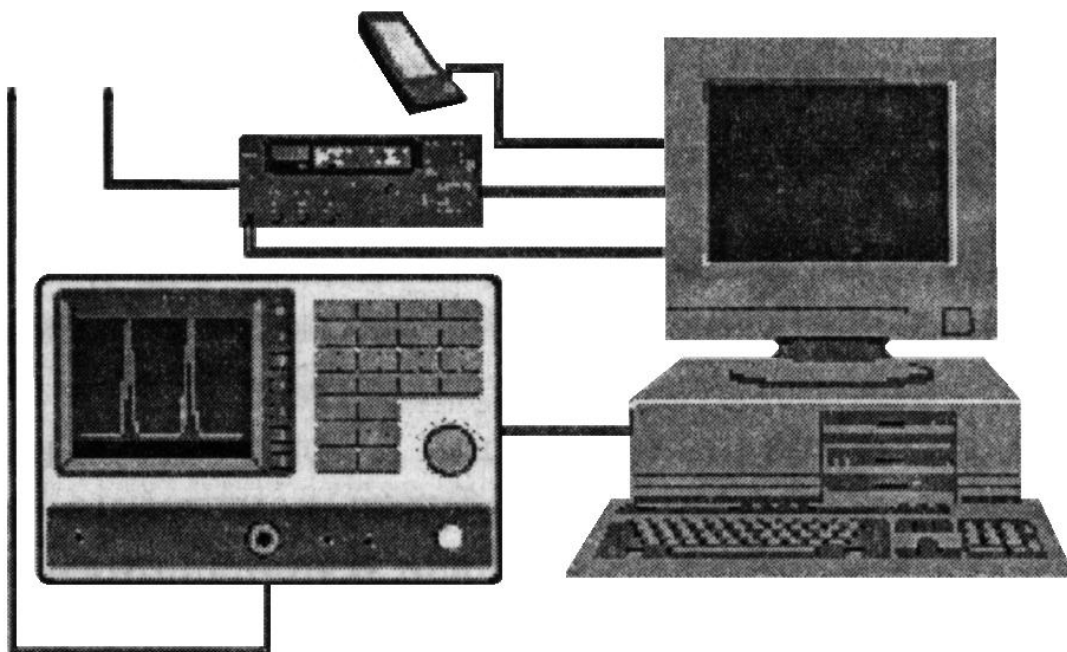


Рис. 6.2.7

Использование пакета программ радиоконтроля **Патруль** совместно с программным комплексом анализа и обработки сигналов **PC_Monitor** и комплексом программ восстановления разборчивости речи **Win-Аудио**, рассмотренными в предыдущих разделах, позволяет создать полнофункциональное рабочее место оператора радиоконтроля. Добавление в состав оборудования АПК электронного компаса, системы глобального позиционирования GPS и радиотелефонной (например, на основе одной из систем транкинговой или сотовой связи) или модемной связи дает возможность создания на базе пакета **Патруль** стационарных и мобильных сетей радиоконтроля.

Аппаратно-программный комплекс **Контур** предназначен для проведения автоматических измерений напряженности электромагнитного поля (ЭМП) с привязкой полученных результатов измерений к географическим координатам. Принцип работы комплекса заключается в последовательной перестройке входящего в его состав анализатора спектра по заданному списку частот и измерении уровня сигнала на каждой частоте.

Данные о местоположении комплекса могут быть получены от GPS-приемника или заданы непосредственно оператором. При использовании геоинформационной системы MapInfo, цифровых карт местности и GPS-приемника маршрут движения комплекса и его текущее местоположение отображаются на цифровой карте в реальном масштабе времени. Результаты измерений сохраняются в базах данных и могут быть использованы для последующей обработки. Пример представления информации о напряженности ЭМП на экране компьютера показан на рис. 6.2.8. Выделенные на рисунке интенсивными цветами участки местности обладают более высокими уровнями ЭМП.



Рис. 6.2.8

Применение АПК **Контур** целесообразно для измерения зон радиодоступности передатчиков, определения их местоположения, анализа электромагнитной обстановки (в том числе на соответствие санитарным нормам), уточнения диаграмм направленности передающих антенн и др.

Завершая приведенный обзор различных аппаратно-программных комплексов радиоконтроля, можно сделать следующие выводы.

1. Список задач радиоконтроля, а следовательно, и технических средств для их решения, будет неуклонно расширяться вслед за развитием техники радиосвязи и появлением новых видов радиоизлучений.

2. На основе последних технических достижений различными организациями в России и за рубежом создается все более совершенная аппаратура с широкими возможностями автоматизированного решения всех отмеченных выше задач радиоконтроля.

3. Повышение вычислительной мощности персональных компьютеров позволило строить на их базе различные по назначению комплексы обработки радиосигналов, при этом в качестве функциональных средств обработки в настоящее время все чаще используются специализированные комплекты программного обеспечения.

6.3. Особенности проектирования программного обеспечения для комплексов компьютерной обработки радиосигналов

Наиболее трудоемким этапом в процессе создания систем цифровой обработки сигналов была и остается разработка программного обеспечения. Помимо проектирования и отладки прикладных программ, реализующих целевые алгоритмы обработки сигналов, больших усилий требуют программы управления и обмена с источниками обрабатываемых сигналов. Причем замена внешних устройств, например радиоприемников, часто влечет необходимость модификации соответствующих прикладных программ.

Дополнительные трудности обусловлены многозадачной природой подобных систем. Даже в самом простом случае, когда система состоит из обычного персонального компьютера и установленного на нем комплекта программ ЦОС, рассматриваемого далее, в ней одновременно функционирует и взаимодействует целый ряд процессов, выполняющих разные задачи. Поведение этих процессов должно быть синхронизировано. Необходимо определить порядок взаимодействия программ блока ЦОС, которые должны

извещать друг друга о выполнении «заказанной» работы, например приеме сигналов с заданными параметрами, и обмениваться результатами обработки. Важное требование, определяющее способ подобного взаимодействия, состоит в том, что оно не должно мешать продолжающемуся решению «целевой» задачи. Реализация такого взаимодействия параллельно выполняющихся процессов нередко требует программирования на самом низком уровне с учетом особенностей аппаратных интерфейсов и выбранной операционной системы. В то же время при модернизации базовых элементов аппаратной платформы, например, при использовании более производительного процессора, переработка прикладных программ ЦОС не требуется.

Часто решение перечисленных проблем основано на применении специально разработанного системного программного обеспечения — управляющей среды цифровой обработки сигналов, назначение которой состоит, главным образом, в следующем:

- обеспечении интерфейса между комплектом СПО и оператором;
- предоставлении прикладным программам ЦОС, выполняющим разные задачи, унифицированных средств организации взаимодействия друг с другом;
- максимальной унификации интерфейсов с аппаратными источниками сигналов и другими внешними устройствами.

Управляющая среда не подменяет собой базовую операционную систему, она опирается на нее. Отношения между прикладными программами, управляющей средой, операционной системой и аппаратной платформой строятся по принципу «матрешки» (рис. 6.3.1). Прикладная программа функционирует в операционной среде, то есть использует предоставляемый ей интерфейс прикладных программ (API). Управляющая среда, в свою очередь, использует API базовой операционной системы, которая изолирует среду от особенностей аппаратной платформы (компьютера). Заметим, что прикладная программа может при необходимости непосредственно пользоваться услугами базовой операционной системы, если соответствующий сервис не предоставляется управляющей средой.

