

ИЗМЕРЕНИЯ В ТЕХНИКЕ СВЯЗИ

автоматика, телемеханика и связь
на железнодорожном транспорте



Учебник

ИЗМЕРЕНИЯ В ТЕХНИКЕ СВЯЗИ

Под редакцией М.А. Ракк

Допущено

*Федеральным агентством железнодорожного транспорта
в качестве учебника для студентов вузов
железнодорожного транспорта*

**Ростовский государственный
университет путей сообщения
БИБЛИОТЕКА**

Москва
2008

УДК 656.254:621.317

ББК 39.27

ИЗ7

Авторы: *М.А. Ракк* (гл. 2—4, 6, 7, 9), *Л.Я. Мельникова* (гл. 10; п. 4.6 и 4.7), *Г.П. Лабецкая* (гл. 1, 8 совместно с *М.А. Ракк*), *Х.Ш. Кульбикаян* (п. 3.3, 4.4)

Рецензенты: начальник контрольно-измерительной лаборатории ЦСС — филиала ОАО «РЖД» *А.И. Молодцов*; зав. кафедрой «Транспортная связь», д-р техн. наук, проф. *В.М. Алексеев*

ИЗ7 Измерения в технике связи: Учебник для вузов ж.-д. транспорта / *М.А. Ракк, Л.Я. Мельникова, Г.П. Лабецкая, Х.Ш. Кульбикаян*; Под ред. *М.А. Ракк*. — М.: ГОУ «Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте», 2008. — 566 с.

ISBN 5-89035-557-7

Рассмотрены вопросы теории и практики измерений в аналоговых и цифровых системах передачи проводной и радиосвязи. Дан краткий обзор основных принципов построения цифровых систем передачи. Описаны вопросы нормирования, основные принципы, методики и технические средства измерений, а также практика проведения измерений параметров передачи для аналоговых систем, сетей PDH и SDH, металлических и волоконно-оптических кабелей. Рассмотрены основы измерений во вторичных сетях связи.

Учебник предназначен для студентов вузов железнодорожного транспорта, обучающихся по специальностям «Автоматика, телемеханика и связь на ж.-д. транспорте» и «Радиотехнические системы на железнодорожном транспорте», а также может быть полезен специалистам по эксплуатации аналоговых и цифровых систем передачи и устройств радиосвязи на железнодорожном транспорте и других ведомств.

УДК 656.254:621.317

ББК 39.27

ISBN 5-89035-557-7

© Коллектив авторов, 2008

© ГОУ «Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте», 2008

© ООО «Издательский дом «Транспортная книга», 2008

ПРЕДИСЛОВИЕ

Качество выполняемых измерений во многом определяет работу устройств связи. Результаты измерений позволяют выявлять отклонения параметров аппаратуры проводной и радиосвязи от установленных норм и таким образом своевременно принимать меры для ее нормального функционирования.

Характерной тенденцией развития современных сетей связи является переход от аналоговых к цифровым системам передачи и коммутации. Цифровая техника идет по пути совершенствования элементной базы, использования новых носителей и новых технологий передачи информации. В технологии измерений и контроля современных средств связи все большую роль играют компьютерная техника и создаваемые на ее базе системы мониторинга и администрирования. Использование новой техники предполагает внедрение новых методик измерения параметров передачи и применения новых контрольно-измерительных приборов, постоянное совершенствование нормативной документации.

Такое бурное развитие техники связи требует от обслуживающего персонала постоянного обновления и совершенствования своих знаний.

В учебнике рассматриваются принципы построения измерительных приборов, основные методы электрических измерений параметров оборудования электро- и радиосвязи, а также частоты, фазовых параметров и спектров сигналов. Отдельный раздел посвящен вопросам измерений и контроля в системе технической эксплуатации и управления сетями связи.

Основные вопросы измерений и применения измерительной аппаратуры изложены с учетом того, что читатель знаком с принципом работы устройств связи.

Глава 1. СИСТЕМА МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

1.1. Цели, задачи и содержание метрологического обеспечения

Метрологическое обеспечение (МО) — неотъемлемая часть всех видов деятельности, где выполняются измерения. МО — это установление и применение научных и организационных основ, технических средств, правил и норм, необходимых для достижения единства и требуемой точности измерений.

Единство измерений — такое состояние измерений, при котором их результаты выражаются в узаконенных единицах и погрешности измерений известны с заданной вероятностью. При отсутствии единства измерений в стране невозможны ни общественное производство, ни, в частности, совместная работа территориально разобщенных предприятий связи по передаче информации с необходимым качеством.

Закон «Об обеспечении единства измерений» осуществляет регулирование отношений, связанных с обеспечением единства измерений в Российской Федерации, в соответствии с Конституцией РФ. Основные статьи Закона устанавливают: основные понятия, применяемые в Законе; организационную структуру государственного управления обеспечением единства измерений; нормативные документы по обеспечению единства измерений; единицы величин и государственные эталоны единиц величин; средства и методики измерений.

Государственное управление деятельностью по обеспечению единства измерений в Российской Федерации осуществляет Федеральное агентство по техническому регулированию и метрологии, подведомственное Министерству промышленности и энергетики Российской Федерации.

Закон определяет *Государственную метрологическую службу* и другие службы обеспечения единства измерений, метрологические службы государственных органов управления и юридических лиц, а также

виды и сферы распределения государственного метрологического контроля и надзора.

Назначение государственной системы обеспечения единства измерений (ГСИ) состоит в создании общегосударственных правовых, нормативных, организационных, технических и экономических условий для решения задач по обеспечению единства измерений и предоставлении всем субъектам деятельности возможности оценивать правильность выполнения измерений.

Основными задачами ГСИ являются:

- установление систем единиц и шкал измерений, допускаемых к измерению;
- установление основных понятий метрологии, унификация их терминов и определений;
- организация и проведение фундаментальных научных исследований с целью создания более совершенных и точных методов и средств воспроизведения единиц и шкал измерений, а также передачи их размеров;
- установление экономически рациональной системы государственных эталонов;
- установление общих метрологических требований к эталонам, средствам измерений, методикам выполнения измерений, методикам поверки и калибровки средств измерений, а также других требований, соблюдение которых является необходимым условием обеспечения единства измерений;
- осуществление государственного метрологического контроля: поверка средств измерений, испытания с целью утверждения типа средств измерений, лицензирование деятельности юридических и физических лиц по изготовлению и ремонту средств измерений;
- осуществление государственного метрологического надзора: за выпуском, состоянием и применением средств измерений; эталонами единиц величин; аттестованными методиками выполнения измерений; соблюдением метрологических правил и норм;
- аккредитация метрологических служб организаций и подразделений по различным видам метрологической деятельности;
- участие в работе международных метрологических организаций;
- организация подготовки и переподготовки кадров метрологов;
- информационное обеспечение по вопросам единства измерений.

Основная цель МО — получение объективных, достоверных и сопоставимых результатов измерений путем передачи размеров единиц величин от эталонов до средств измерений, обеспечения правильности и необходимой точности измерений.

Эффективность использования и экономия материальных ценностей и энергетических ресурсов, внедрение энергосберегающих технологий и экономичных средств связи также достигается на основе обоснованных норм точности и достоверных результатов измерений.

К основным задачам МО на предприятиях относятся:

- проведение анализа состояния измерений, разработка и осуществление мероприятий по совершенствованию МО на предприятии, участие в разработке и выполнении заданий, предусмотренных программами МО отрасли;
- установление рациональной номенклатуры измеряемых параметров и оптимальных норм точности измерений на предприятии и на этой основе проведение работ по созданию и внедрению современных методик выполнения измерений, испытаний и контроля, установлению рациональной номенклатуры применяемых средств измерения (СИ) и поверки;
- внедрение стандартов, регламентирующих нормы точности измерений, методик выполнения измерений и других положений МО разработки, производства, испытаний и эксплуатации продукции на предприятии и на закрепленных за ним видах деятельности;
- проведение метрологической экспертизы проектов нормативно-технической, конструкторской и технологической документации;
- поверка и метрологическая аттестация СИ, применяемых на предприятии и в организации, а также аттестация методик выполнения измерений;
- контроль за производством, состоянием, применением и ремонтом СИ, а также соблюдением метрологических правил, требований и норм на предприятии и в организации.

1.2. Назначение системы

Научная основа МО — метрология. *Метрология* — наука об измерениях, область знаний и вид деятельности, связанные с измерениями. Метрология изучает измерения, методы и средства обеспечения их единства, а также способы достижения необходимой точности

измерений. Принципы метрологии реализуются в деятельности по обеспечению требуемого качества измерений (единства, достоверности и точности).

Метрология включает три взаимосвязанных раздела: теоретический, законодательный и прикладной.

Теоретическая метрология занимается вопросами фундаментальных исследований. Создаются следующие теории: измерений, шкал измерений, эталонов и передачи шкал и размеров единиц, точности измерений.

Законодательная метрология объединяет юридические и технические вопросы по применению единиц физических величин, эталонов, методов и средств измерений, которые должны быть регламентированы со стороны государства с целью обеспечения единства измерений.

Прикладная метрология занимается исследованием и разработкой вопросов практического применения положений теоретической и законодательной метрологий.

1.3. Структура системы МО

Обеспечение единства измерений осуществляется следующими субъектами метрологии:

- Государственной метрологической службой России (ГМС);
- справочными метрологическими службами;
- метрологическими службами государственных органов управления;
- метрологическими службами юридических лиц (организаций).

Государственная метрологическая служба России (ГМС) представляет собой совокупность государственных метрологических органов. *Общее руководство* ГМС России осуществляет Федеральное агентство по техническому регулированию и метрологии, которое входит в систему федеральных органов исполнительной власти Российской Федерации и находится в ведении Министерства промышленности и энергетики Российской Федерации. В соответствии с Законом РФ «Об обеспечении единства измерений» ГМС включает:

- государственные научные метрологические центры;
- органы ГМС на территориях республик в составе Российской Федерации, автономной области, автономных округов, краев, областей, городов Москвы и Санкт-Петербурга.

Государственные научные метрологические центры представлены институтами, имеющими следующую специализацию:

- ВНИИ метрологической службы (ВНИИМС, г. Москва) — электрические и геометрические величины, давление, характеристики электромагнитной совместимости;

- ВНИИ метрологии им. Д.И. Менделеева (ВНИИМ, г. Санкт-Петербург) — длина и масса, механические, теплофизические, электрические и магнитные величины, ионизирующее излучение, физико-химический состав и свойства веществ;

- НПО «ВНИИ физико-технических и радиотехнических измерений» (ВНИИФТРИ, пос. Менделеево, Московская обл.) — радиотехнические и магнитные величины, время и частота, акустические и гидроакустические величины, ионизирующее излучение, низкие температуры, давление, твердость, физико-химический состав и свойства веществ и материалов;

- Сибирский государственный НИИ метрологии (СНИИМ, г. Новосибирск) — радиотехнические, электрические и магнитные величины;

- Уральский НИИ метрологии (УНИИМ, г. Екатеринбург) — создание и применение стандартных образцов состава и свойств веществ и материалов.

Государственные научные метрологические центры несут ответственность за создание, совершенствование, хранение и использование государственных эталонов единиц величин, а также разработку нормативных документов по обеспечению единства измерений.

Федеральное агентство по техническому регулированию и метрологии (Ростехрегулирование) осуществляет руководство тремя государственными справочными службами: Государственной службой времени, частоты и определения параметров вращения Земли (ГСВЧ), Государственной службой стандартных образцов состава и свойств веществ и материалов (ГССО) и Государственной службой стандартных справочных данных о физических константах и свойствах веществ и материалов (ГСССД) и координацию их деятельности.

ГСВЧ осуществляет межрегиональную и межотраслевую координацию работ по обеспечению единства измерений времени, частоты и определения параметров вращения Земли. Измерительная информация, получаемая от ГСВЧ, используется службами навигации, единой энергосистемой РФ и др.

ГССО обеспечивает создание и использование системы эталонных стандартных образцов состава и свойств веществ и материалов.

ГСССД обеспечивает разработку достоверных данных о физических константах, о свойствах веществ и материалов.

Метрологические службы государственных органов управления и юридических лиц могут создаваться в министерствах (ведомствах), организациях, предприятиях и учреждениях, являющихся юридическими лицами.

Федеральное агентство по техническому регулированию и метрологии осуществляет государственный метрологический контроль и надзор.

Метрологический контроль и надзор — деятельность, осуществляемая органом государственной метрологической службы (государственный метрологический контроль и надзор) или метрологической службой юридического лица в целях проверки соблюдения установленных метрологических правил и норм.

Государственный метрологический надзор осуществляется за выпуском, состоянием и применением средств измерений, аттестованными методиками выполнения измерений, эталонами единиц величин, соблюдением метрологических правил и норм.

1.4. Организационная структура метрологического обеспечения ОАО «РЖД»

Метрологическая служба ОАО «РЖД» создана для организации работ по обеспечению единства и требуемой точности измерений, осуществлению метрологического контроля и надзора, внедрению и соблюдению метрологических норм и правил с целью обеспечения безопасности движения, улучшения качества и повышения конкурентоспособности выпускаемой продукции (оказываемых услуг), повышения качества ремонта и обслуживания подвижного состава и других технических средств железнодорожного транспорта, принадлежащих ОАО «РЖД», создание безопасных условий труда и охраны окружающей среды.

Структура подразделений метрологической службы железных дорог, функциональных филиалов и других структурных подразделений ОАО «РЖД» определяется исходя из объема работ по метрологическому обеспечению, особенностей железных дорог (протяженности, оснащенности) и специфики структурных подразделений ОАО «РЖД».

Обязательными для филиалов и структурных подразделений ОАО «РЖД», имеющих на балансе средства измерений, испытаний, диагностики и контроля, являются поверка (калибровка) средств измерений, аттестация испытательного оборудования, наличие аттестованных методик выполнения измерений, применяемых для контроля нормируемых параметров в типовых технологических процессах производства и эксплуатации технических средств железнодорожного транспорта. Аккредитацию на право проведения калибровочных работ и техническую компетентность в осуществлении метрологического надзора подразделения метрологической службы выдает Департамент технической политики.

Основные задачи метрологической службы:

- обеспечение единства и требуемой точности измерений, повышение уровня и развитие техники измерений выполняемых работ в ОАО «РЖД»;
- определение основных направлений деятельности и выполнение работ по метрологическому обеспечению исследований, разработки, производства, строительства, испытаний и эксплуатации продукции, выпускаемой и используемой в ОАО «РЖД»;
- проведение работ по оценке соответствия применяемых методов и средств измерений нормативам точности и достоверности измерений;
- внедрение современных методов и средств измерений, автоматизированного испытательного и контрольно-измерительного оборудования, информационно-измерительных систем и комплексов, а также эталонов, применяемых для калибровки (поверки) средств измерений;
- осуществление в установленном порядке метрологического контроля путем калибровки (поверки) средств измерений;
- осуществление метрологического надзора за состоянием и применением средств измерений, аттестованными методиками выполнения измерений, эталонами, используемыми для калибровки (поверки) средств измерений, соблюдением требований законодательства Российской Федерации и нормативных документов ОАО «РЖД» в области обеспечения единства измерений;
- планирование деятельности, направленной на развитие и совершенствование метрологической службы;

- установление рациональной номенклатуры контролируемых параметров и средств измерений, подлежащих государственному метрологическому контролю и надзору;

- обеспечение внедрения системы управления качеством измерений и испытаний при изготовлении, эксплуатации, ремонте и техническом обслуживании технических средств железнодорожного транспорта на основе применяемых стандартов.

Метрологическая служба представляет собой систему, включающую головную и базовые структуры, подразделения метрологической службы на железных дорогах, в функциональных филиалах, других структурных подразделениях ОАО «РЖД» и Совет главных метрологов ОАО «РЖД» (рис. 1.1).

Головная структура включает: вице-президента — главного инженера; начальника Департамента технической политики; заместителя начальника Департамента технической политики — главного метролога ОАО «РЖД»; отдел метрологии и технических регламентов Департамента технической политики; главных инженеров и работников, ответственных за метрологическое обеспечение в причастных департаментах (управлениях), осуществляющих организацию работ по метрологическому обеспечению в подведомственных хозяйствах на железных дорогах (вагонном, локомотивном и других хозяйствах).

Базовая структура включает в себя подразделения метрологической службы в проектных бюро и в Центральной станции связи (ЦСС) — филиалах и структурных подразделениях ОАО «РЖД», осуществляющие методическое руководство работами по метрологическому обеспечению в закрепленной за ними области деятельности.

Подразделения метрологической службы на железных дорогах включают:

- главного инженера железной дороги;
- главного метролога железной дороги;
- отдел (сектор) службы технической политики железной дороги, осуществляющий работы по метрологическому надзору, организационно-техническому и методическому руководству подразделениями метрологической службы в структурных подразделениях железной дороги;



Рис. 1.1. Структура метрологического обеспечения ОАО «РЖД»

- главных метрологов (инженерно-технических работников, ответственных за метрологическое обеспечение) структурных подразделений железной дороги;
- инженерно-технических работников структурных подразделений отделений железной дороги, ответственных за метрологическое обеспечение;
- дорожный центр стандартизации и метрологии, выполняющий работы по калибровке, поверке и ремонту средств измерений, требующие наиболее точных эталонов;
- дорожные метрологические лаборатории (опорные лаборатории по видам измерений);
- отделенческие и узловые метрологические лаборатории;
- метрологические лаборатории структурных подразделений отделений железной дороги.

Совет главных метрологов ОАО «РЖД» при Департаменте технической политики является консультативным органом, состоящим из главных метрологов филиалов ОАО «РЖД» и работников департаментов (управлений).

Общее руководство работами по обеспечению единства измерений в ОАО «РЖД» осуществляет вице-президент — главный инженер.

Организацию работы метрологической службы осуществляет начальник Департамента технической политики, имеющий заместителя — главного метролога ОАО «РЖД».

Руководство работами по метрологическому обеспечению на железных дорогах возлагается:

- на железной дороге — на главного инженера железной дороги, взаимодействующего с главным метрологом железной дороги;
- в структурных подразделениях железной дороги, а также в структурных подразделениях отделений железной дороги — на главных инженеров этих подразделений, взаимодействующих с главными метрологами или инженерно-техническими работниками, ответственными за метрологическое обеспечение.

Совет главных метрологов ОАО «РЖД» создан в целях формирования и проведения единой технической политики в области метрологического обеспечения, координации работ по обеспечению единства и требуемой точности измерений, совершенствованию форм и методов деятельности метрологической службы. Совет возглавляет

заместитель начальника Департамента технической политики — главный метролог ОАО «РЖД».

Головная структура метрологической службы:

- осуществляет метрологический надзор за состоянием и применением средств измерений, аттестованными методиками выполнения измерений, эталонами единиц величин, применяемыми для калибровки (поверки) средств измерений; соблюдением требований законодательства Российской Федерации, а также нормативных документов ОАО «РЖД» в области обеспечения единства измерений;
- представляет ОАО «РЖД» по вопросам метрологического обеспечения в федеральном органе исполнительной власти в сфере технического регулирования и метрологии, а также в других федеральных органах исполнительной власти по вопросам метрологии;
- выдает руководителям филиалов и других структурных подразделений ОАО «РЖД» предписания по устранению нарушений метрологических правил и норм; а также запрашивает от подразделений метрологических служб ОАО «РЖД» материалы, необходимые для осуществления метрологического надзора и контроля;
- вносит в установленном порядке руководству ОАО «РЖД» предложения о внесении изменений в нормативные документы ОАО «РЖД», противоречащие метрологическим правилам и нормам, готовит заключения по проектам нормативных документов ОАО «РЖД» в области стандартизации и метрологии.

Функции головной структуры метрологической службы:

- взаимодействие по вопросам обеспечения единства измерений с федеральным органом исполнительной власти в сфере технического регулирования и метрологии, а также с другими федеральными органами исполнительной власти по вопросам метрологии;
- координация деятельности подразделений метрологической службы;
- организация и проведение аккредитации базовой структуры метрологической службы;
- организация и координация работ по анализу состояния измерений в филиалах и других структурных подразделениях ОАО «РЖД»; руководство работами по формированию и выполнению программ по метрологическому обеспечению филиалов и других структурных подразделений ОАО «РЖД»;

- подготовка предложений по развитию нормативной базы в области метрологического обеспечения филиалов и других структурных подразделений ОАО «РЖД»;
- организация проведения метрологической экспертизы технических заданий, проектной, конструкторской и технологической документации, проектов стандартов и других нормативных документов, разрабатываемых в ОАО «РЖД»;
- ведение реестра средств измерений, испытательного оборудования и методик выполнения измерений, применяемых в ОАО «РЖД»;
- установление правил и основных принципов системы калибровки средств измерений в ОАО «РЖД»; организация и проведение аккредитации подразделений метрологической службы на право проведения калибровочных работ и техническую компетентность в осуществлении метрологического надзора; осуществление инспекционного контроля за деятельностью подразделений метрологической службы, аккредитованных на право проведения калибровочных работ;
- организация проведения работ по оценке состояния измерений в испытательных подразделениях и аналитических лабораториях в филиалах и других структурных подразделениях ОАО «РЖД»;
- обеспечение внедрения системы управления качеством измерений и испытаний при изготовлении, эксплуатации, ремонте и техническом обслуживании технических средств железнодорожного транспорта на основе применяемых стандартов;
- организация подготовки и повышения квалификации работников ОАО «РЖД» в области метрологического обеспечения;
- организация работы Совета главных метрологов ОАО «РЖД»;
- осуществление контроля за устранением недостатков, выявленных при проведении метрологического надзора;
- организация проведения совещаний, конференций, школ передового опыта и других мероприятий по вопросам метрологического обеспечения в ОАО «РЖД»;
- проведение анализа причин нарушения безопасности труда, технологии производства и ремонта железнодорожной техники, непроизводительного расхода топливно-энергетических ресурсов, связанных с состоянием метрологического обеспечения ОАО «РЖД», в причастных департаментах (управлениях).

Функции базовой структуры метрологической службы:

- проведение анализа состояния измерений и уровня метрологического обеспечения, разработка предложений для внесения в программы метрологического обеспечения ОАО «РЖД»;
- разработка и внедрение в производство средств измерений, контроля, диагностического и испытательного оборудования, предназначенных для эксплуатации и ремонта технических средств железнодорожного транспорта;
- анализ потребности в средствах измерений, контроля, испытаний и диагностики, а также в аттестованных методиках выполнения измерений;
- метрологическая экспертиза технических заданий на разрабатываемые изделия, а также нормативной, конструкторской, технологической и другой технической документации;
- организация работ по проведению испытаний средств измерений с целью утверждения типа (сертификации средств измерений) и внесению их в реестр средств измерений, испытательного оборудования и методик выполнения измерений, применяемых в ОАО «РЖД»;
- внесение испытательного оборудования, прошедшего в установленном порядке первичную аттестацию, в реестр средств измерений, испытательного оборудования и методик выполнения измерений, применяемых в ОАО «РЖД»;
- ведение банка данных о средствах измерений, средствах неразрушающего контроля, диагностическом и испытательном оборудовании, методиках выполнения измерений, применяемых в хозяйстве;
- проведение работ по метрологическому обеспечению эксплуатации и ремонта технических средств железнодорожного транспорта;
- обеспечение внедрения системы управления качеством измерений и испытаний при изготовлении, эксплуатации, ремонте и техническом обслуживании технических средств железнодорожного транспорта на основе применяемых стандартов;
- участие в работе комиссий по метрологическому надзору за состоянием и применением средств измерений, эталонов и аттестованных методик выполнения измерений, а также соблюдением метрологических правил и норм;
- проведение работ по оценке состояния измерений в испытательных подразделениях и аналитических лабораториях в филиалах и других структурных подразделениях ОАО «РЖД»;

- аттестация методик выполнения измерений, используемых вне сферы государственного метрологического контроля и надзора;
- участие в работе комиссий по проведению первичной аттестации испытательного оборудования;
- организационно-методическое руководство метрологическим обеспечением филиалов и структурных подразделений ОАО «РЖД», разработка соответствующих методических и нормативных документов ОАО «РЖД»;
- организация работ по подготовке и повышению квалификации работников подразделений метрологической службы.

Функции подразделений метрологической службы на железных дорогах:

- проведение единой технической политики, общее руководство и планирование работ по обеспечению единства и требуемой точности измерений на железной дороге;
- проведение систематического анализа состояния измерений и испытаний в хозяйствах железной дороги и их структурных подразделениях для определения приоритетных задач метрологического обеспечения, ведение паспорта метрологического обеспечения железной дороги;
- организация прохождения своевременной аккредитации на техническую компетентность в осуществлении метрологического надзора и проведения калибровочных работ в ОАО «РЖД»;
- организация аттестации методик выполнения измерений, работанных на железной дороге;
- устранение недостатков в области метрологического обеспечения железной дороги, выявленных Государственной метрологической службой и метрологической службой подразделения железной дороги;
- организация и проведение калибровки (поверки), ремонта средств измерений и аттестации испытательного оборудования;
- осуществление инспекционного контроля за деятельностью метрологических служб структурных подразделений железной дороги, аккредитованных на право проведения калибровочных работ;
- обеспечение внедрения системы управления качеством измерений и испытаний при изготовлении, эксплуатации, ремонте и техническом обслуживании технических средств железнодорожного транспорта на основе применяемых стандартов;
- определение потребности железной дороги в средствах измерений, эталонах, стандартных образцах состава и свойств веществ и мате-

риалов, испытательном оборудовании, методиках выполнения измерений и подготовка предложений по разработке средств измерений;

- ведение работ по установлению рациональной номенклатуры средств измерений на железной дороге для контроля параметров состояния технических средств железнодорожного транспорта в процессе их эксплуатации, ремонта и технического обслуживания, подготовка предложений по перечню средств измерений, подлежащих поверке, для направления в Государственную метрологическую службу;

- формирование заявок на приобретение средств измерений, эталонов и испытательного оборудования;

- проведение работ по аккредитации структурных подразделений железной дороги на право проведения калибровочных работ;

- разработка организационно-технических мероприятий по совершенствованию метрологического обеспечения ремонта и обслуживания технических средств железнодорожного транспорта, а также выпускаемой (реализуемой) продукции на железной дороге и подготовка предложений по программам метрологического обеспечения ОАО «РЖД»;

- организация работ по подготовке и повышению квалификации работников в области метрологического обеспечения;

- участие в проведении работ по оценке состояния измерений в испытательных подразделениях и аналитических лабораториях;

- проведение метрологической экспертизы технических заданий, проектной и технологической документации, проектов нормативных документов в области стандартизации и метрологического обеспечения, разрабатываемых на железной дороге;

- проведение на железной дороге и в организациях, обеспечивающих перевозочный процесс на железной дороге, метрологического надзора за состоянием и применением средств измерений, аттестованными методиками выполнения измерений, эталонами, применяемыми для калибровки (поверки) средств измерений, соблюдением требований законодательства Российской Федерации и нормативных документов ОАО «РЖД» в области обеспечения единства измерений;

- ведение учета средств измерений, испытаний и контроля.

Функции подразделений метрологической службы в функциональных филиалах:

- обеспечение внедрения системы управления качеством измерений и испытаний при изготовлении, эксплуатации, ремонте и техни-

ческом обслуживании железнодорожной техники на основе применяемых стандартов;

- проведение систематического анализа состояния измерений, контроля и испытаний на всех стадиях разработки, производства и эксплуатации продукции для определения приоритетных задач метрологического обеспечения, ведение паспорта метрологического обеспечения функционального филиала ОАО «РЖД»;

- разработка организационно-технических мероприятий по повышению эффективности производства;

- проведение работ по установлению рациональной номенклатуры средств измерений;

- оценка состояния измерений в испытательных подразделениях и аналитических лабораториях;

- проведение метрологического надзора за состоянием и применением средств измерений, аттестованными методиками выполнения измерений, эталонами, применяемыми для калибровки (поверки) средств измерений, соблюдением требований законодательства Российской Федерации и нормативных документов ОАО «РЖД» в области обеспечения единства измерений;

- участие в разработке документации по вопросам метрологического обеспечения;

- проведение метрологической экспертизы разрабатываемой документации;

- организация работ по аттестации методик выполнения измерений;

- ведение учета средств измерений, испытаний и контроля;

- прохождение в установленном порядке аккредитации на право проведения калибровочных работ;

- организация и проведение калибровки (поверки), ремонта средств измерений и аттестации испытательного оборудования;

- оформление извещений о непригодности средств измерений и испытательного оборудования для составления актов на их списание;

- участие в анализе причин нарушения технологических режимов производства и ремонта изделий, брака продукции, непроизводительного расхода сырья, материалов, энергии, топлива и других потерь в производстве, связанных с состоянием средств измерений и выполнением контрольно-измерительных операций;

- участие в проведении приемочных испытаний новых видов продукции, а также в контрольных испытаниях серийной продукции;

- осуществление контроля за устранением выявленных недостатков при проведении метрологического надзора;
- организация работ по подготовке и повышению квалификации работников в области метрологического обеспечения.

Подразделением базовой структуры метрологической службы ОАО «РЖД», осуществляющим метрологическое обеспечение эксплуатации и ремонта устройств железнодорожной связи, является Центральная станция связи (ЦСС).

1.5. Правовые нормы системы метрологического обеспечения

Государственная система обеспечения единства измерений — это комплекс установленных стандартов, взаимоувязанных правил, положений, требований и норм, определяющих организацию и методику проведения работ по оценке и обеспечению точности измерений. Эта система позволила перейти от задач обеспечения единообразия СИ к вопросам обеспечения единства измерений.

Основными объектами стандартизации ГСИ в МО являются:

- единицы физических величин; государственные эталоны и поверочные схемы; методы и средства поверки средств измерений; номенклатура нормируемых метрологических характеристик средств измерений и нормы точности измерений;
- способы выражения и формы представления результатов измерений и показателей точности измерений; методики оценки достоверности и формы представления данных о свойствах веществ и материалов;
- организация и порядок проведения государственных испытаний, поверки и метрологической аттестации средств измерений, метрологической экспертизы нормативно-технической, проектной, конструкторской и технологической документации, экспертизы и аттестации данных о свойствах веществ и материалов;
- общие метрологические нормы и правила, поверочные схемы, методики поверки средств измерений, методики выполнения измерений.

В ГСИ входят также межотраслевые документы метрологического характера — руководящие документы (РД), методические указания (МУ), методики.

В области метрологии нормативно-правовыми документами являются законы РФ, Национальные стандарты РФ (ГОСТ и ГОСТ Р), метрологические правила (ПР) и рекомендации (Р), методики, разрабатываемые научными метрологическими центрами (МИ), международные и региональные стандарты, правила ЕЭК ООН и других международных организаций, занимающихся стандартизацией.

Основными документами в области метрологии являются:

1. Закон РФ «Об обеспечении единства измерений» от 27 апреля 1993 г. № 4871-1 в редакции 2003 г.
2. Закон о техническом регулировании.
3. РМГ 29-99. Государственная система обеспечения единства измерений. Метрология. Основные термины и определения.
4. МИ 2247-93 ГСИ. Метрология. Основные термины и определения.
5. ГОСТ 8.417-81 ГСИ. Единицы физических величин.
6. ПР 50.2.006-94 ГСИ. Поверка средств измерений. Организация и порядок проведения.
7. ПР 50.2.009-94 ГСИ. Порядок проведения испытаний и утверждения типа средств измерения.
8. ПР 50.2.014-94 ГСИ. Аккредитация метрологических служб юридических лиц на право поверки средств измерений.
9. МИ 2277-94 ГСИ. Система сертификации средств измерений. Основные положения и порядок проведения работ.
10. ПР 50.2.002-94 ГСИ. Порядок осуществления государственного метрологического надзора за выпуском, состоянием и применением средств измерений, аттестованными методиками выполнения измерений, эталонами и соблюдением метрологических правил и норм.
11. ПР 50.2.004-94 ГСИ. Порядок осуществления государственного метрологического надзора за количеством фасованных товаров в упаковках любого вида при их расфасовке и продаже.
12. ПР 50.2.017-95 ГСИ. Положение о российской системе калибровки.
13. Постановление Госстандарта России от 8 февраля 1994 г. № 8 «Порядок лицензирования деятельности по изготовлению, ремонту, продаже и прокату средств измерений» (зарегистрировано в Минюсте РФ 9 декабря 1994 г. № 741).

14. Постановление Госстандарта России от 08 февраля 1994 г. № 8 «Порядок осуществления государственного метрологического надзора за количеством товаров, отчуждаемых при совершении торговых операций» (зарегистрировано в Минюсте РФ 9 декабря 1994 г. № 740).

15. Постановление Госстандарта РФ от 28 декабря 1995 г. № 95 «Порядок аккредитации метрологических служб юридических лиц на право проведения калибровочных работ» (зарегистрировано в Минюсте РФ 27 февраля 1996 г. № 1037).

16. Постановление Госстандарта РФ от 8 февраля 1994 г. № 8 «Требования к государственным центрам испытаний средств измерений и порядок их аккредитации» (зарегистрировано в Минюсте РФ 13 июля 1994 г. № 635).

17. ИСО 10012-1-1992 Требования, гарантирующие качество измерительного оборудования. Часть 1. Система подтверждения метрологической пригодности измерительного оборудования.

18. ГОСТ Р ИСО 5725-1-2002 — ГОСТ Р ИСО 5725-6-2002 Точность (правильность и прецизионность) методов и результатов измерений.

19. ГОСТ Р ИСО 8.596-2002 Государственная система обеспечения единства измерений. Метрологическое обеспечение измерительных систем. Основные положения.

20. ГОСТ 8.417-2002 Государственная система обеспечения единства измерений. Единицы величин.

21. ГОСТ 22261-94 Средства измерений электрических и магнитных величин. Общие технические условия.

22. ГОСТ Р 51350-99 Безопасность электрических контрольно-измерительных приборов и лабораторного оборудования.

23. ГОСТ Р 51522-99 Совместимость технических средств электромагнитная. Электрическое оборудование для измерения, управления и лабораторного применения. Требования и методы испытаний.

24. ГОСТ Р 51672-2000 Метрологическое обеспечение испытаний продукции для целей подтверждения соответствия. Основные положения.

25. ГОСТ Р 8.563-96 Государственная система обеспечения единства измерений. Методики выполнения измерений.

26. МИ 2439-97 Метрологические характеристики измерительных систем. Номенклатура. Принципы регламентации, определения и контроля.

27. МИ 2891-2004 Общие требования к программному обеспечению средств измерений.

28. МИ 2955-2005 Типовая методика аттестации программного обеспечения средств измерений и порядок ее проведения.

29. Р 50.2.038-2004 Измерения прямые однократные. Оценивание погрешностей и неопределенности результата измерений.

30. ТИ РМ-074-2002 Типовая инструкция по охране труда при проведении электрических измерений и испытаний.

В отрасли «Связь» перечень нормативных документов, посвященных метрологическому обеспечению, насчитывает свыше 100 единиц. Они регламентируют структуру и порядок функционирования всех звеньев системы; порядок отнесения средств измерений, подлежащих Государственному метрологическому надзору; методики и средства поверки (калибровки) средств измерений; порядок подготовки специалистов и другие вопросы.

Основными метрологическими документами являются ОСТ 45.159-2000 «Отраслевая система обеспечения единства измерений. Термины и определения» и Постановление коллегии № 12-2 «Состояние и пути повышения эффективности метрологического обеспечения средств и услуг связи».

Глава 2. ОСНОВЫ СПЕЦИАЛЬНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

2.1. Единицы измерений параметров электрических сигналов

Единицей измерений называется конкретная физическая величина, которой по определению присвоено числовое значение равное 1 (единице). Единицы измерений служат для количественной оценки величин того же рода. Основной системой единиц для измерений физических величин является система СИ. Единицы измерений делятся на основные, выбираемые произвольно (метр, секунда и т.д.), и производные, образуемые на основании уравнений, выражающих математическую зависимость между величинами (ватт, ом, герц и т.д.). Кроме того, используются дольные и кратные единицы, равные части или целому числу основных или производных единиц. Кратные и дольные единицы получаются умножением основных и производных единиц на 10^k , где k — целое положительное или отрицательное число.

Распространение электромагнитной энергии вдоль линии характеризуется множителем

$$e^{\gamma l} = 10^{0,434 \gamma l},$$

где e — основание натурального логарифма ($e = 2,718$);

γ — постоянная распространения;

l — длина линии.

Это обстоятельство побудило ввести логарифмические единицы измерений, которые существенно упрощают расчеты, так как позволяют вместо умножения и деления пользоваться сложением и вычитанием. Согласно международному соглашению, с 1971 г. должны использоваться только десятичные логарифмы, поэтому результат измерений оценивается в децибелах (дБ). В том случае, если используется натуральный логарифм, результат измерений оценивается в неперах (Нп): 1 дБ = 0,115 Нп, 1 Нп = 8,686 дБ. Децибел и непер являются внесистемными единицами.

В масштабе десятичных логарифмов децибел, дБ (dB), определяет отношение двух одноименных величин, заданных теми или иными условиями, например мощностей P_1 и P_2 , напряжений U_1 и U_2 или токов I_1 и I_2 :

$$10 \lg \frac{P_1}{P_2} = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} = 20 \lg \frac{I_1}{I_2}.$$

Отсюда следует, что 1 дБ соответствует отношению мощностей

$$\frac{P_1}{P_2} = 10^{1/10} \approx 1,26; \text{ напряжений и токов } \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_1}{I_2} = 10^{1/20} \approx 1,12.$$

Как было указано выше, непер выражает отношение одноименных величин в масштабе натуральных логарифмов:

$$\frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2} = \ln \frac{U_1}{U_2} = \ln \frac{I_1}{I_2},$$

т.е. 1 Нп соответствует отношению мощностей $\frac{P_1}{P_2} = e^2 \approx 7,39$, напряжений и токов $\frac{U_1}{U_2} = \frac{I_1}{I_2} = e \approx 2,72$.

2.2. Абсолютные, относительные и измерительные уровни сигналов

Для удобства оценки усиления и ослабления шумов и других параметров четырехполюсников используется понятие «уровень», обозначаемое буквой p . Уровни мощности, напряжения и тока определяются по отношению к некоторым выбранным условно нулевым уровням соответствующих величин.

Уровнем мощности, напряжения, тока в какой-либо точке x электрической цепи (тракта) называют выраженное в логарифмических единицах отношение мощности P_x , напряжения U_x , тока I_x в этой точке к одноименной величине P_0, U_0, I_0 , выбранной для сравнения (принятой за начало отсчета).

В зависимости от величин, принятых за начало отсчета, различают абсолютный, относительный и измерительный уровни. Для сокращения записи к обозначению уровня в дБ (dB) добавляются русские

(латинские) буквы, указывающие вид уровня: дБм (dBm) — уровень мощности, дБн (dBu) — уровень напряжения, дБт — уровень тока.

Абсолютный уровень мощности определяется относительно $P_0 = 1$ мВт для активной и $P_0 = 1$ мВ·А для полной мощности:

$$p_m = 10 \lg \frac{P_x}{P_0} = 10 \lg \frac{P_x}{1 \text{ мВт} (\text{мВ} \cdot \text{А})}, \text{ дБм (dBm)}.$$

Величина 1 мВт соответствует примерно мощности, выделяемой обычным микрофоном.

В зависимости от величины сопротивления, на котором выделяется кажущаяся мощность 1 мВ·А, абсолютному нулевому уровню мощности соответствуют различные значения напряжения и тока. Во избежание путаницы понятие *абсолютный нулевой уровень напряжения* относится к случаю, когда мощность 1 мВ·А выделяется на сопротивлении 600 Ом.

Абсолютный уровень напряжения определяется относительно напряжения:

$$U_0 = \sqrt{P_0 R_0} = \sqrt{1 \cdot 10^{-3} \cdot 600} \approx 0,775 \text{ В},$$

где $R_0 = 600$ Ом.

Тогда дБн (dBu): $p_n = 20 \lg \frac{U_x}{0,775 \text{ В}}.$

Абсолютный уровень тока определяется относительно тока:

$$I_0 = \sqrt{P_0 / R_0} = \sqrt{1 \cdot 10^{-3} / 600} \approx 1,29 \text{ мА};$$

$$p_t = 20 \lg \frac{I_x}{1,29 \text{ мА}} \text{ (дБ)}.$$

Абсолютные уровни мощности и напряжения связаны следующим соотношением:

$$p_m = 10 \lg \frac{P_x}{P_0} = 10 \lg \frac{U_x^2 R_0}{U_0^2 Z_n} = 20 \lg \frac{U_x}{U_0} + 10 \lg \frac{R_0}{R_x}.$$

Если $U_0 = 0,775$ В и $R_0 = 600$ Ом,

то p (дБм) = p (дБн) + $10 \lg \frac{600}{Z_n}.$

Абсолютный уровень мощности превышает абсолютный уровень напряжения, если $|Z| < 600$, а при $|Z| > 600$, наоборот, $p_{\text{н}} > p_{\text{м}}$, так как знак логарифма изменится. При $|Z| = 600$ абсолютные уровни мощности, напряжения и тока совпадают.

В некоторых измерительных приборах дополнительные шкалы проградуированы относительно напряжения $U_0 = \sqrt{1 \cdot 10^{-3} R_0}$, где $R_0 = 75, 135$ и 150 Ом. Для сопротивления $R_0 = 75$ Ом номинальное напряжение $U_0 = 0,274$ В, для сопротивления $R_0 = 135$ Ом — напряжение $U_0 = 0,367$ В, для сопротивления $R_0 = 150$ Ом — напряжение $U_0 = 0,387$ В.

В некоторых цифровых вольтметрах зарубежного производства уровень напряжения определяется относительно нуля, а не $0,775$ В.

Относительный уровень мощности или напряжения в какой-либо точке цепи или тракта определяется относительно мощности, дБМ (dBm), или напряжения дБн (dBu) в другой точке этого тракта, выбранной за начальную.

$$p_{\text{м отн}} = 10 \lg \frac{P_x}{P_{\text{н}}}; \quad p_{\text{н отн}} = 20 \lg \frac{U_x}{U_{\text{н}}}, \quad \text{дБ.}$$

Относительный уровень определяется как разность между абсолютным уровнем в данной точке тракта (p_x) и абсолютным уровнем ($p_{\text{н}}$), соответствующим началу отсчета: $p_{\text{отн}} = p_x - p_{\text{н}}$.

$$\text{Так как } P_x = \frac{U_x^2}{Z_{\text{н}}} \quad \text{и} \quad P_{\text{н}} = \frac{U_{\text{н}}^2}{Z_{\text{вх}}},$$

$$\text{то } p_{\text{м отн}} = 10 \lg \frac{P_x}{P_{\text{н}}} = 10 \lg \frac{U_x^2 Z_{\text{вх}}}{U_{\text{н}}^2 Z_{\text{н}}} = 20 \lg \frac{U_x}{U_{\text{н}}} + 10 \lg \frac{Z_{\text{вх}}}{Z_{\text{н}}},$$

$$\text{или } p_{\text{м отн}} = p_{\text{н отн}} + 10 \lg \frac{Z_{\text{вх}}}{Z_{\text{н}}}.$$

Измерительный уровень в какой-либо точке тракта передачи — это расчетное или номинальное значение абсолютного уровня мощности или напряжения, которое должно получаться при подключении к условному двухпроводному входу канала (в ТНОУ — точке нулевого относительного уровня) гармонического сигнала с уровнем 0 дБ, частотой 1020 Гц от генератора с выходным сопротивлением 600 Ом.

ТНОУ — это вход канала тональной частоты (ТЧ) с включенным транзитным удлинителем.

При расчетах измерительный уровень является условным эквивалентом информационных сигналов. Соответствие фактических (измеренных) и расчетных значений измерительных уровней является одним из критериев нормального функционирования систем передачи.

Понятие *уровень* тесно связано с понятием *единица передачи*, которое определяет затухание и усиление сигналов, выраженное в логарифмических единицах.

Уровень показывает соотношение между мощностью (напряжением, током) в данной точке цепи и мощностью (напряжением, током), принятой для сравнения. Единицы передачи выражают соотношение между мощностями (напряжениями, токами), взятыми либо в двух разных точках, либо в одной точке, но в разные моменты времени.

Параметр оптических сигналов. Метрологической основой волоконной оптики является измерение оптической мощности. Различают абсолютную и относительную мощность. Выполняя измерение оптической мощности на входе и выходе оптического волокна, можно определить его затухание, которое равно:

$$a(\lambda) = 10 \lg \frac{P_1}{P_2}, \text{ дБ},$$

где λ — длина волны, мкм;

P_1 — оптическая мощность, проходящая через площадь 1 поперечного сечения оптоволокна;

P_2 — оптическая мощность, проходящая через площадь 2 поперечного сечения оптоволокна.

Оптическая мощность обычно задается на основе электрической мощности, так как электрическая мощность может быть точно определена по току и напряжению.

2.3. Погрешности измерений

2.3.1. Классификация погрешностей измерений

Основная задача любого измерения — получение результата с требуемой достоверностью и точностью (другими словами, правильность и прецизионность).

Точность — степень близости результата анализа к истинному или принятому опорному значению.

Правильность характеризует степень близости среднего значения, полученного на основании большой серии результатов измерений, к истинному или (в случае его отсутствия) — к принятому опорному значению. Показателем правильности обычно является значение систематической погрешности.

Прецизионность — степень близости друг к другу независимых результатов измерений, полученных в конкретных установленных условиях. Эта характеристика зависит только от случайных факторов и не связана с истинным или принятым опорным значениями. Мера прецизионности обычно вычисляется как стандартное (среднеквадратическое) отклонение результатов измерений, выполненных в определенных условиях.

По одной из самых распространенных моделей объекта измерения главным параметром свойства, обладающего количественной характеристикой, является *истинное значение* этого свойства, называемого величиной. Качество измерения считается тем выше, чем ближе результат измерения к истинному значению величины. Поскольку истинное значение принципиально неопределимо, оно применяется только в теоретических исследованиях, а на практике его заменяют *действительным значением* (для этой цели используется термин *условное истинное значение*).

Мерой несовершенства измерения является погрешность его результата, которая количественно оценивается отклонением результата измерения величины от ее истинного (действительного) значения. Указанное отклонение возможно в любую сторону, следовательно, погрешность имеет знак «+» или «-». Поскольку истинное значение величины неизвестно, а действительное значение отличается от истинного, погрешность измерения никогда не известна точно. Различают *относительную* и *абсолютную погрешность* измерения. Многообразие факторов, влияющих на погрешности результатов измерения, определило классификацию погрешностей по нескольким признакам.

По способу выражения различают абсолютную и относительную погрешности. *Абсолютная погрешность* Δx определяется как алгебраическая разность между измеренным и истинным (действительным) значением величины: $\Delta x = x_{\text{изм}} - x_{\text{ист}} = x_{\text{изм}} - x_{\text{д}}$.

Относительная погрешность равна отношению абсолютной погрешности измерения к истинному значению величины: $\delta_x = \Delta x / x_{\text{ист}} = \Delta x / x_{\text{д}} = \Delta x / x_{\text{изм}}$.

Абсолютная погрешность имеет размерность измеряемой величины, относительная погрешность безразмерна. Величину, обратную модулю относительной погрешности, используют в качестве *меры точности измерения*: $\xi = 1/|\delta_x|$.

По характеру изменения результатов при повторных измерениях погрешности делят на систематические, случайные и грубые (промахи).

Систематическая погрешность — составляющая погрешности результата измерения, остающаяся постоянной или закономерно изменяющаяся при повторных измерениях одной и той же физической величины. Примером систематической погрешности, закономерно изменяющейся во времени, может служить смещение настройки прибора во времени. В зависимости от характера измерения систематические погрешности подразделяют на постоянные, прогрессивные, периодические и погрешности, изменяющиеся по сложному закону.

Постоянные погрешности — погрешности, которые сохраняют свое значение длительное время, например, в течение выполнения всего ряда измерений. Они встречаются наиболее часто.

Прогрессивные погрешности — непрерывно возрастающие или убывающие погрешности. К ним относятся, например, погрешности вследствие износа измерительных наконечников, контактирующих с деталью при контроле ее прибором активного контроля.

Периодические погрешности — погрешности, значение которых является периодической функцией времени или перемещения указателя измерительного прибора.

Погрешности, изменяющиеся по сложному закону, происходят вследствие совместного действия нескольких систематических погрешностей.

Систематическую погрешность стремятся выявить и устранить введением поправочного множителя. Оставшаяся часть погрешности после введения поправки называется *неисключенной систематической погрешностью* (НСП). Близость к нулю систематической погрешности характеризует правильность измерения, а результат измерения, в котором систематическая погрешность отсутствует, называется *исправленным*.

Случайная погрешность — составляющая погрешности измерения, изменяющаяся непредсказуемым образом в серии повторных измерений одной и той же величины, проведенных с одинаковой тщательностью в одних и тех же условиях. В проявлении таких погрешностей

не наблюдается закономерности, и они обнаруживаются при повторных измерениях в виде некоторого разброса получаемых результатов. Случайные погрешности неизбежны, неустранимы и всегда присутствуют в результате измерения. Описание случайных погрешностей возможно только на основе теории случайных процессов и математической статистики. Близость к нулю случайных погрешностей называют *сходимостью результатов измерений*.

Грубая погрешность измерений (промах) — это погрешность результата отдельного измерения из общего ряда выполненных измерений, резко отличающаяся от остальных результатов этого ряда. Если промахи обнаруживают в процессе измерения, то их отбрасывают сразу. Грубые ошибки чаще всего выявляются в процессе обработки результатов наблюдений с помощью специальных критериев.

В зависимости от причины возникновения различают погрешности метода измерения, инструментальные и субъективные погрешности.

Погрешность метода измерения является составляющей систематической погрешности измерений и обусловлена отличием принятой модели объекта измерения от модели, адекватно описывающей измеряемое свойство, а также влиянием способа применения средства измерений и алгоритма, по которому производится вычисление результата измерения.

Инструментальная погрешность является составляющей систематической погрешности измерений, она обусловлена погрешностью применяемого средства измерений. Иногда эту погрешность называют *аппаратурной*, или *приборной*. Инструментальная погрешность является одной из наиболее существенных составляющих погрешности результата измерения.

Субъективная (личная) погрешность измерения является составляющей систематической погрешности измерений, она обусловлена погрешностью отчета оператором показания по шкале средства измерений. Возможны следующие виды субъективных погрешностей: погрешность считывания, погрешность присутствия (теплоизлучение), погрешность действия (вносится оператором при настройке прибора), профессиональные погрешности (связанные с квалификацией оператора, его отношением к делу и т.д.). Погрешность считывания практически отсутствует при использовании цифровых и автоматизированных средств измерений.

2.3.2. Погрешность средства измерений

Погрешности средств измерений (*инструментальные погрешности*) также классифицируют. По *форме представления* погрешности средств измерений разделяют на абсолютные, относительные и приведенные. Если абсолютная погрешность не зависит от измеряемой величины ($\Delta_{СИ} = a$), она называется *аддитивной*. Максимально допустимое значение относительной погрешности ($\delta_{СИ} = a/x$) определяет нижний предел диапазона измерений данного средства измерения (СИ). Примерами причин появления аддитивных погрешностей могут быть неточная установка на ноль стрелки прибора перед измерением, термо-ЭДС в цепи постоянного тока и др.

Если абсолютная погрешность пропорциональна измеряемой величине ($\Delta_{СИ} = b/x$), ее называют *мультипликативной*; в этом случае относительная погрешность остается неизменной во всем диапазоне измерений ($\delta_{СИ} = b$). Причинами мультипликативных погрешностей может быть изменение коэффициента усиления используемого усилителя или опорного напряжения в цифровом вольтметре. Абсолютная погрешность, имеющая сложный характер зависимости от измеряемой величины, называется *нелинейной*.

Приведенная погрешность — это относительная погрешность, в которой абсолютная погрешность средства измерений отнесена к условно принятому (нормирующему) значению x_n измеряемой величины: $\gamma = \Delta_{СИ} / x_n$. Для аналоговых СИ в качестве нормирующего чаще всего принимают наибольшее значение по шкале прибора. По пределу допускаемой приведенной погрешности определяется класс точности прибора. Приведенную погрешность обычно выражают в процентах.

В зависимости от *характера изменения во времени* измеряемых величин погрешности СИ делят на статические и динамические. *Статическая погрешность* — это погрешность средства измерений при условии, что измеряемая величина остается неизменной во все время измерения. *Динамической* называют погрешность, которая возникает дополнительно при измерении переменной величины и обусловлена несоответствием реакции СИ на скорость (частоту) изменения измеряемого сигнала.

По *условиям проведения измерений* различают основную и дополнительную погрешность СИ. *Основная погрешность* — это погрешность средства измерений, применяемого в нормальных условиях. *Дополни-*

тельная погрешность средства измерений — это составляющая погрешности средства измерений, возникающая дополнительно к основной погрешности вследствие отклонения какой-либо из влияющих величин от ее нормального значения или вследствие ее выхода за пределы нормальной области значений.

Специфической разновидностью погрешности СИ, возникающей в цифровых приборах и дискретных преобразователях, является *погрешность квантования*. При плавном изменении входной величины цифровой прибор не может дать никаких других показаний, кроме ряда дискретных значений. Поэтому, например, при линейной функции преобразования реальная характеристика цифрового прибора представляет собой ступенчатую кривую. Текущая разность номинальной и реальной характеристик цифрового прибора и составляет погрешность квантования. Этот вид погрешности можно определить как инструментальную случайную аддитивную статическую погрешность.

Разновидностью средств измерений являются **информационные системы (ИС)**, обладающие их основными признаками. Информационная система — это совокупность измерительных, связующих и вычислительных компонентов, образующих измерительные каналы, и вспомогательных устройств (компонентов измерительной системы), функционирующих как единое целое, предназначенная:

- для получения информации о состоянии объекта с помощью измерительных преобразований в общем случае множества изменяющихся во времени и распределенных в пространстве величин, характеризующих это состояние;
- машинной обработки результатов измерений;
- регистрации и индикации результатов измерений и результатов их машинной обработки;
- преобразования этих данных в выходные сигналы системы в разных целях.