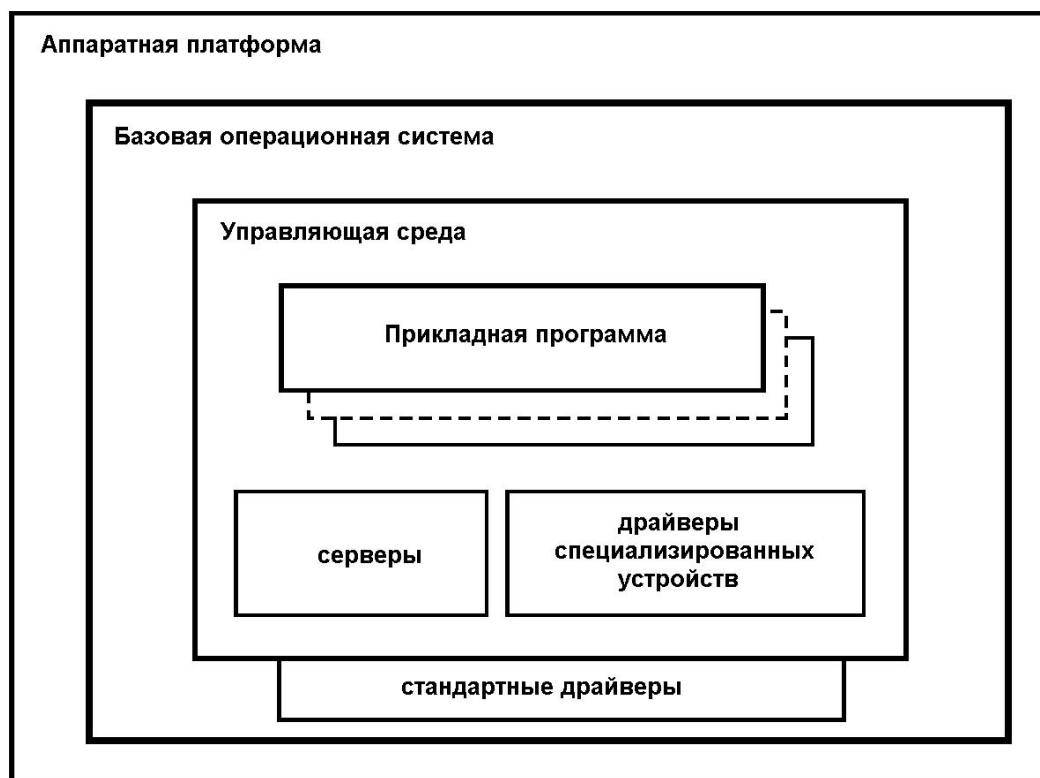


Рис. 6.3.1

На персональном компьютере могут быть установлены разные базовые операционные системы: MSDOS, Windows 95, Windows 98, Windows NT, Unix и так далее. Управляющая среда ЦОС функционирует в той или иной базовой ОС и предоставляет прикладной программе стандартный программный интерфейс для взаимодействия с другими программами многозадачной прикладной системы, а также интерфейс со специализированными внешними устройствами. При изменении конфигурации аппаратных средств системы, смены типов специализированных внешних устройств и даже смены аппаратно-программной платформы в этом случае переработки прикладных программ не требуется вообще или объем модификаций минимален. Соответствующие изменения доработки вносятся в управляющую среду, а не в прикладные программы.

Очевидны преимущества такого подхода при разработке новых систем. Программное обеспечение, реализующее прикладные алгоритмы обработки сигналов, легко адаптируется к новым аппаратным средствам, новые системы реализуются с максимальным использованием ранее созданных прикладных программ. Кроме того, этот подход упрощает и удешевляет модернизацию прикладных систем, позволяя заменять отдельные морально устаревшие устройства новыми без вывода всей системы из эксплуатации.

Рассмотрим модель абстрактного комплекта СПО обработки радиосигналов. Под словом «абстрактный» понимается некоторая отвлеченность от прикладной специфики. В предлагаемой модели основной акцент делается на системные механизмы функционирования комплекта и его составных частей. Необходимо отметить, что при более детальном проектировании неизбежно будет происходить уточнение элементов СПО такого комплекта.

Многофункциональность программного обеспечения с точки зрения режимов работы его составных элементов обуславливает целесообразность построения СПО по блочно-модульному принципу, в соответствии с которым СПО содержит отдельные функциональные модули обработки сигналов и управляющую среду (программу) для обеспечения интерфейса между ними и оператором.

В общем случае комплект СПО обработки радиосигналов может иметь структуру, приведенную на рис. 6.3.2.



Рис. 6.3.2

Рассмотрим подробнее назначение каждого функционального модуля, входящего в состав СПО.

Необходимость разработки модуля управления радиоприемником вызвана как общим требованием автоматизации процесса обработки радиосигналов, так и необходимостью подстройки в ряде случаев параметров приемника (частоты, полос селекции, усиления и т.д.) под обрабатываемый сигнал. Данный модуль предназначен для управления частотой настройки и режимами работы используемого в комплексе радиоприемного устройства. Он должен обеспечить выполнение следующих основных функций:

- установки частоты настройки;
- подстройки частоты;
- плавной перестройки частоты по диапазону частот;
- перестройки частоты по списку частот;
- ведения базы данных списков частот;
- установки параметров настройки радиоприемника (типа детектора, значения аттенюатора и др.);
- управления параметрами сканирования (скоростью перестройки, полосами обзора, режимами обнаружения и т. д.) и отображения его результатов.

Как правило, пользовательский интерфейс этого модуля должен осуществлять управление, имитирующее традиционное управление радиоприемником с его клавиатуры.

Модули анализа предназначены для определения спектральных, фазовых, частотных, амплитудных и временных параметров аналоговых НЧ-сигналов в реальном масштабе времени в автоматическом режиме и в режиме диалога с оператором с целью определения вида и параметров их модуляции. Они будут обеспечивать выполнение следующих основных функций:

- отображения требуемых характеристик сигнала (осциллограммы, спектра, фазовой диаграммы и др.) в различных режимах отображения;
- оценки несущей частоты, числа позиций и разнеса частот для ЧМ-сигналов;
- оценки несущей частоты и числа позиций для ФМ-сигналов;
- оценки скорости манипуляции;
- оценки структурно-временных параметров демодулируемого потока.

Модули демодуляции и декодирования предназначены для демодуляции требуемых видов АМ-, ЧМ- и ФМ-сигналов и получения текстов переданных сообщений. Кроме того, они должны обеспечивать:

- визуальный анализ в реальном масштабе времени результатов демодуляции двух- и многопозиционных сигналов с целью оценки методов их двоичного сигналообразования;
- регистрацию демодулированного сигнала в битовом, текстовом виде или в номерах позиций для многопозиционных сигналов в файл на жестком магнитном диске ПЭВМ;
- формирование дополнительного файла с информацией о технических параметрах сигнала, времени начала и окончания его обработки.

Модуль ведения базы данных результатов поиска и технического анализа сигналов должен обеспечивать выполнение следующих основных функций:

- поиска и обработки записей в базе данных (БД);
- создания новых записей в БД;
- удаления записей из БД.