Измерительный канал ИС представляет собой конструктивно или функционально выделяемую часть ИС, выполняющую законченную функцию от восприятия измеряемой величины до получения результата ее измерений, выражаемого числом или соответствующим ему кодом, или до получения аналогового сигнала, один из параметров которого — функция измеряемой величины.

Измерительные каналы ИС могут быть простыми и сложными. В простом измерительном канале реализуется прямой метод измерений

путем последовательных измерительных преобразований. Сложный измерительный канал в первичной части представляет собой совокупность нескольких простых измерительных каналов, сигналы с выхода которых используются для получения результата косвенных, совокупных или совместных измерений или для получения пропорционального ему сигнала во вторичной части сложного измерительного канала ИС.

Компонент ИС — это входящее в состав ИС техническое устройство, выполняющее одну из функций, предусмотренных процессом измерений.

Метрологическое обеспечение ИС включает в себя нормирование и расчет метрологических характеристик измерительных каналов ИС. Метрологические характеристики ИС нормируют для каждого измерительного канала ИС и при необходимости — для комплексных и измерительных компонентов ИС.

Нормированные метрологические характеристики измерительных каналов должны обеспечивать:

- расчет характеристик погрешности измерений, выполняемых посредством измерительного канала в рабочих условиях эксплуатации;
- контроль при испытаниях и поверке ИС на соответствие нормированным метрологическим характеристикам измерительного канала ИС.

Погрешность, вносимая программным обеспечением (ПО) ИС, оценивается в ходе испытаний (аттестации), а ее значение не должно превышать пределов, установленных нормативной документацией или техническими требованиями. ПО, разработанное для функционирования в составе или совместно с СИ, оценивается на вносимую погрешность. При этом значения показателей погрешности устанавливаются индивидуально для каждого типа СИ, в состав которого входит ПО. Оценка погрешности, вносимой ПО, производится по согласованным с заказчиком и исполнителем методикам (программам) испытаний (аттестации).

2.3.3. Метрологические характеристики цифровых средств измерений

Цифровые средства измерений (ЦСИ) — это приборы, предусматривающие либо цифровой отчет показаний, либо цифровое преобразование измерительной информации. Для большинства ЦСИ характерно линейное преобразование измеряемой величины, т.е.

показание ЦСИ пропорционально числовому значению измеряемой величины или ее отклонению от заданного значения.

Упрощенная структурная схема ЦСИ (рис. 2.1) состоит из аналогового преобразователя (АП) входной величины, квантователя (КВ), преобразователя (ПК) и отсчетного устройства (ОУ). ЦСИ выполняет над измеряемой величиной три операции: дискретизацию, квантование и кодирование. Измерение производится периодически (дискретно) в моменты времени, задаваемые тактовым

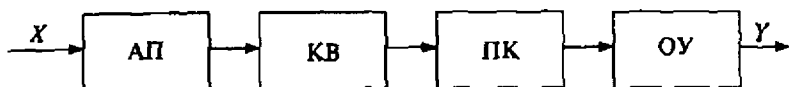


Рис. 2.1. Упрощенная структурная схема ЦСИ

генератором. Квантователь осуществляет квантование входного аналогового сигнала по уровню, которое заключается в том, что бесконечному множеству точек сигнала в рассматриваемом диапазоне ставится в соответствие конечное и счетное множество кодовых комбинаций. Принцип действия ЦСИ определяется принципом действия его квантователя: время-импульсное ЦСИ имеет квантователь интервала времени; частотно-импульсное ЦСИ имеет квантователь частоты; кодо-импульсное ЦСИ содержит квантователь постоянного тока или напряжения. В общем случае показание отсчетного устройства ЦСИ $y = qU$, где q — шаг квантования (рис. 2.2). Величина q определяет связь между измеряемой величиной (x) и выходной кодовой комбинацией, являясь важнейшей метрологической характеристикой ЦСИ — номинальной ценой единицы наименьшего разряда кода.

В ЦСИ предусматривается использование определенного количества десятичных разрядов, каждый из которых отражает возможные состояния входного сигнала, соответствующие цифрам от 0 до 9. В трехразрядном ЦСИ максимальное число N_{\max} составит 999, в четырехразрядном — 9999 и т.д., этот параметр называют *длиной цифровой шкалы*. При заранее определенной верхней границе диапазона измерений x_{\max} $N_{\max} = \frac{1}{q} x_{\max}$.

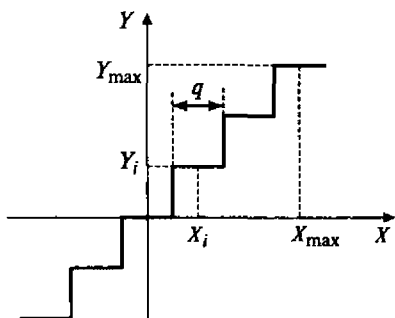


Рис. 2.2. Функция преобразования ЦСИ

Статическая погрешность ЦСИ есть сумма систематической и случайной составляющих. Систематическая погрешность будет складываться из погрешности методической, обусловленной принципом аналого-цифрового преобразования, и инструментальной, которая определяется конструкцией и свойствами элементов ЦСИ.

В отличие от аналоговых СИ, в которых числовое значение результата измерения определяет оператор (снимает показание, округляет и записывает результат), в ЦСИ округление выполняет сам прибор, поэтому данная ошибка относится к методической погрешности. Второй составляющей методической погрешности является ошибка, вносимая квантователем. Если входная величина (x) является непрерывной, то номинальная характеристика квантователя определяется выражением

$$N = \text{Int} \left[\frac{(x + 0,5q)}{q} \right],$$

где N — значение выходной величины ЦСИ (целое число);
 x — значение измеряемой величины.

При квантовании число N должно быть таким, чтобы удовлетворялось неравенство $(N - 0,5q) \leq x \leq (N + 0,5q)$, при соблюдении которого величина x , попавшая в указанный интервал, округляется до целого значения.

Абсолютная погрешность квантования, приведенная ко входу, составит $\Delta_k = Nq - x$, к выходу — $\Delta'_k = \frac{\Delta_k}{q} = N - \frac{x}{q}$. Так как x — случайная величина, то и Δ_k — тоже случайная. Математическое ожидание погрешности квантования равняется нулю. Предельное значение $\Delta_k = 0,5q$.

Относительная погрешность квантования составит:

$$\delta_k = \Delta_k / x = \Delta_k / Nq.$$

Приведенная погрешность квантования

$$\gamma_k = \Delta_k / (N_{\max} q) = 0,5q / (N_{\max} q).$$

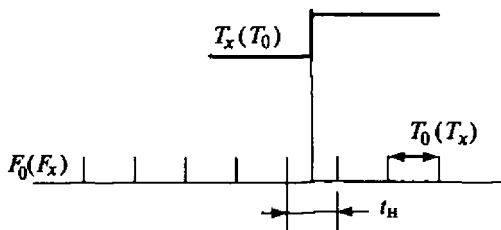


Рис. 2.3. Определение времени несинхронизации

Для ЦСИ, измеряющих частоту, время, фазу и т.п., существенной является погрешность, возникающая вследствие несинхронизации. В СИ подобного типа результат измерений N получают подсчетом числа импульсов периодического сигнала за некоторый интервал времени. При измерении интервала времени T_k (периода, длительности импульса) образковой является частота f_0 импульсов, а при измерении частоты f_0 — интервал времени T_0 . Время несинхронизации (t_n) — это интервал времени между началом интервала счета и передним фронтом очередного счетного импульса (рис. 2.3). Величина t_n при измерении T_k определяется выражением $0 \leq t_n \leq 1/f_0$, при измерении частоты — $0 \leq t_n \leq 1/f_k$.

2.4. Понятие метода и методики выполнения измерений

Методом измерений называется логическая последовательность операций, описанная в общем виде, используемая при выполнении измерений. Различают следующие методы измерений.

Метод непосредственной оценки (прямой метод) — это метод, при котором значение величины определяют непосредственно по показывающему средству измерений.

Метод сравнения с мерой — метод измерений, в котором измеряемую величину сравнивают с величиной, воспроизводимой мерой. Например, измерение напряжения постоянного тока на компенсаторе сравнением с известной ЭДС нормального элемента.

Нулевой метод измерений — метод сравнения с мерой, в котором результирующий эффект воздействия измеряемой величины и меры на прибор сравнения доводят до нуля. Например, измерения электрического сопротивления мостом постоянного тока с полным его уравновешиванием.

Метод измерений замещением — метод сравнения с мерой, в котором измеряемую величину замещают мерой с известным значением величины.

Метод измерений дополнением — метод сравнения с мерой, в котором значение измеряемой величины дополняется мерой этой же величины с таким расчетом, чтобы на прибор сравнения воздействовала их сумма, равная заранее заданному значению.

Дифференциальный метод измерений — метод измерений, при котором измеряемая величина сравнивается с однородной величиной, имеющей известное значение, незначительно отличающееся от значения измеряемой величины, и измеряется разность между этими двумя величинами.

Контактный метод измерений — метод измерений, основанный на том, что чувствительный элемент прибора приводится в контакт с объектом измерения.

Бесконтактный метод измерений — метод измерений, основанный на том, что чувствительный элемент средства измерений не приводится в контакт с объектом измерения. Например, измерение расстояния до объекта радиолокатором.

Методикой выполнения измерений называется установленная совокупность конкретно описанных операций, выполнение которых обеспечивает получение результатов измерений с установленной погрешностью.

Прямые методы и (или) методики измерений вносятся в эксплуатационную документацию на средства измерений. Подтверждение соответствия этих методов и методик измерений установленным требованиям осуществляется в процессе утверждения типов данных средств измерений*. В остальных случаях подтверждение соответствия методов и методик установленным требованиям осуществляется путем их аттестации. Сведения об аттестованных методах (методиках) измерений вносятся в Федеральный информационный фонд в области обеспечения единства измерений.

* *Тип средств измерений* — совокупность средств измерения, предназначенных для измерения одних и тех же величин, выраженных в одних и тех же единицах величин, основанных на одном и том же принципе действия, имеющих одинаковую конструкцию и изготовленных по одной и той же технической документации.

Глава 3. ЭЛЕМЕНТЫ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

3.1. Измерительные преобразователи

Преобразователь переменного напряжения в постоянное (часто называемый детектором) является одним из основных узлов аналоговых и ряда цифровых электронных измерителей напряжения (ЭИН) и уровня (ЭИУ). Эти преобразователи в значительной степени определяют погрешность измерений напряжения, рабочий диапазон частот, а также значение измеряемого напряжения. Измерительные преобразователи переменного напряжения в постоянное разделяются по значению входного переменного напряжения, которому пропорционально выходное постоянное напряжение (ток): преобразователи амплитудных (ПАЗ), средневыпрямленных (ПСВЗ) и среднеквадратических (ПСКЗ) значений.

3.1.1. Преобразователи амплитудных значений

Пассивные ПАЗ выполняются на основе диодно-конденсаторных выпрямительных схем с открытым (рис. 3.1, а) и закрытым (рис. 3.1, б) входом. Диоды могут быть полупроводниковыми или вакуумными. Нагрузкой таких ПАЗ должны быть усилители постоянного тока (УПТ) с высоким входным сопротивлением $R_{вх} \gg R_{н}$.

В схеме с открытым входом при синусоидальном или почти синусоидальном входном напряжении запоминающий конденсатор C заряжается почти до амплитудного значения $u_C \approx U_m$ за один или несколько положительных полупериодов входного напряжения. Заряд происходит через последовательно соединенные прямое сопротивление диода $R_{пр}$ и внутреннее сопротивление источника сигнала $R_{и}$. Постоянная времени заряда $\tau_3 = C(R_{пр} + R_{и})$. Когда мгновенное значение входного напряжения становится меньше u_C , конденсатор C начинает разряжаться через параллельно соединенные сопротивления нагрузки $R_{н}$, обратное сопротивление диода $R_{обр}$ ($R_{и} \ll R_{обр}$) и входное сопротивление УПТ $R_{вх}$. Постоянная времени цепи разряда $\tau_p = CR_p$, где

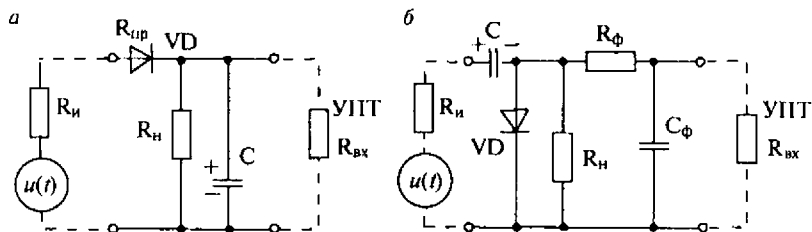


Рис. 3.1. Диодно-конденсаторные выпрямительные схемы с открытым (а) и закрытым (б) входом

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{R_n} + \frac{1}{R_{обр}} + \frac{1}{R_{вх}}.$$

Для того чтобы напряжение на конденсаторе при разряде уменьшалось незначительно, τ_p должна быть существенно больше периода измеряемого напряжения ($\tau_p \gg T_n$). В последующих положительных полупериодах конденсатор C вновь подзарядается почти до амплитудного значения.

Зарядный ток через диод протекает в течение незначительной части $\Delta\omega$ периода 2π , выражаемой углом отсечки тока диода Θ . При этом максимальное среднее напряжение на конденсаторе $\bar{U}_{см} = U_m \cos \Theta$. Величина Θ является сложной функцией постоянных времени τ_3 и τ_p . При $\tau_p \gg \tau_3$ угол отсечки Θ мал и среднее значение напряжения на конденсаторе $\bar{U}_{см} \approx U_m$.

Если во входном напряжении ПАЗ с открытым входом присутствует постоянная составляющая U_0 , то выходное напряжение будет суммой $U_{см} \approx U_0 + U_m$. Постоянная составляющая тока заряда конденсатора C должна замыкаться через источник сигнала. Поэтому на входе ПАЗ с открытым входом нельзя включать разделительный конденсатор. Эквивалентное входное сопротивление ПАЗ с открытым входом $R_3 = R_p/2$ может быть высоким — порядка единиц и десятка мегаом. Входная емкость определяется емкостью диода, а также емкостью монтажа и может составлять единицы пикофарад.

В ПАЗ с закрытым входом (см. рис. 3.1, б) запоминающий конденсатор C включен на входе. Поэтому постоянная составляющая входного напряжения не передается на выход. При синусоидальном входном напряжении конденсатор C заряжается почти до амплитудного

значения $u_C = U_m$ в течение одного или нескольких положительных полупериодов. Постоянная времени цепи заряда $t_3 = CR_3 = C(R_{пр} + R_{и})$. Когда мгновенное значение входного напряжения становится меньше u_C , конденсатор разряжается через внутреннее сопротивление источника сигнала $R_{и}$ и параллельно соединенные сопротивления $R_{и}$, $R_{обр}$ и $(R_{ф} + R_{вх})$. Постоянная времени цепи разряда

$$\tau_p = CR_p = C(R_{и} + R'_{и}),$$

где
$$\frac{1}{R'_{и}} = \frac{1}{R_{и}} + \frac{1}{R_{обр}} + \frac{1}{(R_{ф} + R_{вх})}$$

Обычно $R_{и} \ll R'_{и}$ и $\tau_3 = CR'_{и}$.

Для обеспечения малых пульсаций напряжения u_C и малого угла отсечки Θ необходимо выполнение тех же условий, что и для схемы с открытым входом:

$$\tau_p \gg T_{и}, \quad \tau_p \gg \tau_3.$$

При этом среднее значение напряжения на конденсаторе $\bar{U}_{см} = -U_m \cos \Theta = -U_m$. Напряжение на нагрузке $R_{н}$ (и диоде) является суммой напряжения на конденсаторе и переменной составляющей входного напряжения $U_{н} = U_m \sin \omega t - \bar{U}_{см}$ и изменяется почти от 0 до $-2U_m$. Постоянная составляющая этого напряжения $\bar{U}_{см} \approx U_m$ выделяется RC-фильтром. Постоянная времени этого фильтра должна быть значительно больше периода измеряемого сигнала $\tau_{ф} = C_{ф}R_{фр} \gg T_{и}$.

Эквивалентное входное сопротивление ПАЗ с закрытым входом (см. рис. 3.1, б)

$$R''_{н} / \left(3 + \frac{R''}{R_{ф}} k \right),$$

где $R''_{н} = R_{н}R_{обр} / (R_{н} + R_{обр})$; $k = \left[1 + 2 / \left(1 + \frac{R_{вх}}{R_{ф}} \right) \right]$.

Из этой формулы следует, что входное эквивалентное сопротивление ПАЗ с закрытым входом несколько меньше, чем с открытым входом. Входная емкость этих преобразователей определяется емкостью

диода и емкостью монтажа и имеет порядок единиц пикофарад. Пассивные ПАЗ с открытым и закрытым входом обеспечивают весьма широкий диапазон частот преобразуемых напряжений от единиц и десятков герц до сотен мегагерц.

Вольт-амперные характеристики вакуумных и полупроводниковых диодов являются нелинейными при напряжениях меньше $1 \div 1,5$ В. При этом с уменьшением напряжения прямое сопротивление вакуумных и полупроводниковых диодов увеличивается, а обратное сопротивление полупроводниковых диодов уменьшается. Следовательно, с уменьшением напряжения угол отсечки Θ увеличивается, а коэффициент передачи таких ПАЗ уменьшается. Поэтому минимальное напряжение, измеряемое такими преобразователями, составляет $0,1 \div 0,3$ В.

При импульсном периодическом входном напряжении выходное напряжение рассмотренных ПАЗ будет почти равно амплитудному значению при выполнении условий: $\tau_3 \leq T_{и}$ и $\tau_p \gg T_{и}$. Эти условия сравнительно легко выполняются при длительности импульсов $\tau_{и}$

порядка милли- и микросекунд и скважности $Q = \frac{T_{и}}{\tau_{и}} \leq 10^2 \dots 10^3$.

ПАЗ с открытым входом измеряет полную амплитуду однополярных видеоимпульсов, а ПАЗ с закрытым входом — амплитуду за вычетом постоянной составляющей (при большой скважности постоянная составляющая мала). Для измерения амплитуды импульсов отрицательной полярности в схемах рис. 3.1 диоды должны быть включены в обратном направлении.

Термин *амплитудный детектор* относится к синусоидальным сигналам. Говоря о сигналах сложной формы, принято использовать термин *пиковый детектор*. Название пиковый происходит от понятия *пик-фактор*. (Пик-фактором называется отношение мгновенной, «пиковой» амплитуды сигнала к его эффективному, действующему значению). В пиковом детекторе выходное выпрямленное напряжение пропорционально амплитуде импульсов. Основным недостатком приборов с пиковыми детекторами является то, что при малой длительности импульса конденсатор детектора не успевает полностью зарядиться в промежутках между импульсами. При большой скважности он значительно разряжается, что вызывает дополнительные

погрешности, снижающие точность измерения амплитуды импульсного сигнала. От этого недостатка свободны детекторы компенсационного типа.

Разновидностью пикового является квазипиковый детектор. Его отличие заключается в определенном соотношении постоянных времени заряда и разряда (τ), которые определяются способностью уха человека воспринимать звуковые сигналы. Квазипиковый детектор подробно рассмотрен в п. 10.1.3.

Для измерения амплитуды периодических импульсных последовательностей наносекундной длительности ($\tau_{и} = 10 \dots 100$ нс) с большой скважностью ($Q > 10^2 \dots 10^3$) применяются автокомпенсационные схемы ПАЗ, одна из которых приведена на рис. 3.2. Под воздействием импульсов входного напряжения конденсатор C_1 заряжается, а в паузах медленно разряжается. Переменная составляющая напряжения на этом конденсаторе усиливается усилителем $У$. Переменное напряжение с выхода усилителя преобразуется в постоянное выпрямительной схемой VD_2, VD_3, C_H . Постоянная времени этой схемы $\tau_H = C_H R_H$ выбирается значительно больше периода измеряемого напряжения ($\tau_H \gg T_{и}$). Поэтому напряжение на выходе U_H будет практически постоянным. Через цепь обратной связи R_1, R_2 выходное напряжение подается на катод диода VD_1 . Конденсатор C_4 обеспечивает дополнительное усреднение этого напряжения и устойчивость схемы. Если напряжение на выходе и, следовательно, на катоде диода VD_1 будет больше амплитуды входных импульсов, диод закрывается, и поступление импульсов на выпрямительную схему прекращается. При достаточно большом коэффициенте усиления усилителя ($K \gg 1$) в установившемся режиме напряжение на нагрузке U_H поддерживается равным

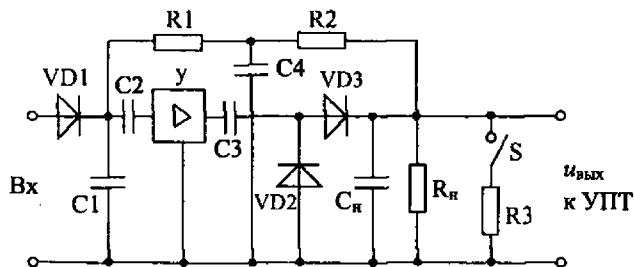


Рис. 3.2. Автокомпенсационная схема ПАЗ

амплитуде импульсов входного напряжения. Для измерения амплитуды импульсов отрицательной полярности включение диодов VD1, VD2, VD3 должно быть изменено на обратное.

3.1.2. Преобразователи средневыпрямленных значений

Для измерения СВЗН в соответствии с выражением

$$U_{\text{СВ}} = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt$$

необходимо сформировать модуль — абсолютное значение (АЗН) напряжения и произвести усреднение за один или несколько периодов (при периодическом напряжении) или за заданный промежуток времени (при случайных сигналах). Соотношения между СВЗН— $U_{\text{СВ}}$, СКЗН— U и АЗН— U_m существенно зависят от формы измеряемого напряжения. Поэтому с помощью ПСВЗ измеряют, как правило, синусоидальные напряжения.

Пассивные мостовые схемы ПСВЗ на полупроводниковых диодах с микроамперметром магнитоэлектрической системы в диагонали (рис. 3.3) применяют в приборах низких классов точности (2,5–6,0).

Мостовая схема формирует модуль измеряемого напряжения (двухполупериодное выпрямление). Инерционность подвижной системы прибора обеспечивает усреднение. При измерении низкочастотных напряжений параллельно микроамперметру включается усредняющий конденсатор.

В схеме рис. 3.3, а, если прямые $R_{\text{пр}}$ и обратные $R_{\text{обр}}$ сопротивления всех диодов одинаковы, среднее значение тока через прибор при синусоидальном входном напряжении определяется соотношением

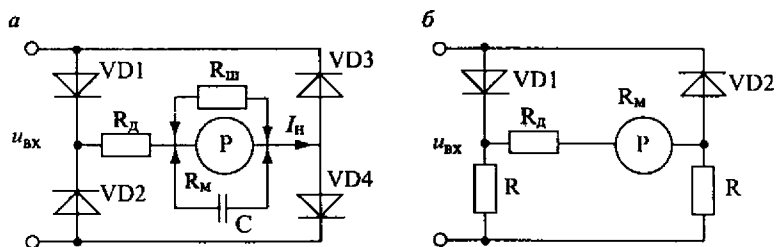


Рис. 3.3. Пассивная мостовая схема

$$I_{CB} = \frac{2U_{m \text{ вх}}}{\pi} \left(\frac{1}{2R_{пр} + R_n} - \frac{1}{2R_{обр} + R_n} \right),$$

где $R_n = R_d + R_m$ — суммарное сопротивление нагрузки в диагонали.

Для уменьшения влияния обратного сопротивления диодов на ток в нагрузке необходимо, чтобы $R_{обр} \gg R_{пр}$. Для повышения линейности зависимости показаний прибора от входного напряжения и уменьшения температурной зависимости показаний за счет изменения $R_{пр}$ диодов необходимо обеспечить $R_n > R_{пр}$. С этой целью последовательно с прибором включают дополнительный резистор R_d . Включение этого резистора приводит к необходимости увеличения входного напряжения, с тем чтобы обеспечить такую величину прямого тока диодов, при которой их прямое сопротивление $R_{пр}$ достаточно мало. Для обеспечения необходимой линейности и температурной стабильности таких ПСВЗ требуется входное напряжение порядка единиц вольт, а в некоторых случаях — более 10 В.

Для реализации схемы ПСВЗ, приведенной на рис. 3.3, б, необходимы только два диода с примерно одинаковыми характеристиками. Если $R_{обр} \gg R_{пр}$ то при синусоидальном входном напряжении среднее значение тока в нагрузке, включенной в диагональ схемы, определяется соотношением

$$I_{CB} = \frac{2U_{m \text{ вх}}}{\pi} \left(\frac{1}{R_{пр} + (R_n + R)(1 + R_{пр}/R)} \right).$$

Условия для обеспечения требуемой линейности и температурной стабильности в этой схеме такие же, как и в схеме с четырьмя диодами.

Частотный диапазон схемы с двумя диодами может быть расширен до 30–50 МГц компенсацией емкости диодов за счет шунтирования резисторов R подбираемыми конденсаторами малой емкости.

Активные ПСВЗ обеспечивают лучшую линейность и более высокую чувствительность, чем пассивные мостовые. В таких преобразователях выпрямительные диоды включены в цепь отрицательной обратной связи (ООС) широкополосного усилителя (рис. 3.4). Для реализации активных ПСВЗ усилитель должен иметь достаточно большой коэффициент усиления ($K \geq 10^3 \dots 10^5$) в рабочем диапазоне частот, высокое входное сопротивление ($R_{вх} \geq 10^5 \dots 10^6$ Ом) и быть

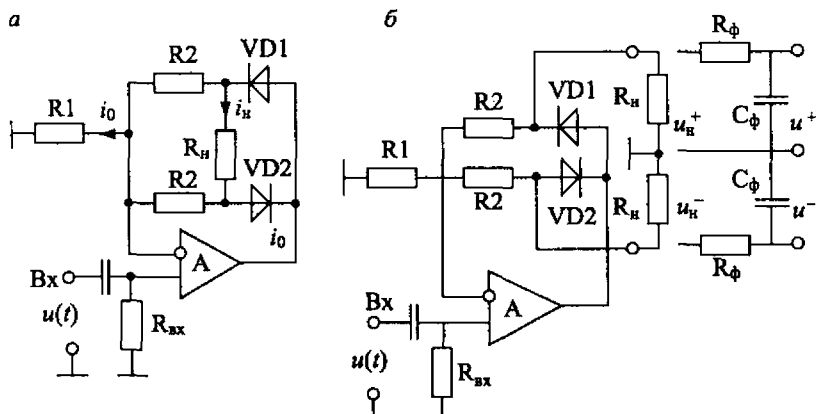


Рис. 3.4. Схема активного ПСВЗ

устойчивым при разомкнутой и замкнутой цепи ООС. Цепь ООС содержит резистор R_1 и две параллельные ветви с диодами для положительного и отрицательного полупериодов. Резисторы R_2 в обеих ветвях имеют одинаковое сопротивление, а диоды — примерно одинаковые характеристики при выполнении условий $R_{обр} \gg R_{пр}$, $R_{обр} \gg R_2$. Схема рис. 3.4, а применяется в стрелочных приборах, так как сопротивления нагрузки R_n (микроамперметр с добавочным резистором) не могут иметь соединение с общим проводом. В этой схеме применен дифференциальный усилитель, инвертирующий вход которого используется только для ООС, а входной сигнал подается на неинвертирующий вход. Это позволяет исключить внутреннее сопротивление источника сигнала R_n из цепи ООС и, следовательно, влияние R_n на коэффициент передачи преобразователя. Кроме того, такая схема имеет высокое входное сопротивление. Через сопротивление нагрузки R_n протекает двухполупериодный выпрямленный ток

$$i_n = \frac{|u_{вх}(t)| R_2}{R_1 (2R_2 + R_n)}, \quad (3.1)$$

который не зависит от прямого сопротивления диодов. Это объясняется тем, что ООС при достаточно большом коэффициенте усиления усилителя A и его высоком входном сопротивлении обеспечивает

режим заданного тока $i_0 = u_{\text{вх}}(t)/R_1$, не зависящего от сопротивления, включенного между выходом и инвертирующим входом усилителя. При синусоидальном входном напряжении средневывпрямленное значение тока нагрузки

$$I_{\text{СВ}} = \frac{2U_{\text{м вх}}}{\pi} \left(\frac{R_2}{R_1 (2R_2 + R_{\text{н}})} \right).$$

Усреднение пульсирующего тока происходит за счет инерционности микроамперметра, а при необходимости — посредством подключения параллельно ему конденсатора.