Каждая запись в БД может содержать следующие информационные поля:

- номинал несущей частоты сигнала в кГц;
- дополнение несущей частоты в Гц;
- тип модуляции радиосигнала;
- число позиций модуляционного параметра;
- разнос частот в Гц, фазовый угол в градусах или значения амплитуды (наличие данного поля необходимо для записи информации о параметрах модуляции сигналов с разными видами модуляций);
- скорость манипуляции в Бодах;
- тип демодулированного сигнала;
- источник радиосигнала;
- поле дополнительной информации.

Все информационные поля, может быть, за исключением последнего, являются ключевыми, т. е. могут использоваться как параметры, по значениям которых можно осуществлять поиск и обработку информации в БД.

Модуль регистрации аналоговых сигналов должен обеспечивать ввод НЧ-сигналов через АЦП (саундблaster) и запись их на жесткий диск ПЭВМ с целью проведения процедур детального технического анализа и обработки записей в отложенном режиме.

В целом состав приведенного на рис. 6.3.2 комплекта СПО позволяет решать основные задачи, возникающие при приеме сигналов систем наземной радиосвязи КВ- и УКВ-диапазонов, т. е. управлять радиоприемником, проводить операции технического анализа модуляционных параметров в ручном и автоматическом режимах,

демодулировать требуемые виды сигналов, получать тексты переданных сообщений, вести базу данных по техническим параметрам сигналов и радиостанциям.

Рассмотрим требования к интерфейсу пользователя при создании СПО обработки сигналов систем связи.

Разработка отдельных компонентов СПО, отличающихся по своему функциональному назначению, но предназначенных для функционирования в рамках единого аппаратно-программного комплекса, требует стандартизированного оформления всех элементов создаваемого программного обеспечения, связанных с вводом команд управления от пользователя и предоставления ему требуемой информации. Единый набор элементов пользовательского интерфейса для СПО всех разрабатываемых средств позволит достичь сходности всех программ по внешнему представлению, что в свою очередь даст возможность упростить процесс обучения операторов.

Выбор в качестве операционной системы для создаваемых АК одного из вариантов 32-разрядной операционной системы Windows, а в качестве инструментального средства разработки СПО для них — одного из средств разработки приложений типа Delphi, CBuilder или Visual-C, т. е. средства, поддерживающего принятые для Windows стандарты пользовательского интерфейса, позволит обеспечить единообразный интерфейс пользователя во всех разрабатываемых приложениях.

Тем не менее помимо соответствия пользовательским стандартам Windows — наличия многооконных режимов ввода/вывода данных, стандартных меню и пиктограмм — интерфейсная часть создаваемого СПО должна отвечать специальным требованиям, обусловленным как общим предназначением аппаратно-программных средств обработки радиосигналов, так и спецификой работы конкретных изделий.

Общими для СПО являются следующие требования:

- автоматическая адаптация интерфейсной части приложений (окон, полей ввода/вывода информации, различных графиков и т. д.) к установленному разрешению экрана ПЭВМ;
- возможность ввода данных, имеющих ограниченное число значений, как путем выбора требуемого значения из списка, так и путем непосредственного задания;
- возможность при последовательном вводе ряда значений последовательного возвращения, при необходимости, на предыдущие этапы задания значений;
- способность сохранения и повторного вызова ряда стандартных наборов данных;
- возможность автоматического сохранения последнего введенного набора данных;
- автоматическая проверка корректности вводимых данных и предупреждение оператора в случае недопустимого значения введенного им параметра;
- наличие электронно-справочной системы оперативной помощи оператору;
- возможность подбора цветов для всех элементов графического вывода информации (цвета графиков, курсоров, маркеров и т. п.).

Дополнительными требованиями к интерфейсной части комплекта СПО средств анализа сигналов являются:

- обязательное представление в виде соответствующих графиков различных анализируемых параметров сигнала: его мгновенных значений, спектра, амплитуды, частоты, фазы, выделенного после детектора видеосигнала, выделенной после демодуляции бинарной последовательности и т. д.;
- использование управляемых манипулятором типа «мышь» курсоров для оценки в режиме диалога с оператором на соответствующих графиках требуемых параметров, например: уровней сигнала и его спектральных составляющих,

ширины спектра, значений частот, длительностей элементов сигнала, емкости строки и блока бинарных данных и др.;

- возможность одновременного графического представления ряда параметров сигнала: осциллограммы и спектра, спектра и частотной линии, спектра и фазовой линии и т. п.

Интерфейсная часть СПО средств обработки должна обеспечивать:

- ручной и полуавтоматический (на основании ранее введенных оператором параметров сигнала) способ настройки демодулятора и декодера, в том числе возможность выбора метода детектирования, задания полос пропускания и частот настройки фильтров демодулятора, количества телеграфных посылок в строке отображаемого в процессе демодуляции битового потока, выделяемого из сигнала, и т. д.;
- возможность полного управления настройкой демодулятора и декодера в процессе обработки сигнала: приостановкой и продолжением процесса, изменением значений модуляционных параметров и параметров декодирования, способом представления выделяемой информации (бинарный или символьный вид, вывод на экран и (или) в файл и т. п.);
- отображение структурно-статистических параметров обработки: времени начала и окончания передачи сообщений, их объема, уровня сигнала, динамики задействия рабочих частот и др.

Таким образом, выполнение всех поставленных требований к интерфейсу пользователя при разработке СПО позволит создать программное обеспечение, унифицированное как по внешнему представлению и логике работы с ним, так и обеспечивающее необходимый пользователю сервис при управлении работой СПО обработки связанных сигналов.

Рассмотренный выше вариант построения комплекта программ ЦОС полностью соответствует требованиям к обработке сигналов наземных систем радиосвязи, выдвинутым в разделе 1.3. В качестве более конкретного примера системы ЦОС рассмотрим аппаратно-программный комплекс обработки сигналов какой-либо системы подвижной связи (пейджинговой, транковой и т. д.). Считаем, что аппаратная часть комплекса базируется на одном компьютере и дополнена одним или несколькими радиоприемными и антенными устройствами, все функциональные возможности комплекса реализуются соответствующим образом подготовленным комплектом СПО обработки сигналов. Возможными целевыми задачами такого комплекса могут являться: тестирование технических параметров функционирования системы связи, определение электромагнитной доступности определенной базовой станции, контроль передаваемых сообщений и др. Как правило, решение указанных задач основывается на результатах обработки (демодуляции и декодирования) сигнала базовой станции. Все технические параметры системы связи, необходимые для функционирования комплекса обработки (радиочастота(ы), вид и параметры модуляции, форматы сообщений и т. д.), полагаются априорно известными.

В общем случае сигнал базовой станции содержит информацию, реализующую принятые в системе протоколы передачи сообщений, установления и разъединения соединений и др. Выделение этой информации предполагает выполнение следующих процедур: настройка радиоприемника на радиочастоту базовой станции, демодуляция сигнала, декодирование полученного битового потока, получение текстов управляющих команд или передаваемых сообщений.

Рассмотрим вопросы реализации этих процедур подробнее.