Подобный преобразователь может быть реализован и на инвертирующем усилителе с одним входом. В этом случае входное напряжение подается последовательно с резистором R_1 . Зависимость тока в нагрузке от входного напряжения определяется выражением (3.1), в которое необходимо вместо R_1 подставлять $R_1 = (R_1 + R_{\text{н}})$. В таком преобразователе входное сопротивление равно R_1 , а коэффициент передачи зависит от сопротивления источника сигнала $R_{\text{н}}$.

В некоторых схемах ПСВЗ, выполненных по схеме рис. 3.4, а, резисторы R_2 заменяются диодами. При этом в цепи ООС получается четырехплечий мост, и ток в нагрузке определяется соотношением

$$i_{\text{н}} = \frac{|u_{\text{вх}}(t)|}{R_1}.$$

Схема активного ПСВЗ, представленная на рис. 3.4, б, применяется в тех случаях, когда сопротивление нагрузки должно иметь соединение с общей точкой (большая часть в цифровых приборах). Параметры усилителя и диодов должны удовлетворять тем же условиям, что и в предыдущей схеме. При $u_{\text{вх}}(t) > 0$ на верхнем резисторе нагрузки $R_{\text{н}}$ формируется однополупериодное напряжение положительной полярности, повторяющее форму положительного полупериода входного сигнала:

$$u_{\text{н}}(t) = u_{\text{вх}}(t) \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{2R_1}{(R_2 + R_{\text{н}})} \right). \quad (3.2)$$

При $u_{\text{вх}}(t) < 0$ однополупериодное напряжение отрицательной полярности, повторяющее форму отрицательного полупериода вход-

ного сигнала, выделяется на нижнем нагрузочном резисторе R_H . Величина этого напряжения определяется выражением (3.2).

Как следует из соотношения (3.2), выходное напряжение рассматриваемого ПСВЗ не зависит от прямого сопротивления диодов. Влияние сопротивления нагрузки объясняется тем, что последовательно соединенные R_2 и R_H в запертой ветви шунтируют резистор R_1 , что увеличивает коэффициент передачи преобразователя. Кроме того, на резисторе нагрузки R_H запертой ветви появляется однополупериодное напряжение противоположной полярности, определяемое соотношением

$$u'_H(t) = -u_{\text{вх}}(t) \frac{R_H}{(R_2 + R_H)}.$$

Это уменьшает величину средневыврямленного напряжения на нагрузке.

При синусоидальном входном напряжении СВЗН на каждом из двух сопротивлений нагрузки R_H определяется соотношением

$$U_{\text{СВ}} = \frac{U_{\text{м вх}}}{\pi} \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{2R_1}{R_2 + R_H} \right).$$

При $R_H \rightarrow \infty$ и $R_H = R_2$ соответственно

$$U_{\text{СВ}} = \frac{U_{\text{м вх}}}{\pi} \frac{R_2}{R_1} \quad \text{и} \quad U_{\text{СВ}} = \frac{U_{\text{м вх}}}{\pi} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right).$$

Усреднение обычно осуществляется RC-фильтрами, включаемыми вместо сопротивлений нагрузки R_H . В этом случае нагрузкой является сопротивление фильтра $R_{\text{ф}}$ (см. рис. 3.4, б).

ПСВЗ, аналогичный приведенному на рис. 3.4, б, может быть реализован и на инвертирующем усилителе с одним входом. В этом случае входное напряжение подается последовательно с резистором R_1 . Напряжение для отрицательного полупериода входного напряжения на верхнем нагрузочном резисторе R_H и для положительного на нижнем (см. рис. 3.4, б) определяется соотношением

$$u_H(t) = u_{\text{вх}}(t) \frac{R_2}{R_1},$$

где $R_1' = R_1 + R_H$.

Как следует из этого выражения, напряжение на нагрузках не зависит от сопротивления нагрузки, однако коэффициент передачи зависит от внутреннего сопротивления источника сигнала.

Для формирования двухполупериодного выпрямленного напряжения (модуля входного сигнала) необходимо инвертировать напряжение на одном из выходов схемы рис. 3.4, б и суммировать его с напряжением второго входа. Существует большое количество схем ПСВЗ с двухполупериодным выпрямлением. Как правило, такие схемы реализуются на микросхемах операционных усилителей (ОУ). Вследствие ограниченного быстродействия и частотной зависимости фазовых сдвигов ОУ подобные схемы ПСВЗ имеют рабочий диапазон частот до нескольких десятков килогерц. Поэтому ПСВЗ в цифровых приборах для диапазона частот до нескольких сотен килогерц выполняются с однополупериодным выпрямлением на усилителях, реализованных на СВЧ-транзисторах.

Активные ПСВЗ обеспечивают высокую линейность преобразования для входных напряжений от единиц или десятков милливольт, а также имеют достаточно высокую стабильность характеристик. Погрешность преобразования активных ПСВЗ имеет порядок сотых и десятых долей процента. Недостатком активных ПСВЗ является ограниченный сверху рабочий диапазон частот.

3.1.3. Преобразователи среднеквадратических значений

В соответствии с выражением

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [u(t)]^2 dt}$$

преобразователь среднеквадратических (действующих) значений напряжений (ПСКЗ) должен производить последовательно ряд функциональных преобразований: возведение в квадрат мгновенных значений напряжений, интегрирование (усреднение) и извлечение квадратного корня. На частотах от десятков герц и выше усреднение обычно осуществляется с помощью RC-фильтров низких частот.

Выходное постоянное напряжение (или ток) определяется соотношением

$$U_{\text{вых}} = k_1 \sqrt{u_{\text{вх}}^2(t)} \quad \text{или} \quad I_{\text{вых}} = k_2 \sqrt{i_{\text{вх}}^2(t)},$$

где k_1, k_2 — масштабные коэффициенты.

Многообразные схемы ПСКЗ можно разделить на две группы.

Преобразователи первой группы, применяемые в стрелочных приборах прежних выпусков, выполняют только возведение в квадрат мгновенных значений напряжения. Усреднение происходит за счет инерционности магнитоэлектрического микроамперметра. Извлечение квадратного корня осуществляется при градуировке шкалы. При этом шкала прибора растянута в области больших и сжата в области малых напряжений. В преобразователях этой группы квадратичная зависимость между входным напряжением и выходным током реализуется путем кусочно-линейной аппроксимации параболы с помощью диодно-резистивных цепочек.

Преобразователи второй группы, применяемые в современных стрелочных и цифровых приборах, обеспечивают линейную зависимость выходного напряжения (тока) от СКЗ входного напряжения. Такие ПСКЗ реализуются на термоэлектрических и термотранзисторных преобразователях или на функциональных преобразователях (ФП). К ФП относятся: квадраторы, перемножители и делители напряжений, извлекатели корня, логарифмирующие и антилогарифмирующие преобразователи. Такие ФП выполняются на основе интегральных микросхем (ИМС) операционных усилителей (ОУ) с нелинейной обратной связью или в виде специализированных ИМС. Ограниченные в области высоких частот характеристики ИМС ОУ позволяют реализовать ПСКЗ на ФП только для диапазона частот до нескольких десятков или сотен килогерц.

Функциональная схема ПСКЗ на термоэлектрических преобразователях, применяемая в широкополосных ИН и ИУ, приведена на рис. 3.5. Здесь А1 — повторитель напряжения с низким выходным сопротивлением, ТП1 и ТП2 — термоэлектрические преобразователи (ТЭП), например типа ТВБ по возможности с идентичными характеристиками, А2 — дифференциальный усилитель постоянного тока (УПТ) с большим коэффициентом усиления ($K = 10^4 \dots 10^5$).

ТермоЭДС (ТЭДС) на выходе ТП имеет порядок единиц и десятков милливольт и пропорциональна средней мощности тока подогревателя. При достаточно низком выходном сопротивлении усилителя, питающего подогреватель, ТЭДС пропорциональна среднему квадрату напряжения на выходе усилителя. Следовательно, ТЭДС на выходе ТП1 $e_1 = \alpha_1 u_{\text{вх}}^2(t)$. ТЭДС на выходе ТП2, включенного в цепь отрицательной обратной связи УПТ А2, $e_2 = \alpha_2 u_{\text{вых}}^2(t)$. Здесь α_1 и α_2 — коэф-

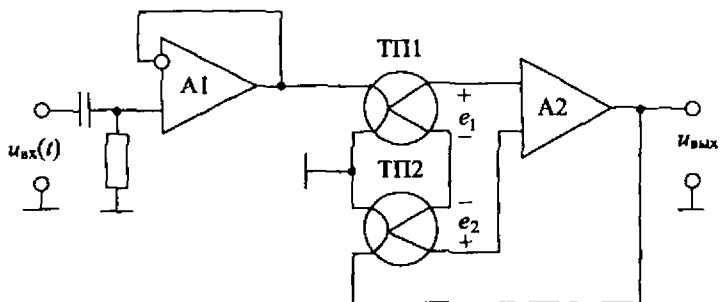


Рис. 3.5. Функциональная схема ПСКЗ на термоэлектрических преобразователях

коэффициенты чувствительности ТП1 и ТП2. Усилитель А2 усиливает разность входных напряжений, поэтому

$$U_{\text{вых}} = (e_1 - e_2)k = (\alpha_1 u_{\text{вх}}^2(t) - \alpha_2 u_{\text{вых}}^2)k,$$

$$\text{или } \frac{U_{\text{вых}}}{k} = \left(\alpha_1 \overline{u_{\text{вх}}^2(t)} - \alpha_2 u_{\text{вых}}^2 \right).$$

При достаточно большой величине k отношение $\frac{U_{\text{вых}}}{k} \rightarrow 0$.

Следовательно, $U_{\text{вых}}^2 = \frac{\alpha_1}{\alpha_2} \overline{u_{\text{вх}}^2(t)}$, или $U_{\text{вых}} = k_1 \sqrt{\overline{u_{\text{вх}}^2(t)}}$,

$$\text{где } k_1 = \sqrt{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}}.$$

В стрелочных приборах микроамперметр включается последовательно в цепь подогревателя ТП2.

ПСКЗ на ТЭП могут обеспечивать диапазон рабочих частот до нескольких десятков мегагерц и даже до 100 МГц с погрешностью порядка десятых долей и единиц процентов. Недостатками таких преобразователей являются большая инерционность и опасность перегрузок.

Структурная схема одного из многочисленных ПСКЗ на ФП приведена на рис. 3.6. Схема содержит множитель (ПН) и делитель (ДН) напряжений, которые могут быть реализованы, например, на ИМС аналогового множителя напряжений. Входы x и y ПН объе-

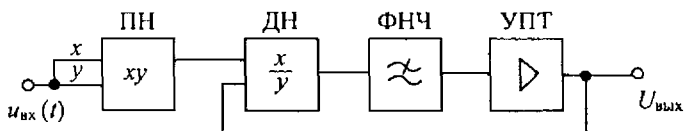


Рис. 3.6. Структурная схема ПСКЗ

динены, поэтому напряжение на его выходе пропорционально квадрату входного напряжения $a_1 u_{\text{вх}}^2(t)$. ДН делит это напряжение на выходное напряжение $U_{\text{вх}}$.

После усреднения ФНЧ напряжение постоянного тока на выходе УПТ определяется соотношением

$$U_{\text{вых}} = \frac{a_1 u_{\text{вх}}^2(t)}{a_2 U_{\text{вх}}} k, \quad (3.3)$$

где a_1 , a_2 , k — коэффициенты передачи соответственно ПН, ДН и УПТ. Из этого соотношения следует:

$$U_{\text{вых}}^2 = k \frac{a_1}{a_2} u_{\text{вх}}^2(t), \text{ или } U_{\text{вых}} = k_1 \sqrt{u_{\text{вх}}^2(t)},$$

где $k_1 = \sqrt{k \frac{a_1}{a_2}}$.

Погрешность преобразования подобных ПСКЗ определяется параметрами ИМС ПН и ДН и может быть равной 1+3 % в диапазоне частот до нескольких сотен кГц.

ПСКЗ со структурой, приведенной на рис. 3.6, может быть реализован на логарифмирующих и антилогарифмирующих ФП. При этом возведение в квадрат осуществляется удвоением логарифма входного напряжения, а деление реализуется как разность логарифма квадрата входного напряжения и логарифма выходного напряжения. После антилогарифмирующего преобразования и усреднения напряжение на выходе определяется соотношением (3.3). Погрешность преобразования и рабочий диапазон частот ПСКЗ на логарифмирующих преобразователях примерно такие же, как в преобразователях на ПН и ДН. Однако динамический диапазон преобразуемых напряжений значительно больше — несколько декад.

3.2. Аналого-цифровые (АЦП) и цифро-аналоговые преобразователи

3.2.1. Время-импульсный АЦП с линейной разверткой

В этом АЦП происходит преобразование мгновенного значения измеряемого постоянного напряжения U_x во временной интервал Δt . Функциональная схема АЦП приведена на рис. 3.7, временная диаграмма — на рис. 3.8. Тактирующее устройство ТУ определяет период повторения измерений $T_{из}$, включающий время преобразования T_n и время восстановления T_v (рис. 3.8, а). На протяжении временного интервала T_n на выходе генератора линейно изменяющегося напряжения ГЛИН формируется напряжение $u_0(t)$, линейно изменяющееся во времени от $+U_m$ до $-U_m$. В промежутке T_v происходит восстановление $u_0(t)$ от $+U_m$ до $-U_m$ (рис. 3.8, б). По командам от управляющего устройства ЦИН интервал T_v может удлиняться на установленное время индикации или вывода на внешнее устройство.

Крутизна изменения $u_0(t)$ на промежутке T_n определится выражением

$$S_0 = \frac{du_0(t)}{dt} = \frac{2|U_m|}{T_n} = \text{const.}$$

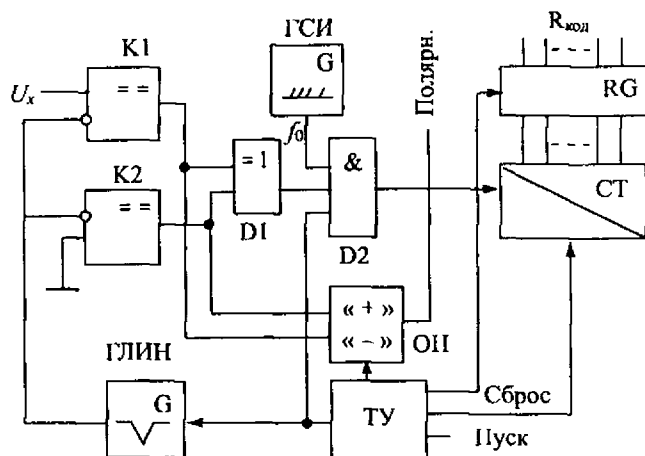


Рис. 3.7. Функциональная схема время-импульсного АЦП с линейной разверткой

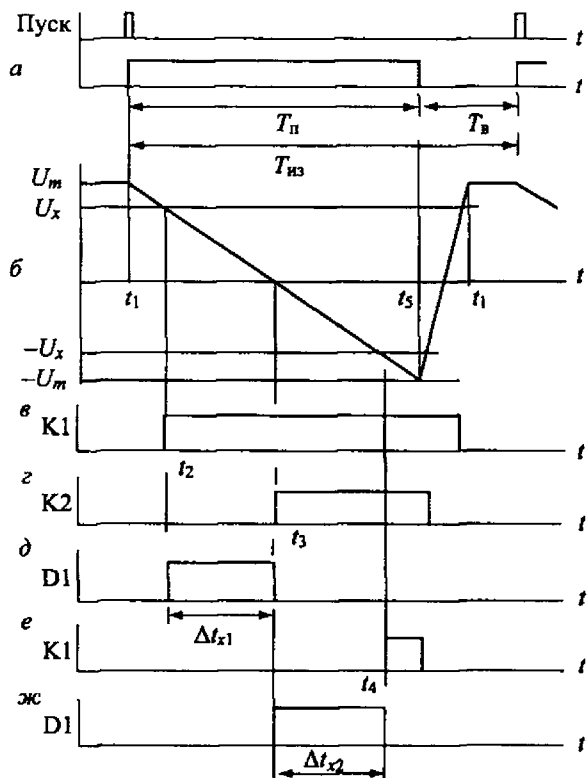


Рис. 3.8. Временная диаграмма работы время-импульсного АЦП с линейной разверткой

При этом должно выполняться условие $|U_m| > |U_{x\max}|$.

По команде «пуск» от управляющего устройства (УУ) цифрового индикатора напряжения (ЦИН) на выходе ТУ появляется импульс, длительность которого равна $T_{\text{п}}$. Этим импульсом запускается ГЛИН. Одновременно дается разрешение на открывание логического элемента (ЛЭ) D2. Фронтом импульса $T_{\text{п}}$ осуществляется сброс счетчика СТ в нулевое состояние. Если измеряемое напряжение U_x имеет положительную полярность, то в момент равенства $u_0(t)$ и U_x ($u_0(t) < U_x$) на выходе компаратора К1 появляется уровень, соответствующий логической 1 (точка t_2 на рис. 3.8, е). Так как при этом на выходе К2 сохраняется уровень логического 0, то на выходе логиче-

ского элемента (ЛЭ) «исключающее ИЛИ» D1 появится уровень логической 1 (рис. 3.8, д). Этим сигналом открывается ЛЭ D2, и импульсы с фиксированной частотой f_0 от генератора ГСИ поступают на вход счетчика СТ. Начинается преобразование U_x в Δt_{x1} и Δt_{x1} — в число импульсов N_x . Когда развертывающее напряжение будет равно нулю ($u_0(t) \leq 0$), произойдет переключение компаратора K2 (точка Δt_3 на рис. 3.8, з). Уровень логической 1 с выхода K2 определяет появление уровня логического 0 на выходе D1 и закрытие D2. Временной интервал Δt_x и счет N_x заканчиваются. В счетчике СТ будет зафиксировано число N_x , пропорциональное U_x .

При измерении напряжения отрицательной полярности ($-U_x$) первым переключается K2 (точка t_3 на рис. 3.8, з), а в момент равенства $-U_0 = -U_x$ — компаратор K1 (точка t_4 на рис. 3.8, е). Временной интервал Δt_{x2} и число N_x формируются в промежутке от t_3 до t_4 (рис. 3.8, ж). Когда заканчивается интервал T_{II} , на выходе ТУ появляется уровень логического 0. Срезом импульса T_{II} осуществляется запись кода из счетчика СТ в регистр RG. В ГЛИН происходит восстановление напряжения от $-U_m$ до $+U_m$. ЛЭ D2 закрывается для предотвращения счета при обратном переключении компараторов.

Фиксация знака U_x происходит в определителе полярности ОП. Если первым переключается K1, на выходе ОП появляется уровень, соответствующий индикации знака «+»; если первым переключается K2, на выходе ОП будет уровень, соответствующий индикации знака «-».

Соотношение между U_x и Δt определяется крутизной S_0 изменения

$u_0(t) \Delta t_x = \frac{U_x}{S_0}$. Число N_x , формируемое в счетчике, зависит от частоты

заполняющих импульсов f_0 : $N_x = \Delta t_x f_0$. Следовательно, $U_x = \frac{N_x S_0}{f_0}$.

Так, например, если необходимо измерять напряжение $U_x = 0-1,0$ В

с разрешением в 0,1 мВ, то $I = 10\,000 \frac{S_0}{f_0}$ и $\frac{S_0}{f_0} = 10^{-4}$. Для временного ин-

тервала $\Delta t_{x \max} = 10$ мс $S_0 = 100$ В/с, тогда $f_0 = \frac{S_0}{10^{-4}} = \frac{100}{10^{-4}} = 10^6$ Гц.

Для $\Delta t_{x \max} = 1$ мс $S_0 = 1000$ В/с, следовательно, $f_0 = 10$ МГц.

Однако уменьшение времени преобразования требует также увеличения быстродействия компараторов и ЛЭ, формирующих интервал Δt_x . Погрешность преобразования определяется в основном нестабильностью частоты f_0 и крутизны S_0 , нелинейностью изменения $u_0(t)$, дрейфом нуля компараторов и составляет 0,1–0,05 %. Достоинством таких АЦП является простота реализации, а недостатком — низкая помехозащищенность.

3.2.2. АЦП с двухтактным интегрированием

Принцип действия АЦП поясняет схема на рис. 3.9 и временная диаграмма на рис. 3.10. Последовательность преобразования определяет тактирующее устройство ТУ. При поступлении сигнала «пуск» от УУ ЦИН начинается первый такт интегрирования $t_{и1}$. Продолжительность этого такта определяется обычно с помощью счетчика СТ

$t_{и1} = \frac{N_1}{f_0}$. В различных АЦП может применяться счетчик прямого счета или реверсивный. В реверсивный счетчик перед началом такта $t_{и1}$ записывается число N_1 и счетчик работает в режиме вычитания. В счетчик прямого счета записывается число N_d , дополняющее N_1 , до максимальной емкости счетчика N_m ($N_d = N_m - N_1$). В некоторых АЦП $N_1 = N_m$.

После записи необходимого числа в счетчик СТ по сигналам от ТУ размыкается ключ S4, замыкается S3, а на вход ЛЭ D1 подается уро-

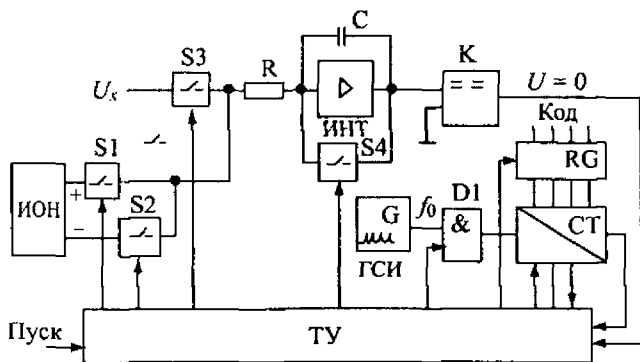


Рис. 3.9. Функциональная схема АЦП с двухтактным интегрированием

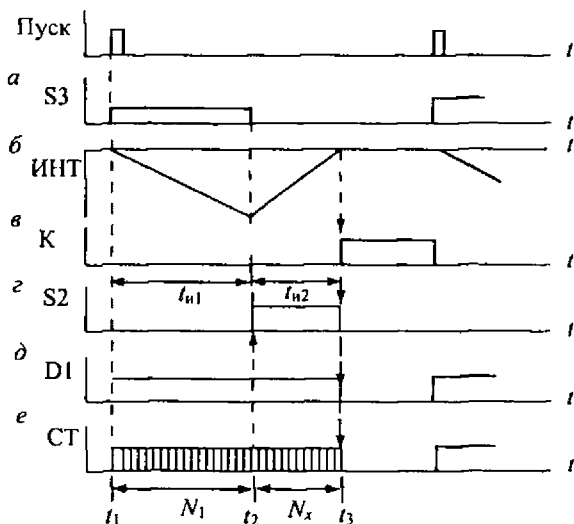


Рис. 3.10. Временная диаграмма работы АЦП с двухтактным интегрированием

вень лог. 1 (рис. 3.10, а, д). При этом СТ начинает счет импульсов с частотой f_0 , а на вход интегратора (операционного усилителя с RC отрицательной обратной связью) поступает измеряемое напряжение U_x . Напряжение на выходе интегратора начинает линейно возрастать

во времени $u_{ин} = \frac{-U_x t}{RC}$ (рис. 3.10, б).

Когда в счетчике СТ закончится счет N_1 импульсов, на его выходе возникнет импульс переноса (момент времени t_2 на рис. 3.10). Под воздействием этого импульса ТУ размыкает S3. Интегрирование U_x прекращается, и напряжение на выходе интегратора будет иметь значе-

ние $u_{ин} = \frac{-U_x t_{ин1}}{RC}$. Одновременно с размыканием S3 замыкается

ключ S1 или S2, подключающий ко входу интегратора опорное напряжение с полярностью, противоположной U_x . Определение полярности U_x осуществляется в ТУ по состоянию компаратора К в начале такта $t_{ин1}$: на выходе К уровень логическую 1, если $U_x > 0$, и уровень логический 0, если $U_x < 0$.

При замыкании S1 или S2 начинается второй такт интегрирования, и напряжение на выходе интегратора начинает уменьшаться (рис. 3.10, б, г). Одновременно с СТ поступают импульсы от ГСИ и он начинает прямой счет от 0 (рис. 3.10, е). По истечении некоторого времени $t_{и2}$ напряжение на выходе интегратора станет равным нулю (точка t_3 на рис. 3.10). В этот момент происходит изменение выходного напряжения компаратора (0—1 или 1—0 в зависимости от полярности U_x). Перепадом этого напряжения ТУ размыкает S2 или S1 и замыкает S4, а также формирует импульсы записи числа N_x из СТ в RG. На этом цикл преобразования заканчивается. В дополнительном такте осуществляется коррекция смещения нуля интегратора и компаратора. По окончании $t_{и2}$ УУ ЦИН обеспечивает выдержку времени индикации и запуск нового цикла преобразования.

На протяжении второго такта $t_{и2}$ напряжение на выходе интегратора уменьшается за счет интегрирования опорного напряжения U_0

$$u_{и} = \frac{-U_x t_{и1}}{RC} + \frac{U_0 t_{и2}}{RC}. \quad \text{При } u_{и} = 0 \quad \frac{U_x t_{и1}}{RC} = \frac{U_0 t_{и2}}{RC}, \quad \text{или } u_x t_{и1} = U_0 t_{и2}.$$

Продолжительность $t_{и1}$ и $t_{и2}$ определяется соотношениями $t_{и1} = \frac{N_1}{f_0}$ и $t_{и2} = \frac{N_x}{f_0}$. Следовательно, $U_x = \frac{U_0 N_x}{N_1}$.

Из приведенных соотношений следует, что постоянная времени интегрирования $\tau_{и} = RC$ и частота ГСИ f_0 не влияют на результат измерения, если они стабильны на протяжении тактов $t_{и1}$ и $t_{и2}$.

Погрешность измерения определяется стабильностью U_0 , открытого и закрытого сопротивления ключей S1, S2, S3, зоной неопределенности переключения компаратора и может иметь порядок сотых и тысячных долей процента.

Если продолжительность $t_{и1}$ кратна целому числу периодов сетевого напряжения ($t_{и1} = n \times 20$ мс, где $n = 1, 2, 3, \dots$), то АЦП с двухтактным интегрированием имеет высокую защищенность от сетевых помех. Это позволяет реализовать высокую чувствительность ЦИН с отсчетным устройством в 5—6 декад.

3.2.3. Частотно-импульсные АЦП

В таких АЦП осуществляется преобразование измеряемого напряжения U_x в частоту f_x и ее измерение путем счета числа периодов-

$$T_x = \frac{1}{f_x} \text{ за калиброванный отрезок времени } T_{из}.$$

Структурная схема АЦП на основе преобразователя U_x в частоту f_x с импульсной отрицательной обратной связью (ООС) и временная диаграмма ее работы приведены на рис. 3.11. На схеме показаны элементы для измерения напряжения положительной полярности. Для измерения двухполярного напряжения схема дополняется вторым компаратором и вторым формирователем импульсов ООС.

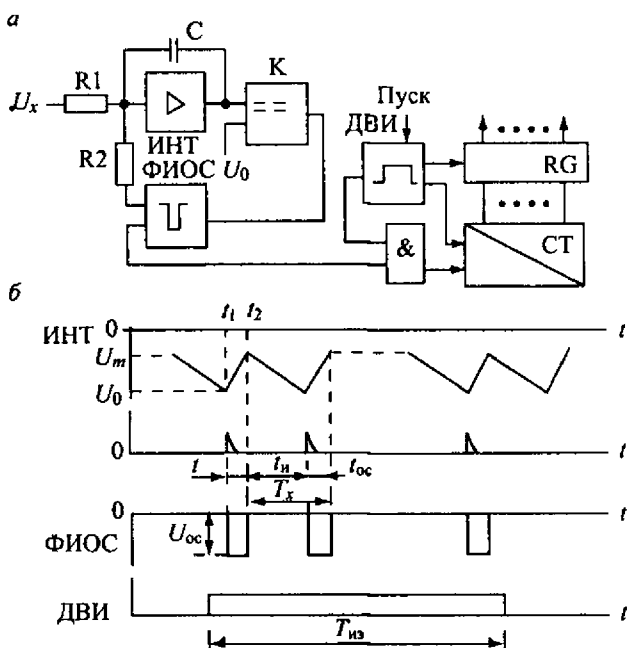


Рис. 3.11. Структурная схема АЦП (а) и временная диаграмма его работы (б)

Измеряемое напряжение U_x подано на вход интегратора (ОУ с RC ООС). На протяжении некоторого отрезка времени t_n напряжение на выходе интегратора линейно увеличивается по абсолютной величине от некоторой начальной величины U_n до конечной величины U_0 :

$$u_n = -U_n - \frac{U_x t_n}{RC} = -U_0, \text{ или } U_0 = U_n + \frac{U_x t_n}{RC}. \quad (3.4)$$

В тот момент, когда $u_n = U_0$, компаратор К переключается (точка t_1 на рис. 3.11, б). Импульсом с выхода К запускается формирователь импульса отрицательной обратной связи ФИОС. Импульс с полярностью, обратной U_x , и с постоянной вольт-секундной площадью ($U_{oc} t_{oc} = \text{const}$) поступает на второй вход интегратора, при этом напряжение на выходе интегратора начинает изменяться в обратную сторону, от U_0 до U_n :

$$u_n = U_n - \frac{U_x t_{oc}}{R_1 C} + \frac{U_{oc} t_{oc}}{R_2 C} = -U_n,$$

$$\text{отсюда } U_0 = U_n + \frac{U_{oc} t_{oc}}{R_2 C} - \frac{U_x t_{oc}}{R_1 C}. \quad (3.5)$$

Приравнявая (3.4) и (3.5), можно получить:

$$U_x \frac{t_n + t_{oc}}{R_1 C} = U_{oc} \frac{t_{oc}}{R_2 C}, \text{ или } U_x \frac{T_x}{R_1} = U_{oc} \frac{t_{oc}}{R_2}.$$

Период определится выражением $T_x = t_n + t_{oc} = U_{oc} \frac{R_1 t_{oc}}{R_2 U_x}$.

Частота $f_x = \frac{1}{T_x} = U_x \frac{R_2}{R_1 U_{oc} t_{oc}} = k U_x$, где $k = \frac{R_2}{R_1 U_{oc} t_{oc}}$.

Из приведенных соотношений следует, что частота f_x линейно зависит от напряжения U_0 . Частота f_x не зависит от величины U_0 и начального напряжения U_n , до которого разряжается конденсатор интегратора С, а также от величины С.

Частота f_x преобразуется в число N_x и код с помощью счетчика СТ и датчика времени измерения ДВИ. По командам от УУ ЦИН ДВИ формирует импульсы длительностью $T_{из}$. В СТ записывается число $N_x = f_x T_{из}$. Срезом импульса $T_{из}$ число N_x из СТ переписывается в регистр RG.

Для обеспечения защищенности от помех с частотой питающих сетей время измерения $T_{из}$ должно быть кратно целому числу периодов $T_{из} = n \cdot 20$ мс. Погрешность преобразования определяется в основном нестабильностью вольт-секундной площади импульса обратной связи $U_{oc} t_{oc}$, нестабильностью длительности импульса $T_{из}$, неидеальностью интегратора, дрейфом нуля компаратора и интегратора. В различных АЦП погрешность преобразования может быть 0,1—0,05 %.

3.2.4. Кодоимпульсные АЦП

Кодоимпульсные АЦП, называемые также АЦП поразрядного кодирования, содержат в своем составе преобразователь кода в напряжение (ЦАП). Функциональная схема ЦАП на основе резисторной матрицы R-2R приведена на рис. 3.12. Такой ЦАП содержит цепочку резисторов с номинальными сопротивлениями R и 2R, разрядные ключи $S_1—S_n$, управляемые двоичным кодом, и операционный усилитель ОУ. Напряжение на выходе ОУ определяется опорным напряжением $U_{оп}$ и соотношением резисторов R_{oc} и R_M :

$$U_0 = \frac{-U_{оп} R_{oc}}{R_M},$$

где R_M — результирующее сопротивление матрицы, включенное между источником $U_{оп}$ и инвертирующим входом ОУ. Величина R_M определяется кодом, включающим разрядные ключи.

$$\text{При } R_{oc} = R \quad U_0 = \frac{-U_{оп} N_i}{N_M},$$

где $N_M = 2^M$ — максимальное численное значение двоичного n -разрядного управляющего кода;

N_i — численное значение установленного кода.

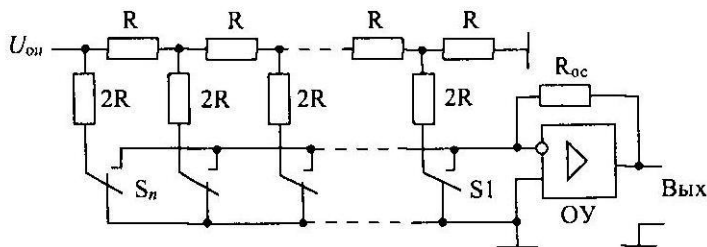


Рис. 3.12. Функциональная схема кодоимпульсного АЦП

Так, например, в 10-разрядном ЦАП $N_M = 2^{10} = 1024$, шаг квантования $\Delta U = U_{оп}/1024$. Если код содержит 1 в старшем разряде и 1 в младшем, а в остальных 0, то $U_0 = -\frac{U_{оп}}{1024}(512+1) = -U_{оп} \frac{513}{1024}$.

Упрощенная структурная схема кодоимпульсного АЦП для преобразования однополярного напряжения U_x приведена на рис. 3.13. Схема содержит тактирующее устройство ТУ с тактирующим генератором ТГ, ЦАП, запоминающий регистр ЗР, регистр хранения РХ, устройство выборки-хранения УВХ и компаратор К. ТУ содержит распределитель импульсов РИ, обеспечивающий последовательное переключение триггеров ЗР, а также ряд ЛЭ, обеспечивающих управление узлами АЦП. Триггеры ЗР осуществляют управление разрядными ключами ЦАП (см. рис. 3.12), а также формирование кода измеряемого напряжения. Часть схемы ЗР приведена на рис. 3.14. По окончании цикла преобразования код из ЗР переписывается в РХ и хранится там до завершения следующего цикла. УВХ запоминает мгновенное значение измеряемого напряжения на время цикла преобразования. Компаратор К выдает на выходе сигнал лог. 1, если напряжение на выходе ЦАП U_0 больше измеряемого ($U_0 > U_x$), в противном случае ($U_0 \leq U_x$) — уровень лог. 0. При поступлении сигнала

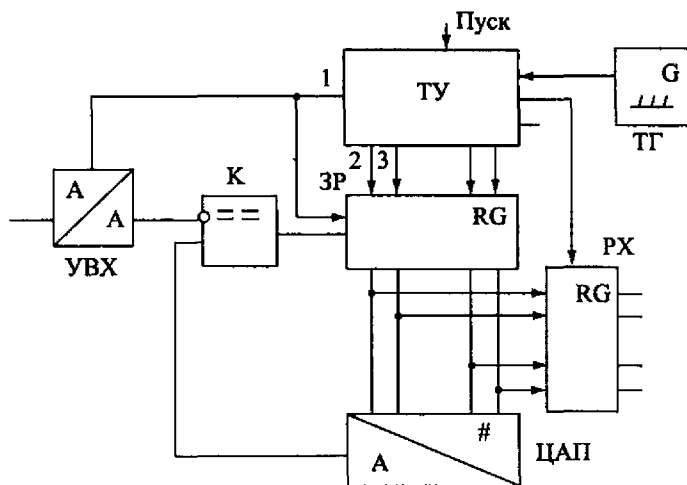


Рис. 3.13. Упрощенная структурная схема кодоимпульсного АЦП

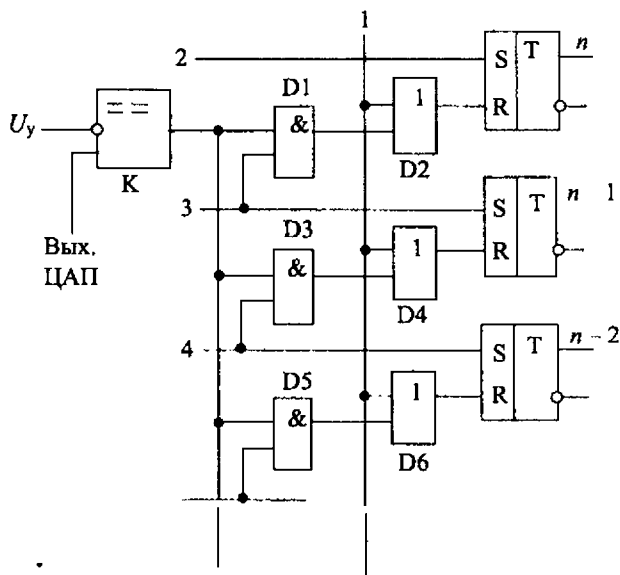


Рис. 3.14. Схема запоминающего регистра

«пуск» (от УУ ЦИН) под воздействием ТГ появляется импульс на первом выходе РИ ТУ. Этим импульсом (через ЛЭ D2, D4, ... на рис. 3.14) сбрасываются в исходное состояние все триггеры ЗР, а в УВХ запоминается мгновенное значение U_x .

Следующий импульс от ТГ вызывает появление импульса на выходе 2 РИ ТУ. Этот импульс по входу S переключает в единичное состояние триггер старшего n -разряда ЗР. На вход К от ЦАП поступает напряжение $U_0 = 0,5U_{оп}$. Если $U_0 > U_x$, то на выходе К будет логическая 1, в противном случае ($U_0 < U_x$) — логический 0.

Следующий импульс от ТГ формирует импульс на выходе 3 ТУ, которым переводится в единичное состояние триггер следующего, $(n - 1)$ -го разряда ЗР (рис. 3.14). Если при этом на выходе компаратора будет уровень логической 1 ($U_0 > U_x$), то фронтом этого импульса через ЛЭ D1 и D2 триггер n -разряда по входу R возвращается в исходное состояние, управляемый им разрядный ключ размыкается и на

выходе ЦАП будет $U_0 = \frac{1}{4}U_{оп}$.

Если на выходе компаратора уровень логического 0, то ЛЭ D1 будет закрыт и триггер n -разряда останется в единичном состоянии. При этом выходное напряжение ЦАП $U_0 = U_{\text{оп}} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{4} \right) = \frac{3}{4} U_{\text{оп}}$. Если $U_0 = \frac{3}{4} U_{\text{оп}} > U_x$, то очередным тактовым импульсом триггер $(n - 1)$ -го разряда будет сброшен в исходное состояние, а на выходе ЦАП будет напряжение $U_0 = U_{\text{оп}} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{8} \right) = \frac{5}{8} U_{\text{оп}}$. Далее процесс сравнения продолжается до последнего, младшего разряда ЗР и ЦАП. При этом в единичном состоянии останутся триггеры ЗР, замыкающие те разрядные ключи ЦАП, при которых $U_0 < U_x$. По окончании цикла по команде от ТУ код из ЗР переписывается в РХ, откуда выводится на индикацию или на внешние устройства.

Следующей командой от УУ ЦИН цикл измерения-преобразования повторяется.

Погрешность кодоимпульсных АЦП определяется в основном погрешностью ЦАП, стабильностью $U_{\text{оп}}$, а также смещением нуля и конечным значением зоны неопределенности порога переключения компаратора. АЦП различных реализаций могут иметь погрешность преобразования порядка $10^{-2} \dots 10^{-3} \%$.

Быстродействие, определяемое ЦАП и компаратором, может достигать $10^4 \dots 10^6$ преобразований в секунду.

Кодоимпульсные АЦП применяются, как правило, в приборах, осуществляющих цифровую обработку измеряемых напряжений.

3.2.5. АЦП параллельного преобразования

В АЦП параллельного преобразования, называемых также АЦП считывания, мгновенное значение измеряемого напряжения u_x сравнивается одновременно с $2^n - 1$ уровнями квантования U_{ki} (n — число разрядов формируемого двоичного кода). Уровни квантования задаются резисторным делителем из опорного напряжения $U_{\text{оп}}$ (рис. 3.15). Два смежных уровня отличаются на один шаг (интервал) квантования. Сравнение осуществляется с помощью $2^n - 1$ компараторов К. На выходе каждого компаратора будет уровень логической 1, если $u_x > u_{ki}$. Единичный код, формируемый на выходах компараторов,

преобразуется в двоичный с помощью преобразователя кодов ПК.

Достоинством АЦП считывания является высокое быстродействие (10^8 преобразований в секунду), недостатком — сложность. Так, для формирования 8-разрядного двоичного кода (шаг квантования $1/256$) при преобразовании однополярного напряжения требуется $2^8 - 1 = 255$ компараторов. Для преобразования двухполярного напряжения число компараторов удваивается. Поэтому АЦП считывания реализуются только на основе больших интегральных микросхем (БИС и СБИС).

Кроме того, параллельное соединение входов большого количества компараторов требует применения низкоомных делителей опорного напряжения и усилителя измеряемого сигнала с низким выходным сопротивлением. Это обуславливает повышенное потребление мощности от источников электропитания $P_{\text{пот}}$. АЦП параллельного преобразования применяются только в приборах, осуществляющих цифровую обработку мгновенных значений измеряемых сигналов. Для повышения точности (разрядности) преобразования АЦП параллельного преобразования применяются в комбинированных параллельно-последовательных преобразователях.

3.2.6. Логарифмические АЦП

В ЦИУ отсчет (и код) должен отображать уровень напряжения в децибелах

$$p_x = 20 \lg \frac{U_x}{0,775} = 20 \lg \frac{k_1 U_x}{k_1 \cdot 0,775} = 20 \lg \frac{U_{\text{вх}}}{U_0} \rightarrow N_x \rightarrow \sum_{i=0}^{n-1} a_i r_i, \quad (3.6)$$

где U_x — измеряемое напряжение, В;

k_1 — коэффициент передачи аналоговой части;

$U_{\text{вх}} = k_1 U_x$ — напряжение на входе АЦП;

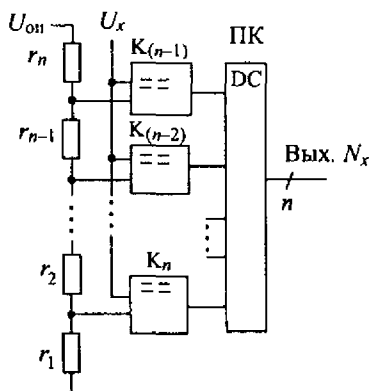


Рис. 3.15. Схема резисторного делителя напряжения

$U_0 = k_1 \cdot 0,775$ — опорное напряжение;

N_x — число, отображающее измеряемый уровень;

$\sum_{i=0}^{n-1} a_i r_i$ — двоичный код, отображающий это число.

Из соотношения (3.6) следует, что для получения цифрового отсчета уровня напряжения необходимо входное напряжение $U_{вх}$ разделить на опорное напряжение U_0 и выполнить логарифмическое преобразование частного.

Если $U_x > 0,775$ В ($U_{вх} > U_0$), отсчет должен иметь знак «+», при $U_x < 0,775$ В ($U_{вх} < U_0$) — знак «-». При этом двум значениям уровня, отличающимся от 0 на $+n$ дБ, соответствует одинаковый цифровой отсчет. Так, например, напряжению $U_x = 2,450$ В соответствует отсчет $+10,0$ дБ, напряжению $0,245$ В — отсчет $-10,0$ дБ.

Диапазон преобразуемых АЦП напряжений обычно составляет

10 дБ $\left(\frac{U_{вх}}{U_0} \text{ или } \frac{U_0}{U_{вх}} = 3,16 \right)$ или 20 дБ $\left(\frac{U_{вх}}{U_0} \text{ или } \frac{U_0}{U_{вх}} = 10 \right)$ в зави-

симости от допускаемой погрешности преобразования. В большинстве ЦИУ отсчет производится с разрешением 0,1 дБ.

Диапазон измеряемых уровней от $+(20...30)$ дБ до $-(50...60)$ дБ в широкополосных ЦИУ или до $-(100...120)$ дБ в избирательных ЦИУ перекрывается с помощью переключаемых пределов измерений ППИ в аналоговой части прибора ступенями по 10 или 20 дБ. В большинстве ЦИУ положение ППИ передается в старшие разряды ЦОУ.

В ЦИУ со встроенным МП преобразуются в код либо мгновенные значения измеряемого переменного напряжения, либо усредненное за некоторый промежуток времени значение (после преобразования его в постоянное). Значение уровня определяется вычислением в цифровой форме по формуле (3.6).

В приборах с жесткой логикой измеряемое переменное напряжение U_x преобразуется в постоянное, которое преобразуется в код в соответствии с выражением (3.6). Такое преобразование может осуществляться тремя способами. Первый реализуется преобразованием U_x в код с помощью линейного АЦП с последующим преобразованием этого кода в код, определяемый соотношением (3.6) с помощью преобразователя кодов (ПК). В таком ПК каждому значению линей-

ного кода соответствует код логарифма отношения $\frac{U_{вх}}{U_0}$. Недостатком

этого способа является сложность реализации ПК.

Второй способ — применение аналоговых логарифмических функциональных преобразователей (ЛФП). С помощью двух ЛФП формируется напряжение, пропорциональное разности

$$20 \lg U_{вх} - 20 \lg U_0 = 20 \lg \frac{U_{вх}}{U_0},$$

которое преобразуется в код с помощью

линейного двухполярного АЦП. Недостатком такого способа является относительно низкая точность ЛФП.

Третий способ преобразования реализуется на специальных логарифмических АЦП (ЛАЦП), которые сочетают логарифмирование

отношения $\frac{U_{вх}}{U_0}$ с преобразованием в код. Такие ЛАЦП относительно просто реализуются, обеспечивают достаточную для многих применений точность и широко используются в ЦИУ.

Одна из возможных схем ЛАЦП с экспоненциальной разверткой представлена на рис. 3.16. Принцип действия такого ЛАЦП основан

на преобразовании отношения $\frac{U_{вх}}{U_0}$ во временной интервал по логарифмическому закону и преобразовании этого интервала в число N_x .

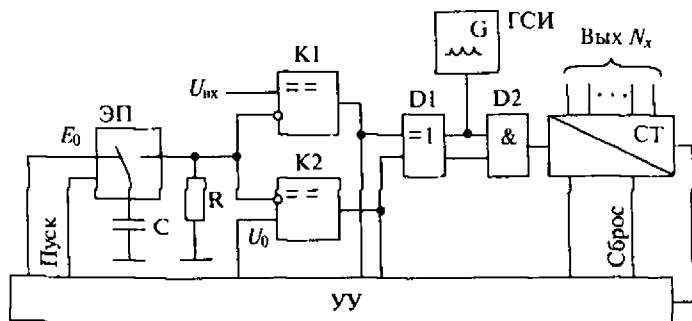


Рис. 3.16. Функциональная схема логарифмического АЦП

Число N_x преобразуется в двоичный или двоично-десятичный код. Управляющее устройство УУ может быть автономным, взаимодействующим с УУ ЦИУ или совмещенным с последним. В исходном состоянии конденсатор С заряжен до напряжения E_0 . При измерении уровней $p_x > 0$ величина E_{01} выбирается несколько выше максимального значения преобразуемого напряжения $U_{\text{вх max}}$ (рис. 3.17, а). Это необходимо для фиксации превышения установленного диапазона преобразования. При поступлении от управляющего устройства УУ команды «пуск» происходит сброс в исходное состояние счетчика СТ и переключение электронного переключателя ЭП. Конденсатор С начинает разряжаться через резистор R (момент времени t_1 на рис. 3.17). Напряжение на конденсаторе С и инвертирующих входах компараторов К1 и К2 убывает по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = RC$, следовательно, $u_c = E_{01}e^{-\frac{t}{\tau}}$. Так как в момент времени t_1 $u_c > U_{\text{вх}}$ и $u_c > U_0$, то на выходе компараторов появится уровень лог. 0. В момент времени t_2 (рис. 3.17, а), когда $u_{c1} = U_{\text{вх}} = E_{01}e^{-\frac{t_2}{\tau}}$, на выходе К1 появится уровень логической 1.

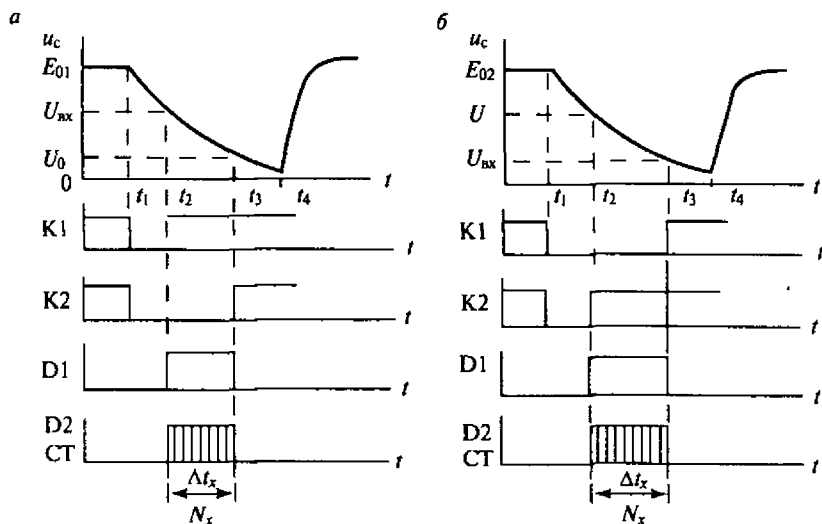


Рис. 3.17. Временные диаграммы работы логарифмического АЦП

Так как на выходе К2 при этом уровень логического 0, то на выходе ЛЭ D1 появится уровень логической 1, открывающий ЛЭ D2. Тем самым начинается формирование временного интервала Δt_x и счет импульсов с частотой f_0 от ГСИ в счетчике СТ. В момент времени t_3 ,

когда $u_{c2} = U_0 = E_{01} e^{-\frac{t_3}{\tau}}$, происходит переключение К2. На выходе появляется уровень логической 1, ЛЭ D2 закрывается, формирование интервала Δt_x и счет импульсов в СТ заканчиваются. В СТ будет зафиксировано число N_x . Отношение напряжений в моменты времени t_2

$$\text{и } t_3 \quad \frac{u_{c1}}{u_{c2}} = \frac{U_{вх}}{U_0} = \frac{E_{01} e^{-\frac{t_2}{\tau}}}{E_{01} e^{-\frac{t_3}{\tau}}} = e^{\frac{t_3 - t_2}{\tau}} = e^{\frac{\Delta t_x}{\tau}}. \quad \text{Отсюда } \ln \frac{U_{вх}}{U_0} = \frac{\Delta t_x}{\tau} = p_x (\text{Нп}).$$

Число импульсов N_x за интервал Δt_x составит $N_x = f_0 \Delta t_x$. Следовательно,

$$p_x = \ln \frac{U_{вх}}{U_0} = \ln \frac{U_x}{0,775} = N_x \frac{1}{f_0 \tau} = k_2 N_x (\text{Нп}).$$

Так как $1 \text{ Нп} = 8,686 \text{ дБ}$,

$$\text{то } p_x = 20 \lg \frac{U_{вх}}{U_0} = 20 \lg \frac{U_x}{0,775} = N_x \frac{8,686}{f_0 \tau} = k_3 N_x (\text{дБ}).$$

При преобразовании напряжений, соответствующих уровням $p_x > 0$, когда $U_{вх} > U_0$, первым переключается компаратор К1 (рис. 3.17, а). Преобразование происходит на начальной части экспоненты, где ее крутизна максимальна. При этом погрешность преобразования за счет зоны неопределенности переключения компараторов будет минимальной.

Если на входе ЛАЦП напряжение $U_{вх} < U_0$, что соответствует уровню $p_x < 0$, то первым переключается К2. Преобразование при этом будет происходить на нижней части экспоненты, где ее крутизна меньше, чем в начальной части. За счет уменьшения крутизны экспоненты возрастает погрешность, обусловленная зоной неопределенности переключения компаратора.

Для обеспечения одинаковой погрешности преобразования положительных и отрицательных уровней необходимо выполнять преобразования на одном и том же начальном участке экспоненты. Это осуществляется различными способами.

Один из способов состоит в следующем: при измерении уровней $p_x < 0$ в зависимости от диапазона преобразуемых напряжений опорное напряжение U_0 и $U_{вх}$ (без изменения положения ППИ) увеличивают на 10 или 20 дБ. В этом случае преобразование будет происходить на том же участке экспоненты и при тех же напряжениях на входах компараторов, что и при $p_x > 0$.

Второй способ: при измерении уровней $p_x < 0$ уменьшить на указанную выше величину напряжение E_0 . При этом будет использоваться тот же участок экспоненты, что и при $p_x > 0$. Однако компаратор К1 будет переключаться при более низком уровне. Это несколько увеличит погрешность формирования интервала Δt_x за счет увеличения времени задержки переключения компаратора К1.