В зависимости от технических особенностей заданной системы связи в качестве радиоприемного устройства можно использовать как специализированный под данную

систему связи приемник, обладающий интерфейсом с ПЭВМ, так и, во многих случаях, например для стандартов POCSAG, MPT-1327, NMT-450 и др., универсальный широкополосный приемник одного из рассмотренных в разделе 6.1 типов.

Обработка сигнала после установки радиоприемника в режим приема требуемого вида модуляции и настройки его на необходимую частоту заключается, как правило, в следующей последовательности шагов.

1 этап. Ввод аналогового сигнала с выхода радиоприемника в компьютер.

На этом этапе работы часто требуется проконтролировать соответствие уровня поступающего сигнала динамическому диапазону устройства аудиозаписи, используемому в компьютере. Таким образом, при разработке комплекта программ ЦОС в соответствующем меню следует предусмотреть возможность вызова команды, позволяющей анализировать уровень сигнала. Например, такая команда может называться «Осциллограмма». Пример отображения на экране компьютера осциллограммы сигнала канала управления, используемого в стандарте MPT-1327 и поступающего с выхода установленного в режим детектирования узкополосного ЧМ-сигнала обычного сканирующего радиоприемника, изображен ниже на рис. 6.3.3. Здесь и далее иллюстрации различных режимов обработки получены путем использования комплекта программ **PC_Monitor**, рассмотренного в разделе 6.1.

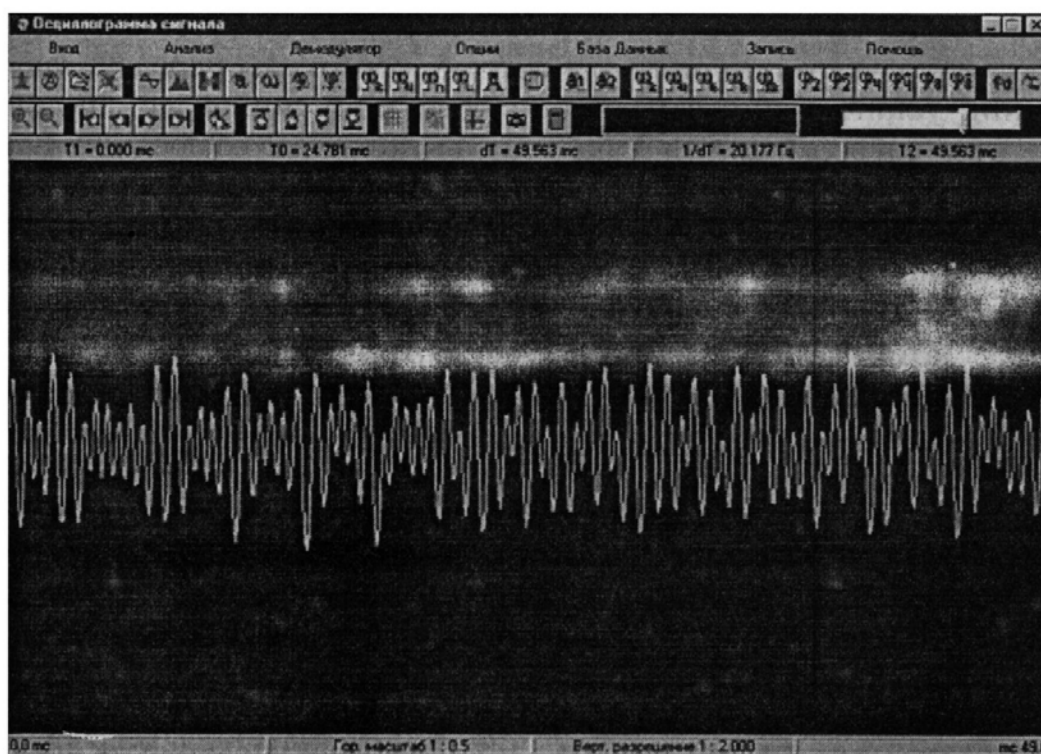


Рис. 6.3.3

В случае, когда размах амплитуды сигнала превышает динамический диапазон устройства аудиозаписи, ручкой усиления радиоприемника или средствами управления звуковой карты необходимо уменьшить уровень сигнала.

2 этап. Настройка программного демодулятора на поступающий сигнал и его демодуляция.

Может осуществляться разными способами. Так, при известных параметрах сигнала (центральной частоте, виде модуляции, скорости передачи) достаточно запустить процедуру обработки. Для проверки правильности настройки необходимо предусмотреть изображение на экране компьютера какого-либо признака или признаков, сигнализирующих о совпадении реальных модуляционных параметров сигнала с ожидаемыми значениями. Так, например, признаком правильной настройки демодулятора

на обрабатываемый восьмипозиционный ФМ-сигнал может служить устойчивое изображение фазовой диаграммы сигнала, возможный вид которой показан на рис. 6.3.4.

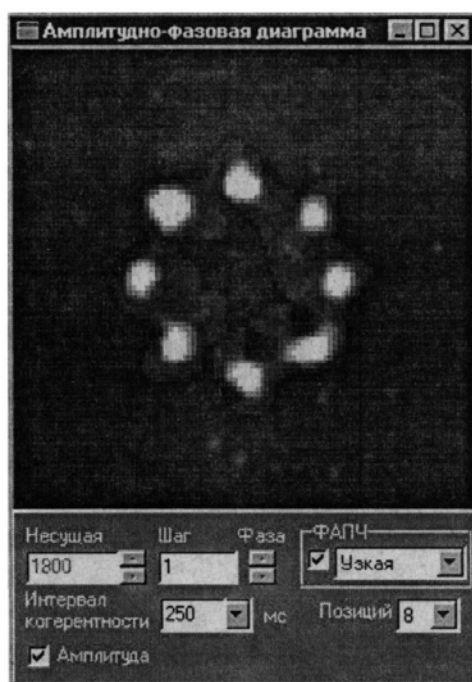


Рис. 6.3.4

Оценить верность настройки можно также по структуре цифрового потока, получаемого на выходе демодулятора в процессе обработки. При точно установленных параметрах обработки он должен иметь «регулярную» структуру, один из возможных вариантов которой в случае демодуляции сигнала канала управления, используемого в стандарте МРТ-1327, изображен на рис. 6.3.5.