Преобразование при $U_{вх} < U_0$ ($p_x < 0$) поясняется временной диаграммой рис. 3.17, б. Соотношение E_{02} и U_0 такое же, как и E_{01} и $U_{вх}$ на рис. 3.17, а, а процесс преобразования протекает так же, как и при $p_x > 0$.

В момент времени t_2 , когда $u_{с1} = U_0 = E_{02}e^{-\frac{t_2}{\tau}}$, первым переключается К2, определяя начало формирования интервала Δt_x и счета числа импульсов N_x . В момент времени t_3 , когда $u_{с2} = U_{вх} = E_{02}e^{-\frac{t_3}{\tau}}$, переключается К1, интервал Δt_x и счет N_x заканчиваются. В СТ будет зафиксировано число N_x . Отношение напряжений в моменты

$$\text{времени } t_2 \text{ и } t_3: \frac{u_{с1}}{u_{с2}} = \frac{U_0}{U_{вх}} = \frac{E_{02}e^{-\frac{t_2}{\tau}}}{E_{02}e^{-\frac{t_3}{\tau}}} = e^{\frac{\Delta t_x}{\tau}}.$$

$$\text{Отсюда } \ln \frac{U_0}{U_{вх}} = \frac{\Delta t_x}{\tau} = \frac{N_x}{f_0 \tau} \text{ или } p_x = \ln \frac{U_{вх}}{U_0} = \ln \frac{U_x}{0,775} = N_x \frac{1}{f_0 \tau} = k_2 N_x \text{ (Нп)}.$$

$$\text{В децибелах — } 20 \lg \frac{U_0}{U_{вх}} = 20 \lg \frac{0,775}{U_x} = -N_x \frac{8,686}{f_0 \tau} \text{ или}$$

$$p_x = 20 \lg \frac{U_{вх}}{U_0} = 20 \lg \frac{U_x}{0,775} = -N_x \frac{8,686}{f_0 \tau} = -k_3 N_x \text{ (дБ)}.$$

Таким образом, число N_x пропорционально численному значению отрицательного уровня. Знак «-» фиксируется УУ, если при $U_0 > U_{вх}$ первым переключается компаратор К2.

По окончании задаваемого УУ интервала преобразования $t_{пр}$ (момент времени t_4 на рис. 3.17, а, б) по команде от УУ число N_x переписывается в регистр устройства индикации ЦИУ, ЭИ возвращается в исходное состояние и напряжение на конденсаторе восстанавливается до значения E_{01} или E_{02} в зависимости от положения ППИ в аналоговой части прибора.

Преобразование положительных и отрицательных уровней на одном и том же участке экспоненты можно обеспечить без переключения U_0 или E_0 , если для счета N_x применить реверсивный счетчик. В этом случае преобразование осуществляется при $U_0 > U_{вх}$, как показано на рис. 3.17, б (градаций пределов отрицательных уровней больше, чем положительных). Число N_x пропорционально численному значению отрицательных уровней, и счетчик СТ работает в режиме суммирования. Верхнему пределу преобразуемых напряжений $U_{вх \max}$ соответствует $N_x = 0$. Нижнему пределу $U_{вх \min}$ соответствует число $N_{x \max}$. При измерении положительных уровней верхнему пределу $U_{вх \max} = U_0$ должно соответствовать число $N_{x \max}$, нижнему пределу $U_{вх \min}$ — число $N_x = 0$. Для того чтобы получить прямой отсчет N_x для положительных уровней ($p_x > 0$ при $U_0 > U_{вх}$), при переключении ППИ в соответствующие положения перед каждым циклом преобразования в СТ записывается число $N_{x \max}$. При преобразовании СТ работает в режиме вычитания. Поэтому при $U_{вх \max} = U_0$, когда $\Delta t_x = 0$ (см. рис. 3.17, б), в СТ будет число $N_{x \max}$. При $U_{вх \min}$ интервал Δt_x будет максимальным и из числа $N_{x \max}$, предварительно записанного в СТ, вычтется число N_x импульсов и в СТ останется $N_x = 0$.

Сигналы о необходимости ручного или автоматического изменения положения ППИ формируются в УУ в зависимости от положения ППИ, последовательности переключения компараторов и переполнения счетчика СТ. Так, при преобразовании положительных и отрицательных уровней при $U_0 > U_{вх}$ с помощью реверсивного счетчика (если первым переключится К1, что означает $U_{вх} > U_0$), требуется уменьшить чувствительность прибора. Если при преобразовании $p_x < 0$ в СТ будет записано число, большее $N_{x \max}$, а при $p_x > 0$ СТ переходит из состояния 0...0 в состояние 9...9, то это является сигналом для увеличения чувствительности.

Время преобразования ЛАЦП с экспоненциальной разверткой зависит от диапазона преобразуемых уровней (10 или 20 дБ), дискретности отсчетов (0,1 или 0,01 дБ), быстродействия компараторов и составляет обычно десятки миллисекунд. Погрешность ЛАЦП Δr не зависит от величины преобразуемого напряжения $U_{вх}$. Для схемы, представленной на рис. 3.16, погрешность преобразования зависит от входных токов компараторов, а также стабильности: постоянной времени $\tau = R/C$, опорного напряжения U_0 , зоны нечувствительности компараторов и частоты f_0 .

Для этой схемы может быть достигнута погрешность преобразования менее 0,1 дБ.

3.2.7. Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)

Цифровой входной сигнал изменяется дискретными шагами, поэтому и аналоговый выходной сигнал также будет изменяться ступенями (рис. 3.18). Величина каждой отдельной ступени определяется числом разрядов используемого кода. Входной сигнал может быть как положительной, так и отрицательной полярности, следовательно, ЦАП должен быть биполярным.

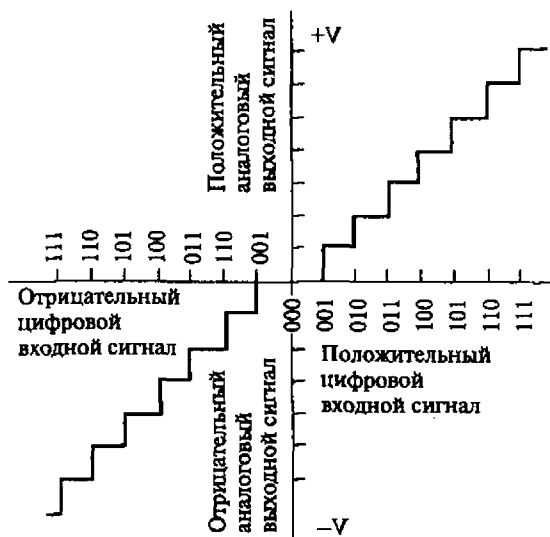


Рис. 3.18. Связь между входным и выходным сигналом на ЦАП

На рис. 3.19 представлена одна из схем ЦАП. При поступлении цифрового сигнала в схему в каждом двоичном разряде происходит переключение соответствующего ключа, при этом на резистор подается опорное напряжение U . В результате возникает ток, который усиливается и создает выходное напряжение, пропорциональное этому току, т.е. обратно пропорциональное сопротивлению в подключенной ветви. Величины сопротивлений выбраны таким образом, чтобы меняться в соответствии с двоичным кодом, поэтому входное напряжение пропорционально двоичному значению входного цифрового сигнала. Точность преобразования определяется точностью опорного напряжения и величинами резисторов. Поскольку

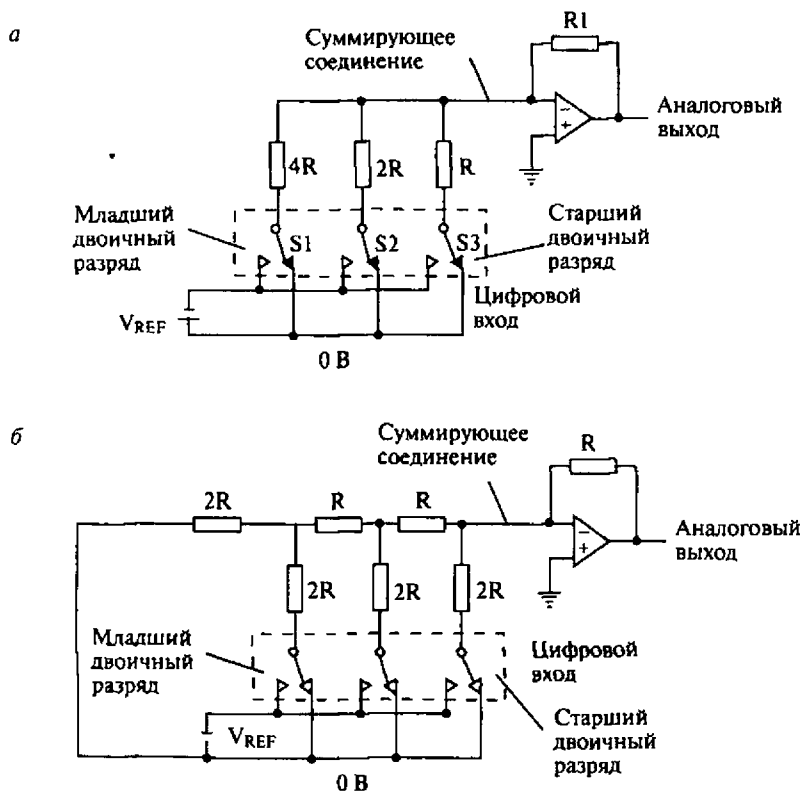


Рис. 3.19. Схема ЦАП: *a* — со взвешенным суммированием токов; *б* — с матрицей $R-2R$

значения резисторов в соседних ветвях различаются в два раза, их сопротивление может достигнуть очень высокого значения, что затрудняет их изготовление и согласование в широком диапазоне температур.

ЦАП по схеме R-2R (рис. 3.19, б). Поскольку вход усилителя имеет виртуальное заземление, ток в каждом узле делится пополам. Следовательно, ток в суммирующем соединении взвешен по закону двоичного кода в соответствии с числом пройденных ветвей. Хотя в ЦАП по схеме R-2R используется в два раза больше резисторов, чем в схеме рис. 3.19, его точность зависит не от абсолютных, а от относительных значений сопротивлений. Так как в схеме используются лишь два номинала резисторов, это позволяет выбрать резисторы с нужными характеристиками и согласовать их температурные вариации. Другим преимуществом схемы является то, что ее полное сопротивление по отношению к операционному усилителю (ОУ) не меняется с изменением входного цифрового сигнала.

Характеристики ЦАП

Разрешение ЦАП — это число ступеней, которое укладывается в его максимальном выходном сигнале, оно определяется его числом разрядов. Например, 10-разрядный ЦАП имеет 1024 ступени ($2^{10} = 1024$), и его разрешение менее 0,1 %.

Линейность ЦАП. Интегральная линейность измеряется максимальным отклонением точек, соответствующих выходному сигналу, от прямой линии, проведенной через эти точки. При хорошей характеристике линейности это отклонение должно быть меньше или равно половине амплитуды сигнала младшего двоичного разряда. Дифференциальная линейность измеряется максимальным отклонением истинных значений от среднего значения, которое определяют делением максимального аналогового выходного сигнала на 2^n , где n — число разрядов в ЦАП. Погрешности линейности возникают из-за неточности номиналов сопротивлений и падений напряжения на переключателях. Поскольку эти параметры меняются с температурой, линейность зависит также от напряжения.

Точность ЦАП определяется сдвигом аналогового выходного напряжения от его идеального значения при любом цифровом сигнале на входе. Она зависит от ряда факторов, в частности, от точности опорного напряжения.

Быстродействие ЦАП ограничивается временем установления и глитчами. Время установления определяется величиной времени, необходимого для того, чтобы окончательное значение выходного напряжения оказалось в заданных пределах. Это время зависит от типа используемых переключателей, характеристик резисторов и выходного усилителя. Реальный выходной сигнал ЦАП обычно не имеет такого регулярного характера, как это показано на рис. 3.18.

Он подвержен шумовым выбросам и глубоким провалам или глитчам. Эти глитчи, проиллюстрированные на рис. 3.20, вызываются тем, что переключатели имеют разное время замыкания и размыкания. Следовательно, например, при переключении от цифрового сигнала 011 к 100 возможно, что выходной сигнал в течение короткого промежутка времени будет равен 000, если переключатели переходят от 1 к 0 быстрее, чем от 0 к 1. Длительность глитча уменьшают, применяя более быстродействующие переключатели. Влияние глитча можно также сгладить снижением максимальной скорости нарастания выходного напряжения усилителя и фильтрацией. Однако это уменьшает общее время срабатывания. Кроме того, для борьбы с глитчами применяют схему выборки и хранения, которая может хранить напряжение на время глитча. Однако время захвата и хранения уменьшает быстродействие ЦАП в целом.

Температурный коэффициент ЦАП зависит от стабильности опорного напряжения, резисторов, переключателей и усилителя. Существуют ЦАП с внутренними источниками питания и усилителями, хотя некоторые ЦАП предусматривают применение внешних устройств. В этом случае принято считать, что температурные отклонения опорного напряжения или напряжения смещения усилителя пренебрежимо малы.

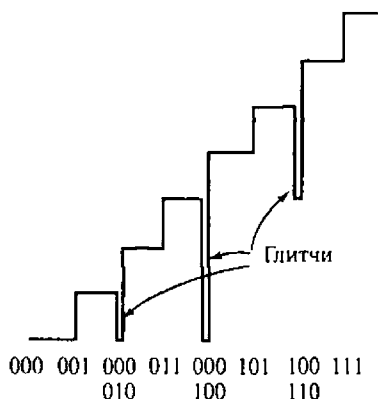


Рис. 3.20. Глитчи

3.3. Входные устройства и знаковосинтезирующие индикаторы

3.3.1. Входные устройства

При измерении напряжений и уровней входные устройства должны обеспечивать определенные (изменяемые) коэффициенты деления измеряемой величины, высокое входное активное сопротивление и малое реактивное.

Для получения требуемых коэффициентов деления во входном устройстве применяют измерительные преобразователи: делители или трансформаторы напряжения.

На рис. 3.21 приведены схемы наиболее распространенных делителей напряжения: резистивного (рис. 3.21, а) для низких и емкостного (рис. 3.21, б) — для высоких частот, а также для широкого диапазона (рис. 3.21, в). Коэффициент деления определяется отношением выходного напряжения к входному U_2/U_1 и может быть выражен

через элементы схемы делителя $k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ для схемы на рис. 3.21, а, в (при условии, что $R_1 C_1 = R_2 C_2$) и $k = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$ — для схемы на рис. 3.21, б.

Пределы измерения вольтметров можно также расширить с помощью добавочных резисторов, включаемых последовательно со входом вольтметра. Этот способ наиболее часто используется в простейших вольтметрах постоянного тока и выпрямительных (детекторных) вольтметрах переменного.

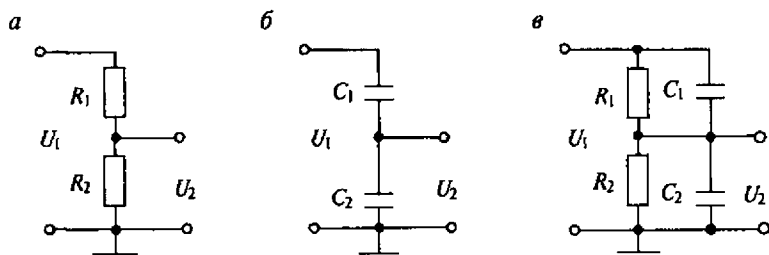


Рис. 3.21. Схемы делителей напряжения

Высокое активное входное сопротивление обеспечивает согласующий каскад, выполненный в виде повторителя (катодного, эмиттерного или истокового), входящий в состав входного устройства электронного вольтметра.

Входное устройство во многом определяет частотную погрешность. Эквивалентную схему его на высоких частотах можно представить в виде рис. 3.22. Здесь $L_1 L_2$ и $R_1 R_2$ — индуктивности и сопротивления соединительных проводов; $C_{вх}$ — сумма всех паразитных емкостей и входной емкости схемы; $R_{вх}$ — входное активное сопротивление вольтметра. Схема на рис. 3.22 представляет собой последовательный колебательный контур, собственная резонансная частота которого $\omega_0 = (\sqrt{(L_1 + L_2)C_{вх}})^{-1}$. Высшая частота измеряемого напряжения $\omega_{в} \ll \omega_0$. Для повышения резонансной, а значит, и высшей частоты измеряемого напряжения необходимо уменьшать длину соединительных проводов, применять специальные конструктивные меры. В высокочастотных вольтметрах входное устройство выполняется в виде коаксиального пробника, в котором располагают и преобразователь (обычно амплитудный). В этом случае входная емкость пробника 1,5...2 пФ, а собственная резонансная частота около 2...2,5 ГГц.

Для того чтобы при измерении напряжения не изменился режим работы измеряемого устройства, входное сопротивление измерительного прибора должно быть в 50—100 раз больше сопротивления, на котором измеряется напряжение. На высоких частотах измерительный шланг или провода со шупами длиной 1—1,5 м могут привести к существенному уменьшению $Z_{вх}$ в соответствии с формулой

$$Z_{вх} \approx Z_{в} \operatorname{ctg} \alpha l,$$

где $Z_{в}$ — волновое сопротивление;

l — длина измерительного шунта (соединительных проводов);

α — затухание единицы длины шланга.

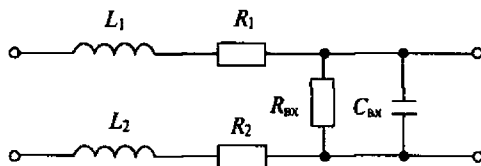


Рис. 3.22. Эквивалентная схема входного устройства

Погрешность не превышает 1 %, если длина внешних соединительных проводов $l < 0,01\lambda$, где λ — длина волны электромагнитных колебаний. При $l = 0,05\lambda$ ошибка возрастает до 20 %, а при $l = 0,1\lambda$ — до 60 %.

Соединительные провода должны быть экранированы, а экран заземлен для устранения влияния на вольтметр внешних электрических и магнитных полей. В приборах для измерений на высоких частотах для устранения влияния соединительных проводов эмиттерный повторитель входного устройства, обеспечивающий высокоомный вход, размещается на конце соединительных проводов в специальной выносной головке, которая непосредственно подключается к измеряемому объекту. В этой головке может помещаться также детектор, и по соединительным проводам к прибору подается измеряемое напряжение в виде выпрямленного сигнала.

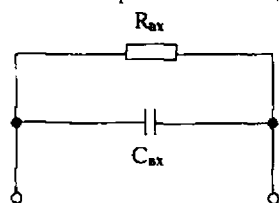


Рис. 3.23. Схема контура входного устройства

Присоединение вольтметра к параллельному контуру, настроенному в резонанс с частотой питающего тока, может резко изменить напряжение на контуре, так как входная емкость прибора (рис. 3.23) $C_{вх}$ может изменить настройку контура, а сопротивление $R_{вх}$ — шунтировать его.

На очень высоких частотах вольтметр соединяют с измеряемым объектом линией длиной $n\lambda/2$, где n — любое целое число.

Напряжение на входе и на выходе такой линии будет одинаковым.

На сверхвысоких частотах вольтметр жестко соединяется с исследуемым объектом в единую целую конструкцию.

Входные цепи определяют то влияние, которое оказывает прибор, подключаемый к измеряемой цепи. В связи с тем, что особенности построения входной цепи прибора при измерениях часто игнорируются, рассмотрим основные варианты входных устройств ИУ напряжения.

Во-первых, следует рассмотреть различие симметричного и несимметричного входных устройств. Схема входного устройства прибора несимметричного типа представлена на рис. 3.24, а. Здесь C — разделительный конденсатор достаточно большой емкости, обеспечивающий разделение цепей постоянного и переменного токов;

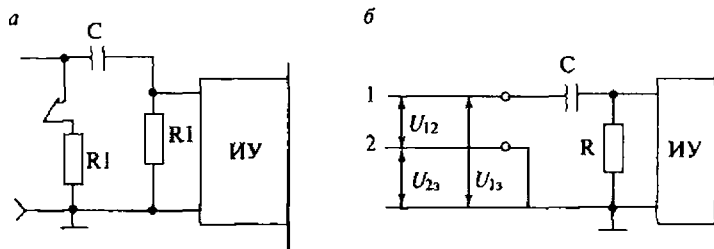


Рис. 3.24. Схема входного устройства прибора несимметричного типа

$R1$ — активное сопротивление, имеющее возможно большое значение и обеспечивающее высокое входное сопротивление; $R2$ — активное сопротивление, обеспечивающее согласование входа ИУ с измерительной цепью.

Приборы с несимметричным (заземленным) входным устройством нельзя применять для проведения измерений в симметричных цепях, например в двухпроводных линиях.

Это иллюстрируется рис. 3.24, б, на котором показано подключение ИУ с несимметричным входом для измерения уровня напряжения на выходе симметричной линии. Очевидно, что при таком подключении один из проводов линии будет заземлен, и ИУ измерит не уровень напряжения U_{12} , действующего между проводами, а напряжение между проводом 1 и землей, т.е. U_{13} .

Аналогичные явления возникают и при применении ИУ с несимметричным входным устройством, если не использовать его заземление. В этом случае проявляется влияние емкостей относительно окружающих металлических предметов, земли, а также рук испытателя. Естественно, что описанные явления не имеют места при измерении на низких частотах, когда сопротивление паразитных емкостей оказывается достаточно большим.

Основным способом получения симметричного входа в технике проводной связи является применение входного трансформатора, который при соответствующей экранировке и симметрировании обеспечивает появление на выводах вторичной обмотки напряжения, пропорционального напряжению между проводами линии, симметричными относительно земли (рис. 3.25). Трансформатор при соответствующей нагрузке вторичной цепи обеспечивает достаточно высокое входное сопротивление, необходимое для подключения ИУ

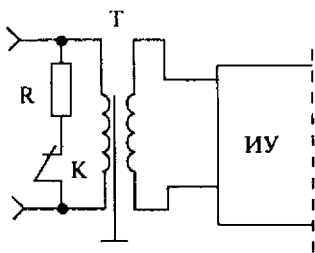


Рис. 3.25. Упрощенная схема входного трансформатора

параллельно измеряемой цепи. Для использования ИУ в режиме, когда его входное сопротивление является нагрузкой линии, необходимо обеспечить согласование сопротивлений. В этом случае параллельно первичной обмотке трансформатора с помощью тумблера К подключается соответствующий резистор R. Вторичная обмотка трансформатора для упро-

щения схемы прибора обычно заземляется.

Применение входных трансформаторов существенно ограничивает частотный диапазон работы ИУ из-за снижения входного сопротивления.

К входному сопротивлению прибора предъявляются довольно жесткие требования. При параллельном подключении ИУ к нагрузке измерительной цепи его входное сопротивление должно быть возможно большим. Точное значение сопротивления здесь не имеет решающего значения. Поэтому в справочниках точное значение сопротивления высокоомного входа ИУ не указывается. Например, для измерителя уровня ИУ-2-2 дано сопротивление высокоомного входа $R \geq 4$ кОм. В том случае, когда ИУ является нагрузкой линии, необходимо точное согласование, и к значению входного сопротивления ИУ предъявляются жесткие требования. Кроме того, входное сопротивление должно быть чисто активным. Однако на практике приходится ограничиваться некоторым минимально допустимым значением высокого входного сопротивления (как, например, для ИУ-2-2 сопротивлением 4 кОм) и вводить разумные допуски по модулю и углу для низкого входного сопротивления.

Необходимость установления допусков на значение низкого входного сопротивления вытекает из следующего. Допустим, что входное сопротивление прибора равно заданной величине R . Тогда при подключении прибора к цепи с ЭДС E и внутренним сопротивлением, также равным R , прибор покажет напряжение $U_{вх}$ (рис. 3.26). Если же входное

сопротивление прибора равно $R = \left(1 \pm \frac{m}{100} \right)$, т.е., продолжая оставаться

чисто активным, отклоняется от заданного номинального значения на m процентов, то напряжение на входе прибора будет $U'_{\text{вх}}$, причем оно относится к $U_{\text{вх}}$ следующим образом:

$$\frac{U'_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{2(1 \pm m/100)}{2 \pm m/100} \cong 1 \pm \frac{m}{200},$$

и, следовательно, погрешность (δ_R , %) из-за отклонения входного сопротивления прибора от номинального значения входного сопротивления примерно равна

$$\delta_R \cong \frac{m}{2} \%. \text{ Таким образом, допуск по входному сопротивлению можно}$$

взять равным удвоенной допускаемой погрешности по напряжению. Однако эта рекомендация не учитывает наличия реактивной составляющей x входного сопротивления, из-за которой появится своя составляющая погрешности измерения, равная δ_φ . В этом случае δ_R должна составлять только часть (например, 0,5—0,7) общей допускаемой погрешности δ_U за счет отклонения входного сопротивления от номинального значения. Таким образом, должно соблюдаться условие

$$m \leq 2\delta_R, \text{ или } m \leq \delta_U.$$

Если принять ошибку из-за реактивной составляющей входного сопротивления, равной 0,5 общей погрешности, то

$$U^*_{\text{вх}} / U_{\text{вх}} = 1 / \cos 0,5\varphi_n \cong 1 + \delta_U / 200,$$

где $U^*_{\text{вх}}$ — напряжение на входе прибора при наличии реактивной составляющей входного сопротивления.

Соответственно должно соблюдаться условие для допустимого угла сдвига фаз:

$$\varphi \leq 2 \arccos \left(1 - \frac{\delta_U}{200} \right),$$

что при погрешности $\delta_U = 1\%$ соответствует углу входного сопротивления в 5° .

Однако это допустимое значение угла может оказаться завышенным в том случае, когда ИУ подключается к цепи, внутреннее сопротивление

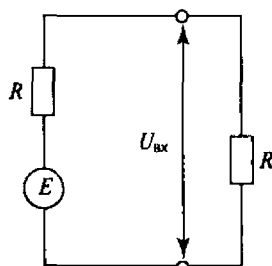


Рис. 3.26. Схема подключения измерительного прибора

ние которой тоже не является чисто активным. На практике встречаются случаи, когда внутреннее сопротивление цепи имеет угол, доходящий до $\pm 45^\circ$. Если допустить наиболее сложный случай, когда углы, соответствующие выходному сопротивлению цепи и входному сопротивлению ИУ, имеют разные знаки, то допуски следует уменьшить. Считаются допустимыми следующие значения углов входного сопротивления φ_{11} : для приборов класса точности 2,5 $\varphi_{11} = \pm 2^\circ 30'$, класса точности 1,5 $\varphi_{11} = \pm 1^\circ 30'$ и класса точности 1 $\varphi_{11} = \pm 1^\circ$. Таким образом, можно считать, что допуск по модулю и углу низкого входного сопротивления не должен превышать по абсолютной величине класс точности прибора.

При высоких входных сопротивлениях реактивная составляющая, обусловленная входной емкостью прибора, также приводит к погрешности. Рекомендации по выбору отношения высокого входного сопротивления к низкому $n(Z_n/Z_{11})$ для приборов различных классов точности: 4 — $n > 17$; 2,5 — $n > 27$; 1,5 — $n > 45$; 1 — $n > 70$.

При наличии входного трансформатора, используемого в схемах, симметричных относительно земли, высокое входное сопротивление и равномерная амплитудно-частотная характеристика довольно трудно обеспечиваются из-за паразитных свойств трансформаторов (емкостей, индуктивностей рассеяния, потерь в сердечнике, асимметрии и т.п.).

Подключение измерительных приборов не должно нарушать симметрию цепи относительно земли. Симметрия приборов относительно земли определяет защищенность приборов от продольных ЭДС, которые наводятся в линии и могут составлять несколько сотен вольт. При идеальной симметрии линии продольные ЭДС поступают на ИУ в одинаковой фазе и компенсируются. При нарушении синфазности ИУ измеряет разностное значение ЭДС. Влияние синфазных продольных ЭДС на процесс измерения и рабочий процесс можно устранить, приняв специальные меры по симметрированию цепей.

Значение асимметрии проводов относительно земли принято выражать величиной модуля отношения разности полных сопротивлений между первым проводом и землей Z_{13} и вторым проводом и землей Z_{23} к их полусумме:

$$A_a = 2 \left| \frac{Z_{13} - Z_{23}}{Z_{13} + Z_{23}} \right| \cdot 100\%.$$

Нормирование асимметрии осуществляется с помощью параметра, называемого затуханием асимметрии переменному току, дБ, определяемого с помощью выражения

$$\alpha_a = 20 \lg 100/A_a.$$

Эквивалентная схема симметрирующего трансформатора, включенного на входе ИУ, показана на рис. 3.27, а. При высоком сопротивлении изоляции между обмотками и между обмотками и землей эквивалентные емкости C_1 — C_5 определяют как присущую приборам асимметрию относительно земли, так и защищенность от продольных ЭДС. Асимметрию приборов относительно земли при симметричном устройстве первичной обмотки трансформатора и высоком сопротивлении изоляции между обмотками определяет в основном только соотношение между частичными емкостями C_1 и C_2 . Нарушение симметрии измеряемых объектов зависит также и от абсолютных значений этих частичных емкостей, вследствие чего подключение прибора к объекту измерения с помощью симметричных измерительных шнуров сказывается положительно на общей симметрии прибора, включенного совместно со шнуром.

Для защиты от продольных ЭДС наиболее существенное значение имеют эквивалентные частичные емкости между обмотками C_3 и C_4 и в некоторой степени — внутренняя емкость C_5 . При экспериментальной оценке защищенности оба вывода первичной обмотки рассматриваются как эквипотенциальные и в соответствии с этим закорачиваются. Эквивалентная схема входного устройства при испытании представлена на рис. 3.27, б, где $E_{пр}$ — наведенная продольная ЭДС

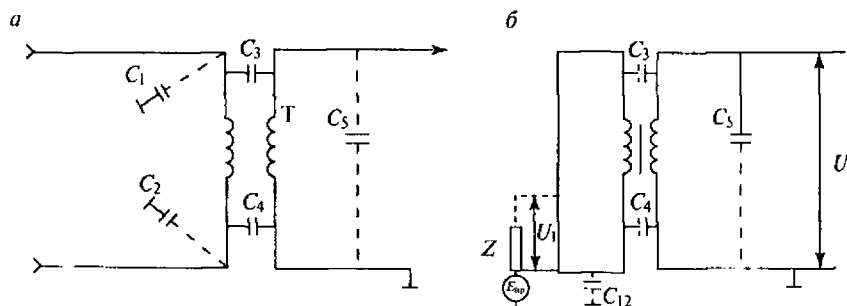


Рис. 3.27. Эквивалентные схемы: а — симметрирующего трансформатора, включенного на входе ИУ; б — входного устройства при испытании

относительно земли, а Z — выходное сопротивление измеряемой цепи. Из рисунка видно, что емкость C_4 только шунтирует цепь с наведенной продольной ЭДС на землю; емкость C_3 образует цепь, по которой ток, вызванный $E_{пр}$, может пройти по вторичной обмотке и создать падение напряжения U_2 и ложное показание ИУ. Для оценки защищенности входной цепи следует производить испытания измерительных приборов при закороченной первичной обмотке, как показано на рис. 3.27, б.

Для затухания асимметрии установлены нормы, при разработке которых учитывалось, что напряжение между проводами и землей, вызванное продольными ЭДС, наведенными за счет энергетических систем, может иметь значение 200...250 В. Несмотря на то, что продольные ЭДС имеют частоту 50 Гц, нормы оговаривают для более высоких частот. Так, например, затухание асимметрии входа измерителя уровня низкой частоты (ИУ-НЧ), входящего в комплект приборов ИП-ТС, меньше 40 дБ.

В некоторых случаях на низких частотах и всегда на частотах, превышающих 1,5 МГц, входное устройство ИУ выполняется несимметричным относительно земли. Соединение прибора с объектом измерения осуществляется с помощью шнуров. Влияние соединительных шнуров становится все более заметным при увеличении частоты, так как начинают проявляться присущие им реактивные сопротивления. Особенно заметно влияние соединительных шнуров при частотах свыше 300 кГц, когда начинает дополнительно проявляться фазовая постоянная шнуров. Влияние шнуров проявляется двояко: изменяются входное сопротивление ИУ и коэффициент передачи, т.е. отношение напряжения на входе прибора к напряжению на входе шнура. Обычно влияние изменения входного сопротивления является доминирующим. Так, например, шнур длиной 1 м с $Z_C = 75$ Ом имеет $R = 0,05$ Ом, емкость $C = 68$ пФ, индуктивность $L = 0,4$ мкГн. Для такого шнура коэффициенты затухания и фазы, определенные из соотношений $\alpha = R/2Z_C$ и $\beta = \sqrt{LC}\omega$, составляют $\alpha = 0,006$ дБ и $\beta = 0,033$ рад/МГц. Как видно из приведенных данных, влияние затухания, вносимого шнуром, можно практически не учитывать.

Если при проведении измерений удалось добиться согласования, то в шнурах наблюдается режим бегущей волны. В этом случае можно считать, что напряжения на входе и выходе шнуров практически оди-

наковы. При несогласованном включении необходимо учитывать свойства соединительного шнура как линии с распределенными постоянными. Учет влияния шнура на высоких частотах следует производить на основе известных формул для четырехполюсника:

$$U_1/U_2 = \operatorname{ch} \gamma l + Z_C / Z_2 \operatorname{sh} \gamma l; \quad (3.6)$$

$$Z_{\text{вх}} = \frac{(\operatorname{ch} \gamma l + Z_C / Z_2 \operatorname{sh} \gamma l)}{\operatorname{sh} \gamma l + Z_C / Z_2 \operatorname{ch} \gamma l}, \quad (3.7)$$

где U_1 и U_2 — напряжения на входе и выходе шнура;

Z_2 — сопротивление нагрузки;

$$\gamma = \alpha + j\beta.$$

Поскольку входное сопротивление ИУ значительно больше характеристического сопротивления шнура, т.е. $Z_2 > Z_C$, выражение (3.6) может быть приведено к виду $U_1/U_2 \approx \operatorname{ch} \gamma l$. Если учесть, что $\alpha \approx 0$, то

$$U_1/U_2 \approx \operatorname{ch} j\beta l = \cos \beta l. \quad (3.8)$$

Из соотношения (3.8) видно, что при $\beta l = \pi/2$, $\cos \beta l = 0$ и на выходе шнура образуется пучность напряжения, причем U_2 во много раз превысит U_1 . На рис. 3.28 приведены графики зависимости относительной погрешности $(U_1 - U_2)/U_1 \cdot 100\%$ от частоты для шнуров длинной 1 и 1,5 м. Как видно из графиков, до частот 1,5...2 МГц влияние шнуров на отношение напряжений на их входе и выходе мало. Этот вывод справедлив для сравнительно коротких шнуров. Если их длина более 3 м, влияние фазовой постоянной проявится на частотах менее 1 МГц.

Изменение входного сопротивления в зависимости от частоты может быть оценено с помощью соотношения (3.7). При условии $Z_2 \gg Z_C$ оно принимает вид

$$Z_{\text{вх}} = Z_C \operatorname{ctg} \gamma l = -jZ_C \operatorname{ctg} \beta l. \quad (3.9)$$

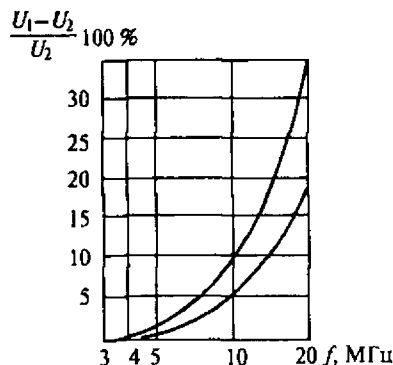


Рис. 3.28. Графики зависимости относительной погрешности от частоты для шнуров длиной 1 и 1,5 м

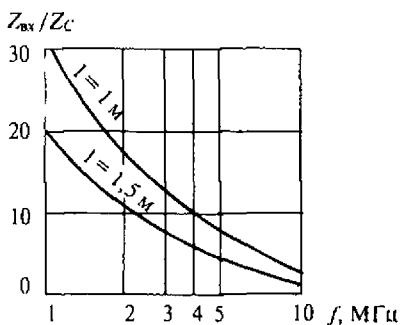


Рис. 3.29. График зависимости $Z_{вх}/Z_c = \Psi(f)$ для кабелей длиной 1 и 1,5 м

2 МГц. При увеличении длины шнура, а также при измерениях в 600-омных цепях допустимая частота сигнала снижается до 0,3...0,5 МГц.

3.3.2. Знакосинтезирующие индикаторы

В настоящее время известно большое число цифровых индикаторов: газоразрядных, электролюминесцентных, светодиодных, на жидких кристаллах и др. В газоразрядных индикаторах (типа ИН) анод выполнен в виде тонкой и редкой металлической сетки, а катод — в виде цифры из тонкой проволоочки (рис. 3.30). Катоды расположены стопкой, один под другим. Объем внутри баллона заполнен инертным газом, например неоном. Если между катодом и анодом действует достаточное напряжение, возникает тлеющий разряд, форма которого повторяет конфигурацию катода. Так как индикатор

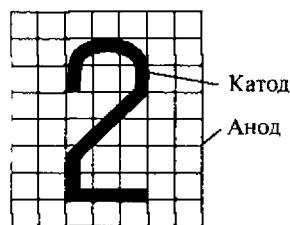


Рис. 3.30. Формирование сигнала в газоразрядном индикаторе

показывает цифры от 0 до 9, на цоколе необходимо иметь десять сигнальных выводов плюс один вывод для подачи напряжения на общий анод. Одновременно должна высвечиваться только одна цифра, поэтому при индикации управляющее напряжение действует только между общим выводом и одним из сигнальных. Главным недостатком газоразрядных цифровых ламп является необходимость подачи достаточно высокого управляющего напряжения.

При подключении ИУ параллельно нагрузке сопротивление ИУ должно быть в 10—15 раз (и более) выше характеристического сопротивления цепи. На рис. 3.29 представлен график зависимости $Z_{вх}/Z_c = \Psi(f)$ для кабелей длиной 1 и 1,5 м с $Z_c = 75$ Ом, с погонной емкостью $C_{[1м]} = 68$ пФ и $L_{[1м]} = 0,4$ мкГн. Как следует из графиков, подключать ИУ с высоким входным сопротивлением через соединительные шнуры можно практически на частотах менее

Современная электроника создала элементы индикации, характеристики которых совместимы с выходными характеристиками низковольтных маломощных транзисторов и интегральных микросхем. К ним относятся светодиоды и элементы на жидких кристаллах. Эти типы индикаторов имеют семи- или десятиsegmentную конструкцию. На рис. 3.31 показаны семисегментные индикаторы. Все сегменты размещены на общей подложке и имеют отдельные выводы. Как видно из рис. 3.31, для получения цифры 7 необходимо сигналы (1) подать на входы 1, 5 и 7. На остальных входах должен быть 0. Низкие управляющие напряжения, малая потребляемая мощность и долговечность привели к широкому распространению этих приборов.

На рис. 3.31 показан пример построения трехразрядного цифрового отсчетного устройства на семисегментных цифровых индикаторах. Пусть входным сигналом является унитарный код, который с помощью двоично-десятичного счетчика преобразуется в параллельный двоично-десятичный код. Для этого счетчик содержит три декады, каждая из которых состоит из четырех триггеров, работающих в счетном режиме и соединенных последовательно. Применение обратных связей позволяет обеспечить последовательный счет десяти импуль-

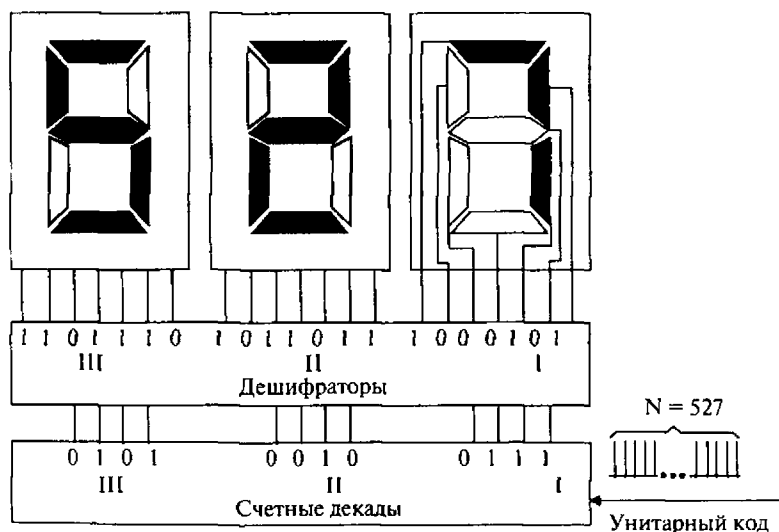


Рис. 3.31. Пример построения трехразрядного цифрового отсчетного устройства на сегментных цифровых индикаторах

сов, поступающих на вход декады. После десятого импульса все триггеры возвращаются в исходное состояние (0), при этом на выходе счетной декады появляется сигнал 1, который поступает на следующую декаду. Таким образом, первая декада — единицы, вторая — десятки, третья — сотни. На сигнальных выходах четырех триггеров имеются сигналы, состоящие из 0 и 1 и отражающие число импульсов, подсчитанных декадой. Подбирая обратные связи, можно получить отображение числа поступивших на вход импульсов в любом из кодов, представленных в табл. 3.1. На рис. 3.31 показан результат счета $N = 527$ импульсов в коде 8-4-2-1: 0101 0010 0111. Полученный

Таблица 3.1

Двоично-десятичное кодообразование

a_{10}	I (8421)	II (2421)	a_{10}	I (8421)	II (2421)
0	0000	0000	5	0101	1011
1	0001	0001	6	0110	1100
2	0010	0010	7	0111	1101
3	0011	0011	8	1000	1110
4	0100	0100	9	1001	1111

код поступает на дешифраторы, которые преобразуют его в параллельный семиразрядный код, управляющий семисегментными индикаторами. При использовании других индикаторов, например типа ИН, необходимы другие дешифраторы, обеспечивающие получение параллельного десятичного кода.

3.4. Оптоэлектронные и электронно-оптические преобразователи

Для того чтобы передавать световые сигналы по волоконному световоду, для преобразования электрических сигналов в оптические и наоборот, в начале и конце световода требуются соответствующие передающие и принимающие элементы (рис. 3.32). На стороне передатчика электрический сигнал осуществляет модуляцию интенсивности излучения источника света. Оптический сигнал вводится в волоконный световод и поступает на приемник. Здесь фотодетектор вновь преобразует его в электрический сигнал.

В технологии изготовления полупроводниковых приборов в качестве материалов для этих электрооптических преобразователей оказались очень полезными химические элементы третьей (Al, Ga, In),

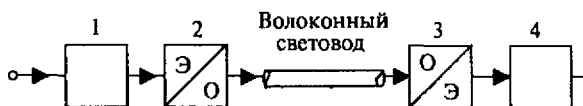


Рис. 3.32. Схема волоконно-оптической системы передачи: 1 — модулятор; 2 — передатчик; 3 — приемник; 4 — демодулятор; Э — электрический; О — оптический

четвертой (Si, Ge) и пятой (P, As) групп Периодической системы. Большое значение имеют сплавы этих полупроводников III, IV и V групп, из них — главным образом четырехкомпонентные соединения InGaAsP и GaAlAsP и их трехкомпонентные соединения InGaAs и GaAlAs, которые, имея аналогичную кристаллическую решетку, т.е. одинаковые постоянные (параметры) решетки обоих кристаллов, могут быть наложены на подложки InP или GaAs.

Полупроводники обладают двумя энергетическими зонами для валентных электронов — валентной зоной и зоной проводимости, которые разделены между собой запрещенной энергетической зоной E (рис. 3.33).

Кроме того, состав этих соединений выбирается так, чтобы можно было достичь оптимальных значений ширины запрещенной зоны и показателей преломления, требуемых для функционирования компонентов. Достижение точности толщины слоев и их состава с хорошей однородностью обеспечивается технологически за счет применения метода эпитаксии (выращивание регулярно ориентированных кристаллов).

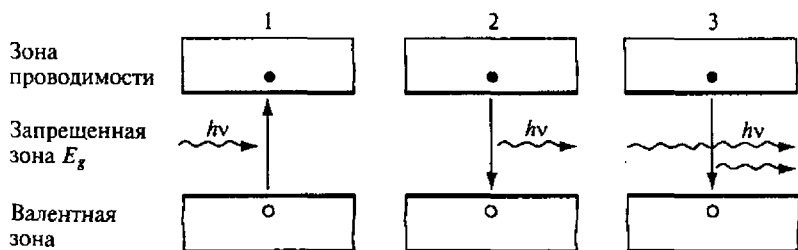


Рис. 3.33. Электронно-оптические взаимодействия в полупроводнике: 1 — поглощение; 2 — самопроизвольное (спонтанное) излучение; 3 — вынужденное (индуцированное) излучение; $h\nu$ — фотон; о — электрон; • — дырка

Различают три метода: жидкофазная эпитаксия, газофазная эпитаксия (MOVPE — эпитаксия металлооксидных соединений из паровой фазы) и молекулярно-пучковая эпитаксия (MBE/MOMBE — молекулярно-пучковая эпитаксия металлоорганических соединений). Из них два последних метода получили наибольшее распространение.

Фотон (квант света), введенный в полупроводник, сообщает свою энергию $h\nu$ ($h = 6,62608 \cdot 10^{-34}$ Дж·с — постоянная Планка и ν — частота света) электрону в валентной зоне, поднимая его в зону проводимости, имеющую более высокий энергетический уровень. Фотон при этом исчезает, а электрон оставляет после себя свободное место в валентной зоне, называемое дыркой. Это поглощение — одно из электрооптических взаимодействий.

Если в зоне проводимости имеется больше электронов, чем при равновесном состоянии, то они могут спонтанно возвращаться в дырки валентной зоны, при этом из полупроводника излучается один фотон на каждый электрон. Такой процесс называется излучательной рекомбинацией избыточных носителей заряда, так как при этом избыточные электроны и дырки объединяются. В таком случае говорят о спонтанном излучении или люминесценции.

Индукцированное излучение имеет место тогда, когда находящиеся в полупроводнике фотоны возбуждают имеющиеся избыточные носители заряда до излучательной рекомбинации, т.е. возбуждают излучение фотонов. Важным в этом случае является то, что получаемое излучение идентично по фазе и длине волны излучению, возбуждавшему его.

Эти три процесса проходят всегда одновременно, но один из них преобладает и может быть технически применен. Так, поглощение используется в фотодиодах, спонтанное излучение — в светодиодах, а вынужденное излучение — в лазерных диодах.

Важно также отметить, что полупроводники, в которых электрический ток проводится электронами (отрицательно заряженными частицами), называются полупроводниками *n*-типа (от *negative* — электронный полупроводник). В противоположность этому полупроводник с недостатком электронов, в котором электричество проводят главным образом дырки (положительно заряженные носители), называется полупроводником *p*-типа (от *positive* — дырочный полу-

проводник). Последовательность слоев полупроводников p - и n -типов, т.е. p - n -переход, образует диод.

3.4.1. Электронно-оптические преобразователи

Передающие оптоэлектронные модули (ПОМ), применяемые в волоконно-оптических системах, предназначены для преобразования электрических сигналов в оптические.

Последние должны быть введены в волокно с минимальными потерями. Производятся весьма разнообразные ПОМ, отличающиеся по конструкции, а также по типу источника излучения. Одни работают на телефонных скоростях с максимальным расстоянием до нескольких метров, другие передают сотни и даже тысячи мегабит в секунду на расстояния в несколько десятков километров.

Типы и характеристики источников излучения

Главным элементом ПОМ является источник излучения. Перечислим основные требования, которым должен удовлетворять источник излучения, применяемый в ВОЛС:

- излучение должно вестись на длине волны одного из окон прозрачности волокна (в традиционных оптических волокнах существует три окна, в которых достигаются меньшие потери света при распространении 850, 1300, 1550 нм);
- источник излучения должен выдерживать необходимую частоту модуляции для обеспечения передачи информации на требуемой скорости;
- источник излучения должен быть эффективным, в том смысле, что большая часть излучения источника должна попадать в волокно с минимальными потерями;
- источник излучения должен иметь достаточно большую мощность, чтобы сигнал можно было передавать на большие расстояния, но не настолько, чтобы излучение приводило к нелинейным эффектам или могло повредить волокно или оптический приемник;
- температурные вариации не должны сказываться на функционировании источника излучения;
- стоимость производства источника излучения должна быть относительно невысокой.

Два основных типа источников излучения, удовлетворяющие перечисленным требованиям, используются в настоящее время в светодиодах (LED) и полупроводниковых лазерных диодах (LD).

Главная отличительная черта светодиодов и лазерных диодов — это ширина спектра излучения. Светоизлучающие диоды имеют широкий спектр излучения, в то время как лазерные — значительно более узкий (рис. 3.34). Оба типа устройств весьма компактны и хорошо сопрягаются со стандартными электронными цепями.

Светоизлучающие диоды

Благодаря своей простоте и низкой стоимости светодиоды распространены значительно шире, чем лазерные диоды.

Принцип работы светодиода основан на излучательной рекомбинации носителей заряда в активной области гетерогенной структуры при пропускании через нее тока (рис. 3.35, а). Носители заряда — электроны и дырки — проникают в активный слой (гетеропереход) из прилегающих пассивных слоев (*p*- и *n*- слоев) вследствие подачи напряжения на *p-n*-структуру и затем испытывают спонтанную рекомбинацию, сопровождающуюся излучением света. Длина волны излучения λ (мкм) связана с шириной запрещенной зоны активного слоя E_g (эВ) законом сохранения энергии $\lambda = 1,24/E_g$ (рис. 3.35, б).

Показатель преломления активного слоя выше показателя преломления ограничивающих пассивных слоев, благодаря чему рекомбинационное излучение может распространяться в пределах активного-

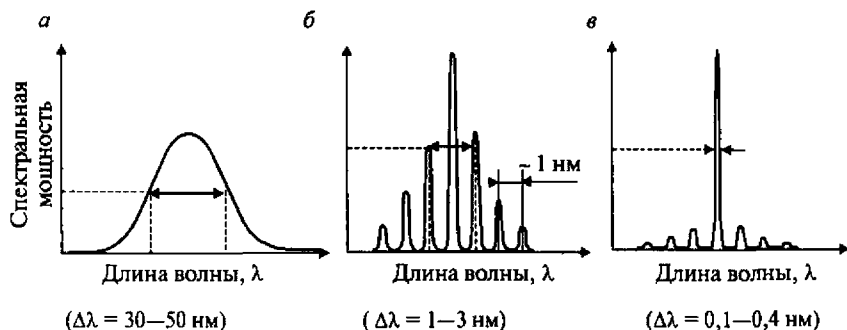
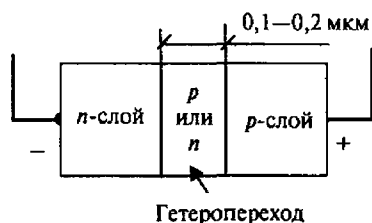


Рис. 3.34. Спектры излучения светодиодов и лазерных диодов: а — светодиод; б — многомодовый лазер; в — одномодовый лазер

а



б

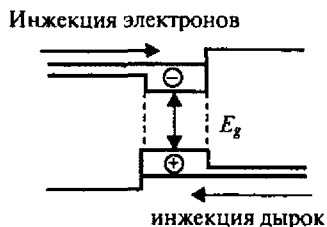


Рис. 3.35. Двойная гетероструктура:

а — гетероструктура; б — энергетическая диаграмма при прямом смещении

слоя, испытывая многократное отражение, что значительно повышает КПД источника излучения.

Гетерогенные структуры могут создаваться на основе разных полупроводниковых материалов. Обычно в качестве подложки используются GaAs и InP. Соответствующий композиционный состав активного материала выбирается в зависимости от длины волны излучения и создается посредством напыления на подложку.

Длину волны излучения λ_0 определяют как значение, соответствующее максимуму спектрального распределения мощности, а ширину спектра излучения $\Delta\lambda_{0,5}$ — как интервал длин волн, в котором спектральная плотность мощности составляет половину максимальной.

Лазерные диоды

У лазерного диода по сравнению со светодиодом есть два главных конструктивных отличия. Первое — лазерный диод имеет встроенный оптический резонатор. Второе — лазерный диод работает при значительно больших значениях токов накачки, чем светодиод, что позволяет при превышении некоторого порогового значения получить режим индуцированного излучения. Именно такое излучение характеризуется высокой когерентностью, благодаря чему лазерные диоды имеют значительно меньшую ширину спектра излучения (1–2 нм), чем светодиоды (30–50 нм) (см. рис. 3.34).

Зависимость мощности излучения от тока накачки описывается ватт-амперной характеристикой лазерного диода. При малых токах накачки лазер испытывает слабое спонтанное излучение, работая как малоэффективный светодиод. При превышении некоторого поро-

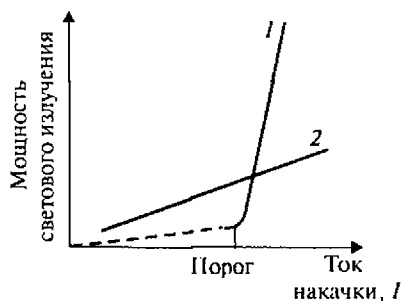


Рис. 3.36. Ватт-амперные характеристики:

1 — лазерного диода; 2 — светодиода

измеренной в мВт (10^{-3} Вт), будет соответствовать мощность $p = 10 \lg P_{out}$ (дБм). Использование единицы измерения дБм упрощает энергетический расчет бюджета линий. Мощность излучения, приводящаяся в характеристиках оптического передатчика, может варьироваться в некотором диапазоне. В таких случаях указывают диапазон мощности излучения (*output power range*). Например, $-19/-14$ дБм означает, что $p_{out \min} = -19$ дБм, а $p_{out \max} = -14$ дБм.