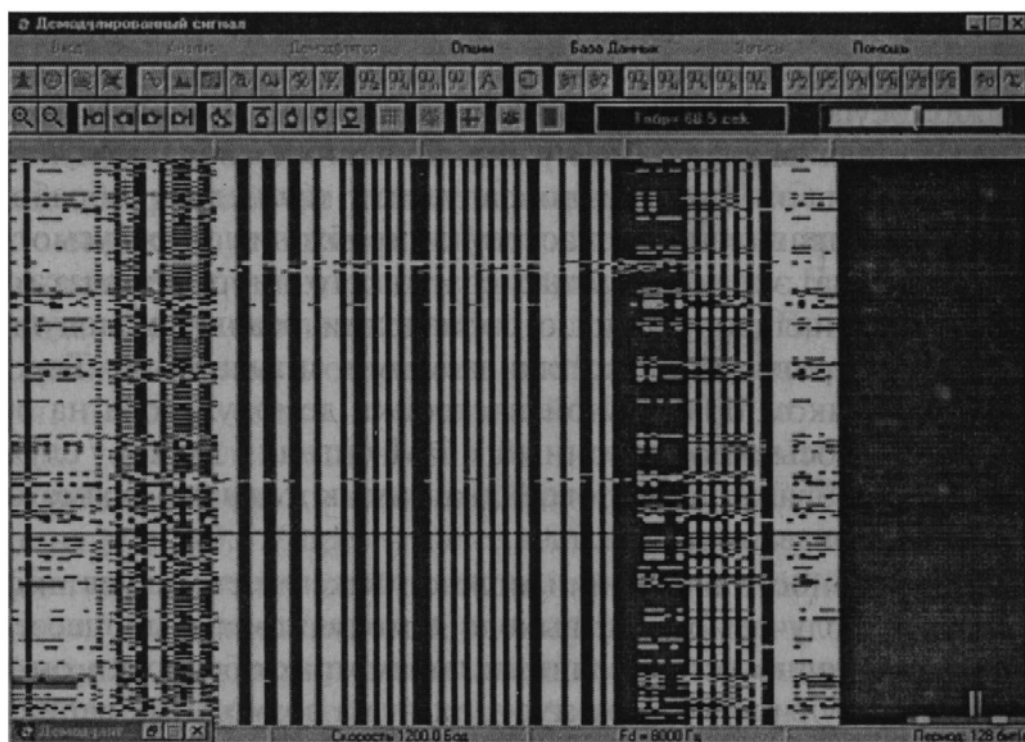


Рис. 6.3.5

Период вывода демодулированного сигнала, представленного на рис. 6.3.5, составляет 128 бит. Признаком правильной настройки демодулятора и правильно установленного периода является наличие в изображении потока «столбиков» одинаковой структуры. Отметим, что такой способ отображения правильности настройки позволяет одновременно анализировать и особенности построения получаемого на выходе демодулятора цифрового потока.

Случай, когда структура получаемого потока не совпадает с ожидаемой, с одной стороны, может свидетельствовать о наличии в правильно демодулируемом сигнале другого протокола. Так, например, сигналы каналов управления стандартов MPT-1327 и NMT-450 имеют одинаковые модуляционные параметры, но разные форматы цифровых данных. Для таких случаев в составе комплекта СПО необходимо предусмотреть наличие каких-либо средств анализа цифровых потоков. Простейшим из них может быть анализ периода потока, например, путем расчета автокорреляционной функции (АКФ). Пример окна с результатом расчета АКФ демодулированного сигнала канала управления стандарта NMT-450 показан на рис. 6.3.6.



Рис. 6.3.6

С другой стороны, «неправильная» структура демодулированного потока может быть следствием неправильно оцененных модуляционных параметров сигнала. В этом случае требуется выполнение каких-либо процедур анализа этих параметров. Пример представления результатов автоматического измерения скорости манипуляции показан на рис. 6.3.7.

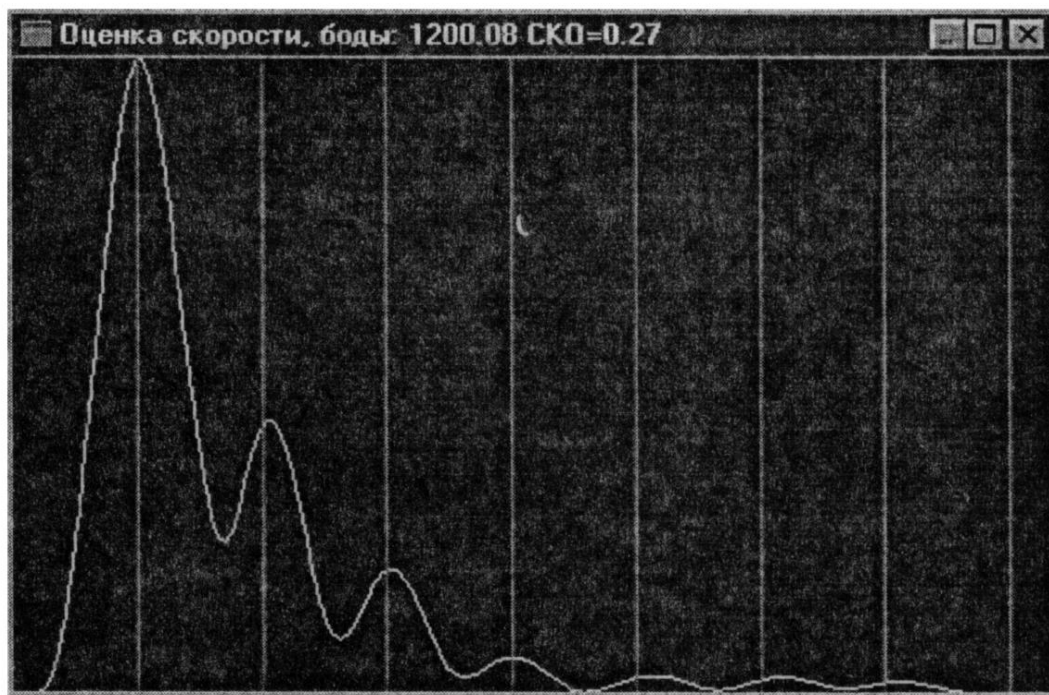


Рис. 6.3.7

3 этап. Декодирование цифрового потока.

В общем случае этот этап включает операции цикловой синхронизации, помехоустойчивого и первичного декодирования и выделения информативных сообщений. Конкретные типы выделяемых сообщений и дальнейшие действия комплекса после их приема будут зависеть от решаемой целевой задачи. В качестве примера возможных сообщений на рис. 6.3.8 показаны формализованные в соответствии со стандартом MPT-1327 тексты команд, проходящих в канале управления.

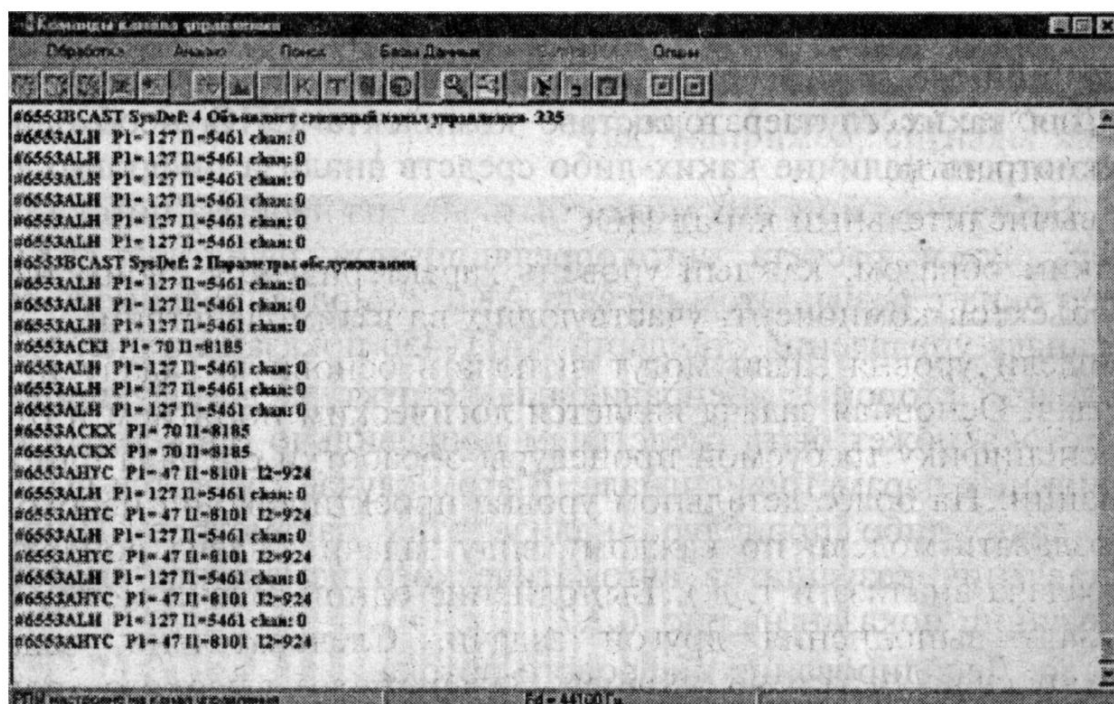


Рис. 6.3.8

Необходимо подчеркнуть, что рассмотренные этапы обработки сигналов систем подвижной связи являются достаточно общими. Иными словами, конкретные системы связи и специфика решаемых задач будут требовать своих комплектов аппаратных и программных средств и своего порядка их взаимодействия. Другая особенность реализации конкретных комплексов обработки радиосигналов заключается в выборе стратегии их поведения: одно- или многофункциональный режим работы. При создании сложных многофункциональных комплексов порой трудно оценить сразу все многообразие технических, информационных и программных задач, возникающих в процессе их разработки. Часто используемым способом разрешения этой трудности является введение при проектировании достаточного количества абстракций. Задачей руководителя разработки СПО на стадии проектирования комплекса можно считать построение множества моделей, каждая из которых со своей точки зрения раскрывает проектируемую систему ЦОС.

Базовыми требованиями к моделям являются полнота и непротиворечивость. Чем больше модель насыщена деталями, тем с большей уверенностью можно говорить о ее полноте. При проектировании моделей необходимо последовательно выделять ряд нисходящих уровней. Так, модель аппаратных ресурсов может включать следующие иерархические уровни:

- комплекс;
- рабочее место оператора;
- компьютер;
- вычислительный канал ЦОС.

Таким образом, каждый уровень характеризуется своим набором объектов-компонент, участвующих во взаимодействии.

Модели уровня задач могут включать основную задачу и ряд подзадач. Основная задача является логическим понятием и отражает специфику требуемой процедуры обработки сигнала или информации. На более детальном уровне проектирования необходимо создавать модели по каждому виду задачи (задача обнаружения, задача анализа и т. д.). Выполнение одной задачи может потребовать выполнения другой задачи. Следовательно, задачи образуют свою иерархию уровней. Задача более высокого уровня может вызвать подзадачу более низкого уровня. Какие-то компоненты задачи могут выполняться на разных компьютерах и рабочих местах. Кроме того, модели решаемых задач могут содержать информацию об ее принадлежности определенному классу, приоритете, расписании пользования (времени запуска и окончания), задействованных для решения ресурсах (вычислительных каналах, подзадачах и т. д.), степени автоматизации (некоторые задачи могут функционировать в автоматическом режиме) и др.

Основной результат от использования моделей заключается в возможности поэтапного «плавного» перехода от детализированных моделей к проектированию алгоритмов обработки и взаимодействия и далее к программированию. Успешность этого перехода зависит, с одной стороны, от качества моделей, а с другой стороны, от опыта разработчиков, технологии проектирования программ и инструмента разработки.

Таким образом, приведенные в данном разделе материалы показывают базовые принципы разработки комплекта программ ЦОС систем радиосвязи. Для большинства таких комплектов, независимо от специфики решаемых задач и технических особенностей интересующих систем связи, характерны модульность, иерархичность, многозадачность, реальный масштаб времени работы и необходимость организации взаимодействия с различными внешними радиотехническими и вычислительными устройствами. Вместе с тем, несмотря на сложности разработки и функционирования комплексов ЦОС систем связи, во многих практически важных случаях их реализация оказывается возможной на обычном компьютере, включающем «грамотно» разработанный комплект СПО ЦОС. Подтверждением этому может служить рассмотренный выше пример обработки сигналов систем подвижной радиосвязи.

Заключение

Рассмотренные в книге задачи обработки сигналов, используемых в различных системах радиосвязи, часто встают перед разработчиками средств радиоприема или мониторинга. Предложенные способы их решения ориентированы на программную реализацию, причем в качестве вычислительного устройства предлагается использовать обычный персональный компьютер, а в качестве устройства ввода сигнала — звуковую карту. Такой подход к практической реализации методов обработки позволяет сократить сроки создания, а также значительно удешевить стоимость разработки и последующей модернизации подобных аппаратно-программных комплексов ЦОС систем связи. В целом приведенные материалы теоретических и экспериментальных исследований позволяют сделать вывод, что одним из наиболее действенных путей повышения эффективности обработки сигналов, проходящих в каналах систем наземной радиосвязи, является автоматизация процессов определения технических параметров сигнала и настройки обрабатывающей аппаратуры.

Основное внимание в материалах было уделено методам обработки радиосигналов в условиях априорной неопределенности относительно их модуляционных параметров и воздействия различных помех каналов связи. При разработке данных методов учитывалось желание обеспечить их независимость от типа используемого в тракте радиоприемного или каналовывделяющего устройства.

Для случая обнаружения сигналов с постоянной огибающей рассмотренный метод контроля энергетического присутствия сигнала основан на статистической обработке оценок квадрата огибающей принимаемой смеси сигнала и помех и сравнении полученных результатов с их ожидаемыми значениями при наличии или отсутствии сигнала. При этом отличием предложенного метода от известных является меньшая вычислительная сложность при работе в условиях низкого и нестационарного отношения сигнал/шум.

Преодоление априорной неопределенности относительно вида модуляции и значений модуляционных параметров сигналов, поступающих на вход системы обработки, предполагает выделение совокупности признаков, характеризующих требуемые виды модуляции и их параметры, из принимаемой смеси сигнала и помех и обработку признаков с целью принятия решения о модуляционных параметрах анализируемого сигнала. Для ФМ- и ЧМ-сигналов вся значимая для настройки демодулятора информация о сигнале содержится в их фазовых и частотных параметрах. Показано, что значения модуляционных параметров необходимо извлекать из суммарных М-модальных распределений мгновенной частоты и разности фаз сигнала, где значение М определяется видом модуляции. Структурно распределения фазовых или частотных параметров формируются М частными нормальными распределениями с одинаковой дисперсией и разными средними. Восстановление неизвестных законов распределения значений разности фаз и частоты анализируемого сигнала осуществляется на основе гистограммного метода.

При разработке процедуры оценки скорости манипуляции предложены способы компенсации характерных искажений демодулированного видеосигнала, таких как дробления и краевые искажения, на основе соответственно метода медианной фильтрации и метода взаимной компенсации временных преобладаний посылок путем суммирования и усреднения их длительностей. Предложенная процедура определения скорости манипуляции основана на восстановлении L-модального со значениями мод в точках t_0 , $2t_0$, $3t_0$, $4t_0$ и т. д. закона распределения длительностей видеосигнала между моментами смены полярности и его статистического анализа с целью получения оценки длительности элементарной посылки t_0 .

При анализе схем построения демодуляторов учитывалось требование приема широкого класса сигналов, используемых в современных системах радиосвязи. Это обусловило выбор демодулятора, построенного по схеме цифрового квадратурного приема, обеспечивающего возможность получения после квадратурной обработки оценки любого параметра принимаемого сигнала (амплитуды, фазы, частоты). Такое решение позволяет реализовать на базе одной структурной схемы демодулятора процедуры приема сигналов с различными видами и параметрами модуляции, осуществлять анализ модуляционной структуры и получать оценки энергетического присутствия сигнала и качества демодуляции. При этом возможность совместной эксплуатации такого демодулятора и различных типов радиоприемников обеспечивается путем ориентации демодулятора на обработку сигналов, поступающих с выхода звуковой частоты приемника.

При реализации демодулятора по методу квадратурного приема его основой является цифровой формирователь квадратурных составляющих. Априорная неопределенность значения центральной частоты сигнала и требование неискаженности в процессе обработки до детектора фазочастотных параметров сигналов обуславливают необходимость реализации формирователя в виде дискретного преобразования Гильберта. Проведенные исследования показали, что при реализации ДПГ путем аппроксимации интеграла преобразования Гильберта суммой, реализующей численное интегрирование по Симпсону, требуемое значение длины преобразования составляет не более 15...20 отсчетов.

С учетом обработки демодулятором сигналов двух основных видов модуляции — ЧМ и ФМ — в цифровом квадратурном детекторе необходима реализация процедур частотного и фазового детектирования. Рассмотренные алгоритмы частотного и фазового детектирования учитывают необходимость компенсации характерных колебаний уровня принимаемого радиосигнала путем нормировки на текущее значение его амплитуды.

Возможность получения дополнительного выигрыша в общей помехоустойчивости тракта приема предполагает формирование решающим устройством демодулятора оценки качества демодулируемого сигнала, т. е. вычисление надежности каждого принятого символа. В предложенном методе оценка надежности демодулированного символа основана на вычислении коэффициента правдоподобия, учитывающего разность измеренного и ожидаемого значений модуляционного параметра и оценки значений огибающей принимаемой смеси сигнала и шума и мощности шума. Вывод выражений для вычисления коэффициентов правдоподобия при приеме ЧМ- и ФМ-сигналов для выбранной схемы построения демодулятора был осуществлен на основе формирования отношений условных плотностей вероятности мгновенных значений модуляционного параметра по критерию максимального правдоподобия.

Таким образом, выбранная схема построения устройства обработки радиосигналов обеспечивает получение оценок всех параметров принимаемой смеси сигнала и помех, необходимых для реализации процедур энергетического обнаружения, вскрытия вида и параметров модуляции, демодуляции сигнала с оценкой качества. При этом, несмотря на различные цели проведения данных операций, реализация их основных вычислительных моментов обеспечивается единым комплексом вычислительных процедур на основе использования принципов квадратурной обработки на базе разработанной структурной схемы.

На основе приведенных теоретических результатов были определены принципы практической реализации устройств цифровой обработки сигналов, используемых в системах наземной радиосвязи. Показано, что для многих прикладных задач достаточно использовать управляющую ПЭВМ, включающую устройство ввода аналоговых сигналов типа звуковой карты и комплект СПО. Ключевую роль в таком комплексе играет специальное программное обеспечение, решающее основные функциональные задачи, возникающие при обработке сигналов систем радиосвязи.

В целом, затронутый в книге круг вопросов охватывает, главным образом, различные задачи ЦОС систем связи и методы их решения. Однако в работе далеко не исчерпаны даже наиболее важные задачи такой обработки. Укажем некоторые из них.

Не рассмотрены задачи поиска и обнаружения сигналов с заданными параметрами, не описаны методы обработки сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией и широкополосных сигналов, не рассмотрен обширный круг вопросов, связанных с анализом цифровых потоков и их помехоустойчивой обработкой и т. д.

В то же время освещение перечисленной тематики потребовало бы настолько расширить объем информации, помещаемой в книгу, что это вывело бы ее за разумные границы. Тем не менее, авторы надеются, что приведенные в книге материалы окажут помощь разработчикам в решении их практических задач, что, собственно, и являлось целью данной книги.

Список литературы

1. *Степанов А. В.* Пейджинг: новые возможности для абонентов. // Компьютер Пресс. 1999, № 2.
2. *Матвеев С. А., Степанов А. В.* Пейджинговая связь: стандарты, состояние, перспективы // Мобильные системы. — 2000, № 10.
3. *Тамаркин В. М.* и др. Транкинговые системы радиосвязи. - М: МЦНТИ, 1997.
4. *Шахов Р. А.* Транкинг как мощное средство оперативной мобильной связи. // Компьютер Пресс. 1999, № 10.
5. *Громаков Ю. А.* Стандарты и системы подвижной радиосвязи. - М.: МЦНТИ, 1996.
6. *Феер К.* Беспроводная цифровая связь. — М.: Радио и связь, 2000.
7. *Григорьев В. А.* Передача сигналов в зарубежных информационно-технических системах. — СПб: ВАС, 1998.
8. *Мак-Вильямс Ф. Дж., Слоэн Н. Дж.* Теория кодов, исправляющих ошибки. — М.: Связь, 1979.
9. *Финк Л. М.* Теория передачи дискретных сообщений. — М.: Сов. Радио, 1970.
10. *Прокис Дж.* Цифровая связь. — М.: Радио и связь, 2000.
11. *Игнатъев И. К.* Дискретизация и ее приложения. — М.: Связь, 1980.
12. *Бахтияров Г. Д.* и др. Аналого-цифровые преобразователи. — М.: Сов. Радио, 1980.
13. *Комарович В. Ф., Сосунов В.Н.* Случайные радиопомехи и надежность КВ-радиосвязи. — М.: Связь, 1977.
14. *Спилкер Дж.* Цифровая спутниковая связь. — М.: Связь, 1979.
15. *Сапожков М. А., Михайлов В. Г.* Вокодерная связь. — М.: Радио и связь, 1983.
16. *Буч Г.* Объектно-ориентированное проектирование с примерами применения. — М.: Конкорд, 1992.
17. *Йордан Э., Аргила К.* Структурные модели в объектно-ориентированном анализе и проектировании. — М.: Лори, 1999.
18. *Евсиков М. Ю.* Методы вычисления дискретных преобразований Фурье при распознавании многочастотных сигналов, передаваемых в цифровом виде. // Электросвязь. — 2000, №5.
19. *Нуссбаумер Г.* Быстрое преобразование Фурье и алгоритмы вычисления сверток. — М.: Радио и связь, 1985.
20. *Блейхут Р.* Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов. — М: Мир, 1989.
21. *Хэррис Ф. Дж.* Использование окон при гармоническом анализе методом Фурье. // ТИИЭР, —1981, т. 69, №11.
22. *Брейсуэлл Р. Н.* Быстрое преобразование Хартли. // ТИИЭР. -1984, т. 72, № 8.
23. *Макклеллан Дж. Х, Рейдер Ч. М.* Применение теории чисел в цифровой обработке сигналов. — М.: Радио и связь, 1983.

24. Залманзон Л. А. Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях. — М.: Наука, 1989.
25. Отнес Р., Эноксон Л. Прикладной анализ временных рядов. Основные методы. — М.: Мир, 1982.
26. Кувшинов, Леонтьев Алгоритмы цифровой амплитудной демодуляции. В сборнике ТУИС «Теория передачи информации по каналам связи». — Л.: ЛЭИС, 1983.
27. Тихонов В. И. Нелинейные преобразования случайных процессов. — М.: Радио и связь, 1986.
28. Рабинер Л., Голд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. — М.: Мир, 1978.
29. Мовшович А. М. Цифровая демодуляция ЧМ-сигнала. // Радиотехника. — 1987, № 1.
30. Гольденберг Л. М. и др. Цифровая обработка сигналов: Справочник. — М.: Радио и связь, 1985.
31. Гут Р. Э., Егоров В. В. Методы реализации дискретного преобразования Гильберта. // Радиотехника. — 1986, № 6.
32. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. — М.: Наука, 1973
33. Трифонов А. П., Шинаков Ю. С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне шумов. — М.: Радио и связь, 1986.
34. Фомин Я. А., Тарловский Г. Р. Статистическая теория распознавания образов. — М.: Радио и связь, 1986.
35. Дуда Р., Харт П. Распознавание образов и анализ сцен. - М.: Мир, 1976.
36. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. — М.: Радио и связь, 1983.
37. Фукунага К. Введение в статистическую теорию распознавания образов. — М.: Наука, 1979.
38. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга 1. — М.: Сов. Радио, 1974.
39. Френке Л. Теория сигналов. — М.: Сов. Радио, 1974.
40. Пуртов Л. А. и др. Элементы теории передачи дискретной информации. — М.: Связь, 1972.
41. Туров В. С. и др. Передача дискретной информации и телеграфия. — М.: Связь, 1974.
42. Быстрые алгоритмы в цифровой обработке изображений. — М.: Радио и связь, 1984.
43. Шувалов В. П. Прием сигналов с оценкой их качества. - М.: Связь, 1979.
44. Головин О. В. Декаметровая радиосвязь. — М.: Радио и связь, 1990.
45. Каппелини В., Константинодис А. Дж., Эмилиани П. Цифровые фильтры и их применение. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
46. Рекурсивные цифровые фильтры на микропроцессорах. — М.: Радио и связь, 1988.
47. Адаптивные фильтры. — М.: Мир, 1988.

48. *Фомин В. Н.* Рекуррентное оценивание и адаптивная фильтрация. — М.: Наука, — 1984.
49. *Балакришнан А. В.* Теория фильтрации Калмана. — М.: Мир, 1988.
50. *Степанов А. В., Матвеев С. А.* Восстановление разборчивости зашумленной речи. // Системы безопасности, связи и телекоммуникаций. — 1999, №29.
51. *Варакин Л. Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. — М.: Радио и связь, 1985.
52. *Кларк Дж. (мл), Кейн Дж.* Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. — М.: Радио и связь, 1987.
53. *Витерби А. Д., Омура Дж. К.* Принципы цифровой связи и кодирования. — М.: Радио и связь, 1982.
54. *Гинзбург В. В., Каяцкас А. А.* Теория синхронизации демодуляторов. — М.: Связь, 1974.
55. *Сосновский Н. С.* Некоторые вопросы построения демодуляторов радиотелеграфной связи с использованием методов цифровой обработки сигналов. // Техника средств связи. Сер. ТРС. - 1982, вып. 10.
56. *Кэн.* Отношение сигнал/помеха в полосовых ограничителях. // Зарубежная радиоэлектроника. — 1961, № 8.
57. *Болд Г.* Сравнение времени вычисления быстрых преобразований Хартли и Фурье. // ТИИЭР. — 1985, г. 73, № 12.
58. *Злотник Б. М.* Помехоустойчивые коды в системах связи. — М.: Радио и связь, 1989.
59. *Хворостенко Н. П.* Статистическая теория демодуляции дискретных сигналов. — М.: Связь, 1968.
60. *Блейхут Р.* Теория и практика кодов, контролирующих ошибки. — М.: Мир, 1986.
61. *Соколов В. В., Пелехатый М. И.* Теоретические основы построения систем передачи дискретной информации. — М.: Издательство МО СССР, 1979.
62. *Тихонов В. И.* Статистическая радиотехника. — М.: Радио и связь, 1982.
63. *Айвазян С. А. и др.* Прикладная статистика: Справочник. — М.: Финансы и статистика, 1983.
64. *Крамер Г.* Математические методы статистики. — М.: ИИЛ, 1948.
65. *Степанов А. В.* Новые модели компьютерных радиоприемников. // Системы безопасности, связи и телекоммуникаций. -2001, №39.
66. *Степанов А. В., Коноваленко А. И.* Сканирующие компьютерные радиоприемники: аппаратные средства и программное обеспечение. // Системы безопасности, связи и телекоммуникаций. - 2000, № 32.
67. *Степанов А. В.* Тенденции развития пейджинговой связи. // Мобильные системы. — 1999, № 10.
68. *Степанов А. В.* Радиоконтроль: задачи и средства. // Системы безопасности, связи и телекоммуникаций. — 2000, №31.
69. *Степанов А. В.* Специальные технические средства. Тематический каталог «Системы безопасности — 2000». — М.: Гротек, 2001.

Оглавление

Предисловие.....	1
Глава 1. Введение	
в обработку сигналов систем радиосвязи.....	4
1.1. Тенденции развития современных систем радиосвязи.....	4
1.2. Принципы функционирования систем цифровой радиосвязи.....	11
1.3. Особенности обработки сигналов систем радиосвязи и требования к средствам их обработки.....	17
Глава 2. Особенности цифровой	
обработки сигналов с использованием ПЭВМ.....	22
2.1. Цифровое представление аналоговых сигналов.....	22
2.2. Возможности ПЭВМ по обработке сигналов систем связи.....	28
2.3. Особенности выбора системного и инструментального программного обеспечения.....	34
Глава 3. Анализ сигналов систем связи.....	38
3.1. Спектральный анализ сигналов.....	38
3.2. Вычисление значений амплитуды, частоты и фазы сигнала.....	48
3.3. Методы автоматического определения вида и параметров модуляции сигналов.....	54
3.4. Определение скорости манипуляции сигналов.....	66
Глава 4. Помехоустойчивая обработка сигналов систем связи	72
4.1. Цифровая фильтрация сигналов.....	72
4.2. Адаптивная коррекция сигналов.....	79
4.3. Особенности помехоустойчивой обработки речевых сигналов.....	86
Глава 5. Демодуляция сигналов систем связи.....	92
5.1. Общие вопросы демодуляции сигналов.....	92
5.2. Квадратурная цифровая демодуляция сигналов.....	96
5.3. Методы оценки качества демодуляции и энергетического присутствия сигнала	102
Глава 6. Практическая реализация	
методов компьютерной обработки радиосигналов.....	109
6.1. Специализированные компьютерные устройства и программы обработки сигналов систем связи.....	109
6.2. Обзор аппаратно-программных комплексов обработки радиосигналов.....	119
6.3. Особенности проектирования программного обеспечения для комплексов компьютерной обработки радиосигналов.....	127
Заключение.....	139
Список литературы.....	142