В магистральных ВОЛС используются два окна 1,3 и 1,55 мкм. Поскольку наименьшее затухание в волокне достигается в окне 1,55 мкм, на сверхпротяженных безретрансляционных участках ($L \approx 100$ км) эффективней использовать оптические передатчики именно с этой длиной волны. В то же время на многих магистральных ВОЛС в состав ВОК входят только ступенчатые одномодовые волокна, имеющие минимум хроматической дисперсии в окрестности 1,3 мкм (волокон со смещенной дисперсией нет). На длине волны 1,55 мкм удельная хроматическая дисперсия у SMF составляет 17 пс/нм·км. А поскольку полоса пропускания обратно пропорциональна ширине спектра излучения, то увеличить полосу пропускания можно, только уменьшая ширину спектра излучения лазера. При ширине спектра $\Delta\lambda = 4$ нм полоса пропускания на 100 км составляет 63 МГц, а при $\Delta\lambda = 0,2$ нм соответственно 1260 МГц. Итак, для того, чтобы оптические передатчики на длине волны 1,55 мкм могли в равной степени использоваться на протяженной линии не только с одномодовым волокном со смещенной дисперсией (DSF), но и со ступен-

вого значения тока накачки I излучение становится индуцированным, что приводит к резкому росту мощности излучения и его когерентности (рис. 3.36).

Мощность выходного излучения P_{out} или выходная мощность излучения светодиода (*output power*) отражает мощность вводимого в волокно излучения. Наряду с традиционной единицей измерения (Вт) она может измеряться в дБм. Мощности P_{out}

чатый волокном (SMF), необходимо делать ширину спектра излучения передатчиков как можно меньше.

Наибольшее распространение получили четыре основных типа лазерных диодов: с резонатором Фабри-Перо; с распределенной обратной связью; с распределенным брэгговским отражением; с внешним резонатором.

Лазерные диоды с резонатором Фабри-Перо (FP-лазеры, Fabry-Perot). Резонатор в таком лазерном диоде образуется торцевыми поверхностями, окружающими с обеих сторон гетерогенный переход. Одна из поверхностей отражает свет с коэффициентом отражения, близким к 100 %, другая является полупрозрачной, обеспечивая, таким образом, выход излучения наружу.

На рис. 3.34, б показан спектр излучения промышленного лазерного диода с использованием резонатора Фабри-Перо. Как видно из рисунка, наряду с главным пиком, в котором сосредоточена основная мощность излучения, существуют побочные максимумы. Причина их возникновения связана с условиями образования стоячих волн. Для усиления света определенной длины волны необходимо выполнение двух условий. Первое — длина волны должна удовлетворять соотношению $2D = N\lambda$, где D — диаметр резонатора Фабри-Перо, а N — некоторое целое число. Второе — длина волны должна попадать в диапазон, в пределах которого свет может усиливаться индуцированным излучением. Если этот диапазон достаточно мал, то имеет место одномодовый режим с шириной спектра меньше 1 нм. В противном случае в область $\lambda_{0,5}$ могут попасть два или более соседних максимумов, что соответствует многомодовому режиму с шириной спектра от одного до нескольких нм. FP-лазер имеет далеко не самые высокие технические характеристики, но для тех приложений, где не требуется очень высокая скорость передачи данных, он, в силу более простой конструкции, наилучшим образом подходит с точки зрения цена — эффективность.

Следует отметить, что даже в том случае, когда соседние максимумы малы, т.е. когда реализуется одномодовый режим излучения и $\Delta\lambda$ мало, с ростом скорости передачи у FP-лазера наблюдается перераспределение мощности в модах, которое приводит к паразитному эффекту — динамическому уширению спектра $\Delta\lambda$ (до 10 нм при частоте модуляции 1...2 ГГц).

Этот эффект отсутствует у перечисленных трех других более совершенных типов лазерных диодов, отличающихся способом организации оптического резонатора и являющихся в некоторой степени модернизацией простого резонатора Фабри-Перо.

Лазерные диоды с распределенной обратной связью (DFB-лазер) и распределенным брэгговским отражением (DBR-лазер). Резонаторы у этих двух довольно схожих типов представляют собой модификацию плоского резонатора Фабри-Перо, в которой добавлена периодическая пространственная модуляционная структура. В DFB-лазерах периодическая структура совмещена с активной областью (рис. 3.37, а), а в DBR-лазерах периодическая структура вынесена за пределы активной области (рис. 3.37, б). Периодическая структура влияет на условия распространения и характеристики излучения. Так, преимуществами DFB- и DBR-лазеров по сравнению с FP-лазером являются: умень-

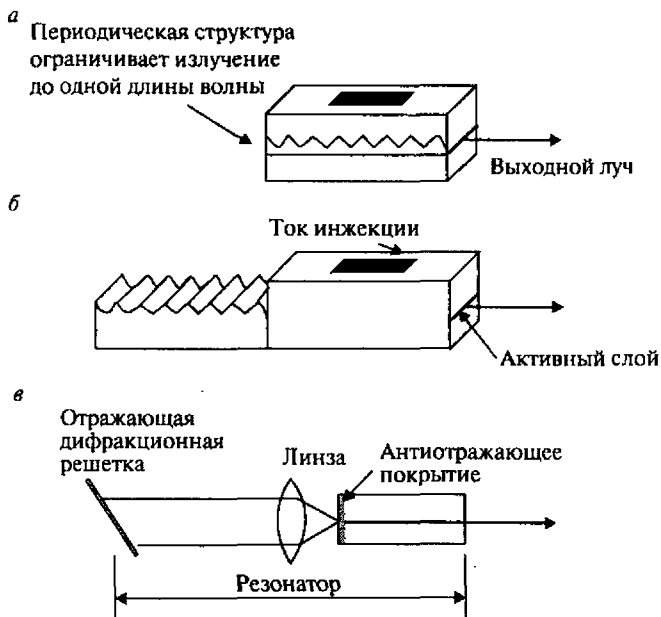


Рис. 3.37. Три основных типа лазерных диодов:

а — лазер с распределенной обратной связью; DFB-лазер; б — лазер с распределенным брэгговским отражением, DBR-лазер; в — лазер с одним внешним резонатором, ЕС-лазер

шение зависимости длины волны лазера от тока инжекции и температуры, высокая стабильность одномодовости и практически 100 %-ная глубина модуляции. Температурный коэффициент $\Delta\lambda/\Delta T$ для FP составляет примерно порядка 0,5...1 нм/°С, в то время как для DFB лазера — примерно 0,07...0,09 нм/°С. Основным недостатком DFB- и DBR-лазеров является сложная технология изготовления и, как следствие, более высокая цена.

Лазерный диод с внешним резонатором (ЕС-лазер). В ЕС-лазерах один или оба торца покрываются специальным слоем, уменьшающим отражение, и, соответственно, одно или два зеркала ставятся вокруг активной области полупроводниковой структуры. На рис. 3.37, в, показан пример ЕС-лазера с одним внешним резонатором. Антиотражающее покрытие уменьшает коэффициент отражения примерно на четыре порядка, в то время как другой торец активного слоя отражает до 30 % светового потока благодаря френелевскому отражению. Зеркало, как правило, совмещает функции дифракционной решетки. Для улучшения обратной связи между зеркалом и активным элементом устанавливается линза.

Увеличивая или уменьшая расстояние до зеркала, а также одновременно разворачивая зеркало-решетку (это эквивалентно изменению шага решетки), можно плавно изменять длину волны излучения, причем диапазон настройки достигает 30 нм. В силу этого ЕС-лазеры являются незаменимыми при разработке аппаратуры волнового уплотнения и измерительной аппаратуры для ВОЛС. По характеристикам они схожи с DFB- и DBR-лазерами.

Важными характеристиками источников излучения являются: быстродействие источника излучения; деградация и время наработки на отказ.

Быстродействие источника излучения. Экспериментально измеряемым параметром, отражающим быстродействие источника излучения, является максимальная частота модуляции. Предварительно устанавливаются пороги на уровне 0,1 и 0,9 от установившегося значения мощности светового излучения при низкочастотной модуляции прямоугольными импульсами тока. По мере роста частоты модуляции, т.е. при переходе на меньшие масштабы по временной шкале форма световых фронтов становится более пологой. Для описания фронтов вводят времена нарастания τ_{rise} и спада

τ_{fall} мощности излучения, определяемые как временные интервалы, за которые происходит нарастание от 0,1 до 0,9 и, наоборот, спад светового сигнала от 0,9 до 0,1. Максимальная частота модуляции определяется как частота входных электрических импульсов, при которой выходной оптический сигнал перестает пересекать пороговые значения 0,1 и 0,9, оставаясь при этом во внутренней области. Для светодиодов эта частота может достигать до 200 МГц, для лазерных диодов — значительно больше (несколько гигагерц). Времена нарастания и спада предоставляют информацию о полосе пропускания W . Если предположить, что они равны между собой (а это не всегда так), то полосу пропускания можно определить по формуле $W = 0,35/\tau_{rise}$.

Деградация и время наработки на отказ. По мере эксплуатации оптического передатчика его характеристики постепенно ухудшаются, падает мощность излучения и, в конце-концов, он выходит из строя. Это связано с деградацией полупроводникового слоя. Надежность полупроводникового излучателя определяется средней наработкой на отказ или интенсивностью отказов. Лазерные диоды, выпускаемые десять лет назад, обладали значительно меньшей надежностью по сравнению со светодиодами. Однако в настоящее время благодаря совершенствованию конструкций и технологии изготовления удалось значительно повысить надежность лазерных диодов и приблизить их к светодиодам по времени наработки на отказ, которое составляет до 50 000 ч и более (5—8 лет).

Основные элементы электронно-оптических преобразователей

Для организации передачи оптических сигналов недостаточно иметь только источник излучения. В любой конструкции электронно-оптических преобразователей есть специальный держатель (*housing*), который позволяет закрепить и защитить составные элементы передатчика: источник излучения, узел электрического интерфейса и место сопряжения с волокном. Иногда требуются дополнительные внутренние элементы для оптимального подсоединения волокна. Важными элементами лазерных диодов являются цепь тока накачки и система контроля температуры. Для сложных лазерных систем добавляют выходной мониторинг оптического сигнала. Общая схема конструкции оптического передатчика, в которой не все элементы являются обязательными, показана на рис. 3.38.

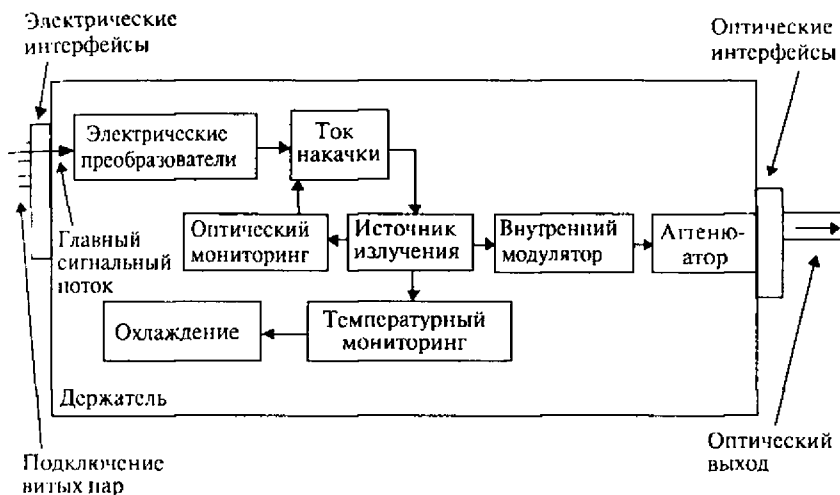


Рис. 3.38. Составляющие элементы оптического передатчика

3.4.2. Оптоэлектронные преобразователи

Оптоэлектронные преобразователи являются важными элементами волоконно-оптической системы. Их функция — преобразование оптического сигнала, принятого из волокна, в электрический. Последний обрабатывается далее электронными устройствами.

Основными функциональными элементами оптоэлектронных преобразователей являются:

- фотоприемник, преобразующий полученный оптический сигнал в электрическую форму;
- каскад электрических усилителей, усиливающих сигнал и преобразующих его в форму, пригодную к обработке;
- демодулятор, воспроизводящий первоначальную форму сигнала.

На практике функциональные элементы могут несколько отличаться у разных оптоэлектронных преобразователей. Например, детектор типа лавинного фотодиода обеспечивает внутреннее усиление, в результате чего собственные шумы последующего электронного усилителя становятся не столь заметными по сравнению с уровнем полезного сигнала. В некоторых оптоэлектронных преобразователях отсутствует демодулятор, или цепь принятия решения, поскольку электрический сигнал с выхода каскада усилителей приемлем для

непосредственной обработки другими электронными устройствами. Иногда для более эффективной работы оптоэлектронных преобразователей перед детектором устанавливается оптический усилитель.

На рис. 3.39 приведены функциональные элементы аналогового (а) и цифрового (б) оптоэлектронных преобразователей. Аналоговые оптоэлектронные преобразователи принимают аналоговый оптический сигнал и на выходе выдают аналоговый электрический сигнал. К аналоговым приемникам предъявляются требования высокой линейности преобразования и усиления сигнала при минимуме вносимых шумов — в противном случае возрастают искажения сигнала. На протяженных линиях с большим количеством присоединяемых узлов искажения и шумы накапливаются, что снижает эффективность аналоговых многоретрансляционных линий связи.

При цифровой передаче не требуется очень точная ретрансляция форм импульсов. Цифровой приемник должен включать узел принятия решения или дискриминатор, имеющий установленные пороги на принятие сигналов 0 и 1, который распознает, какой сигнал пришел, устраняет шумы и восстанавливает необходимую амплитуду сигнала. Правильное выделение нужного сигнала может происходить при большом уровне шумов.

Различают синхронные и асинхронные режимы приема-передачи цифрового сигнала. Упрощенное описание каждого из методов приведено ниже. При синхронном режиме битовый поток между прием-

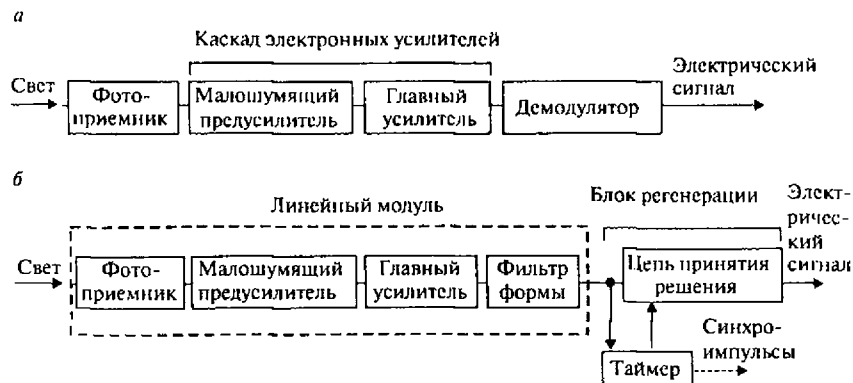


Рис. 3.39. Функциональные элементы оптоэлектронных преобразователей:
 а — аналогового; б — цифрового

ником и передатчиком носит непрерывный характер. При асинхронном режиме данные передаются в виде организованных битовых последовательностей — пакетов. В промежутках между пакетами линия молчит — сигнала нет. При синхронном режиме приема-передачи таймер приемника выделяет в приходящей битовой последовательности специальные сигналы — синхроимпульсы, на основании которых приемник регулярно настраивает или подстраивает свои часы. При асинхронном режиме приема-передачи приемник имеет свой независимый таймер. Принимая начальные биты пакета (преамбулу), таймер приемника настраивает узел принятия решения так, чтобы определение приходящего бита выполнялось на его середине. Электрический сигнал, который выдает узел принятия решения, идет на частоте таймера. Так как есть погрешность у разных таймеров, то, по мере принятия последующих битов пакета, момент определения приходящего бита плавно смещается в одну из сторон относительно середины приходящего бита. Для правильной идентификации всех битов пакета важно, чтобы смещение за время принятия пакета не превысило 0,5 бита. Это приводит к ограничению на максимальную длину пакета. Чем меньше погрешность таймеров, тем большая длина пакета может использоваться для передачи.

Принципы работы оптоэлектронных преобразователей

Основным элементом оптоэлектронного преобразователя является фотоприемник, изготавливаемый обычно из полупроводникового материала. В основе работы фотоприемника лежит явление внутреннего фотоэффекта, при котором в результате поглощения фотонов с энергией, превышающей энергию запрещенной зоны, происходит переход электронов из валентной зоны в зону проводимости (генерация электронно-дырочных пар). При наличии электрического потенциала с появлением электронно-дырочных пар от воздействия оптического сигнала появляется электрический ток, обусловленный движением электронов в зоне проводимости и дырок в валентной зоне. Эффективная регистрация генерируемых в полупроводнике электронно-дырочных пар обеспечивается путем разделения носителей заряда. Для этого используется конструкция с *p-n*-переходом, которая называется фотодиодом. Из фотоприемников, применяемых ВОЛС, получили распространение *p-i-n* фотодиоды, лавинные фотодиоды, фототранзисторы.

Рассмотрим принципы работы фотоприемника на примере $p-i-n$ фотодиода, для которого характерно наличие i -слоя (слаболегированного полупроводника n -типа) между слоями p^+ - и n^+ -типа (+ означает сильное легирование) (рис. 3.40, а). Также i -слой называют обедненным слоем, поскольку в нем нет свободных носителей. На $p-i-n$ структуру подается напряжение с обратным смещением U_0 (по сравнению со светоизлучающим диодом). Сильное легирование крайних слоев делает их проводящими, и максимальное значение электрического поля (градиент потенциала) создается в i -слое. Но поскольку нет свободных носителей в i -слое, нет и электрического тока, так что i -слой испытывает только поляризацию. При наличии падающего излучения на i -слой в нем образуются свободные электронно-дырочные пары. Они под действием электрического поля быстро разделяются и двигаются в противоположных направлениях к своим электродам, образуя электрический ток. Эффективным является взаимодействие излучения только с i -слоем, так как при попадании фотонов в p^+ - и n^+ -слои возникает диффузионный ток, который имеет большую инерционность и ухудшает быстродействие. Поэтому при изготовлении фотодиодов p^+ - и n^+ -слои стремятся сделать как

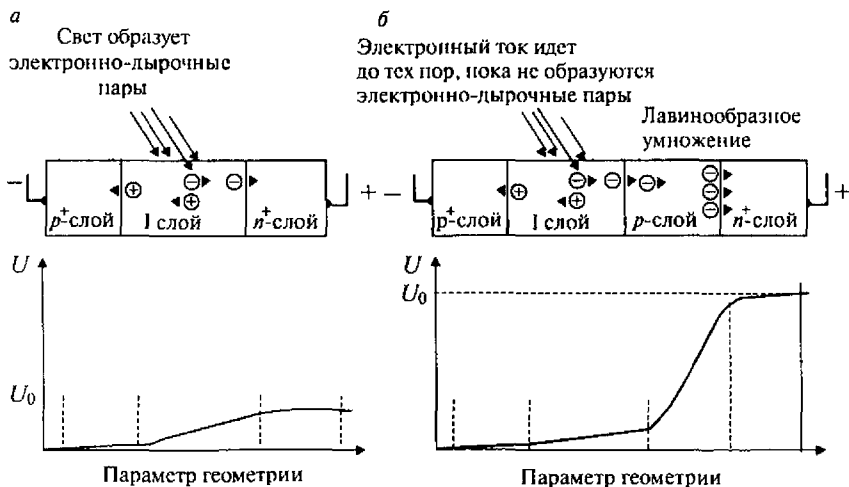


Рис. 3.40. Структура, включение и распределение: потенциала: а — $p-i-n$ фотодиода; б — лавинного фотодиода

можно тоньше, а обедненную область — достаточно большой протяженности, чтобы она полностью поглощала весь падающий свет.

Фотодиоды могут изготавливаться из разных материалов. Рабочие диапазоны длин волн, в которых достигается максимальная эффективность фотодиодов для разных полупроводниковых материалов, приведены в табл. 3.2.

Эффективность (квантовая) обедненной области в рабочем диапазоне длин волн достаточно высока ~ 80—100 %. Однако часть падающего излучения испытывает френелевское отражение от чувствительной поверхности из-за скачка показателей преломления на границе между этой поверхностью и средой. Для уменьшения отражения приемную поверхность обедненного слоя покрывают антиотражающим слоем — специально подобранным прозрачным для длины волны излучения λ , материалом толщиной, кратной $\lambda/4$, и показателем преломления, равным $\sqrt{n_1 n_2}$, где n_1 , и n_2 — показатели преломления i -слоя и воздуха.

Таблица 3.2

Элементы и композиционные материалы, используемые для создания фотоприемников различных длин волн

Материал	Диапазон принимаемых длин волн λ , нм
Кремний	400—1000
Германий	600—1600
GaAs	800—1000
InGaAs	1000—1700
InGaAsP	1100—1600

Технические характеристики оптоэлектронных преобразователей

Факторы, влияющие на технические характеристики фотоприемников, сложны и сильно взаимосвязаны между собой. На первый взгляд, может показаться, что достаточно выбрать только три параметра — чувствительность, быстродействие, цену. На практике эти факторы часто оказываются зависящими от других факторов, включая рабочую длину волны, выбор волокна и передатчика, темновой ток, шумовые характеристики, тип кодировки передаваемого сигнала и др.

Ниже рассмотрены главные из них: токовая чувствительность, квантовая эффективность, темновой ток, время нарастания и спада,

эквивалентная мощность шума, соотношение сигнал/шум и чувствительность аналоговых систем, частота появления ошибок и чувствительность цифровых систем, насыщение ПРОМ, максимально допустимое обратное напряжение, рабочий диапазон температур, наработка на отказ.

Токовая чувствительность (монохроматическая) S_{ph} (А/Вт) определяется как

$$S_{ph} = I_{ph} / P(\lambda),$$

где I_{ph} — фототок;

$P(\lambda)$ — полная оптическая мощность излучения на длине волны λ , падающего на фоточувствительную площадку.

Токовая чувствительность характеризует фотоприемник при низких частотах модуляции.

Квантовая эффективность η (безразмерная величина) определяется как

$$\eta = Ne / N_{ph},$$

где N_{ph} — количество фотонов, падающих за единицу времени на приемник;

Ne — количество рожденных в результате этого свободных электронов (или электронно-дырочных пар).

Квантовая эффективность для $p-i-n$ фотодиодов не может быть больше 1 (100 %). Кривые квантовой эффективности в зависимости от длины волны для разных материалов приведены на рис. 3.41.

Между токовой чувствительностью и квантовой эффективностью существует простая связь:

$$S_{ph} = \frac{e\lambda}{hc} \eta,$$

где e — заряд электрона ($1,60 \cdot 10^{-19}$ К),

λ — длина волны,

h — постоянная Планка ($6,63 \cdot 10^{-34}$ Дж·с),

c — скорость света ($3,00 \cdot 10^8$ м·с⁻¹).

С подстановкой значений констант получаем

$$S_{ph} = \frac{\lambda}{1,24} \eta.$$

На основании зависимостей рис. 3.41 легко оценить значения токовой чувствительности для разных материалов и разных длин

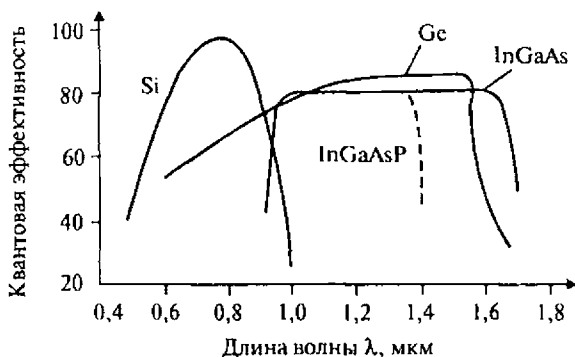


Рис. 3.41. Зависимость квантовой эффективности от длины волны для различных материалов

волн. Типичное значение токовой чувствительности для *p-i-n* фотодиодов в их рабочих диапазонах составляет 0,5–0,8 А/Вт, а для лавинных фотодиодов — 20–60 А/Вт (табл. 3.3).

Таблица 3.3

Типовые характеристики фотоприемников

Фотоприемник	Токовая чувствительность, А/Вт	Темновой ток, нА	Время нарастания, нс
<i>p-i-n</i> фотодиод (InGaAs)	0,8	0,1–3	0,01–5
<i>p-i-n</i> фотодиод (Si)	0,5	10	0,1–5
Лавинный фотодиод (InGaAs)	20–60	30	0,3
Лавинный фотодиод (Ge)	20–60	400	0,3–1
Фототранзистор	18	25	200

Характеристики η и S_{ph} используют при создании оптоэлектронных преобразователей, когда необходимо согласовывать последующий каскад электронных усилителей.

Темновой ток I_d (А) протекает при обратном смещении через нагрузку в отсутствие падающего на фотодиод излучения, величина которого зависит от материала полупроводника, температуры окру-

жающей среды, конструкции фотоприемника. Максимальные значения этот ток утечки имеет в фотодиодах, изготовленных из германия, и составляет от долей до единиц миллиампера (см. табл. 3.3). Этот ток добавляется к току полезного сигнала, когда на фотодиод поступает свет.

Для изучения шумовых характеристик приемника используются также еще два шумовых тока:

дробовой ток I_{sn} — для $p-i-n$ фотодиода

$$I_{sn} = (2eI_d B)^{\frac{1}{2}},$$

где e — заряд электрона;

I_d — темновой ток;

B — полоса пропускания (частота модуляции),

тепловой Джонсоновский ток I_{jn} , величина которого определяется выражением

$$I_{jn} = (4KTBR)^{\frac{1}{2}},$$

где K — постоянная Больцмана ($1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж·К⁻¹);

T — абсолютная температура (К);

B — полоса пропускания;

R — сопротивление (Ом).

Полный шумовой ток I_n определяется как среднее квадратичное дробового и теплового токов:

$$I_n = (I_{sn}^2 + I_{jn}^2)^{\frac{1}{2}}.$$

Время нарастания τ_{rise} (спада τ_{fall}) — это самая важная динамическая характеристика фотоприемника, определяемая как время, необходимое выходному сигналу для возрастания от уровня 0,1 до 0,9 (снижения от 0,9 до 0,1) от установившегося максимального значения при условии, что на вход подаются строго прямоугольные импульсы света большой длительности. Это время зависит от геометрии фотодиода, материала, напряженности электрического поля в слаболегированной области, температуры. Максимальная из двух величин (обычно τ_{rise}) берется в качестве характеристики времени отклика фотоприемника. С увеличением частоты модуляции входных оптиче-

ских импульсов максимальное значение фототока уменьшается. Предельная частота определяется как частота модуляции, при которой токовая чувствительность составляет 0,707 от значения токовой чувствительности при низких частотах модуляции.

Если внутренние задержки прямо не влияют на полосу пропускания или скорость передачи, то времена нарастания и спада главным образом определяют полосу пропускания. Различные фотоприемники могут очень сильно отличаться по быстродействию (см. табл. 3.3). Наиболее быстрыми являются *p-i-n* фотодиоды. У лавинных фотодиодов увеличение коэффициента умножения сопровождается уменьшением быстродействия по сравнению с *p-i-n* фотодиодами. Наиболее медленными являются фототранзисторы.

Эквивалентная мощность шума P_n (Вт) — это одна из наиболее важных характеристик, учитывающих шумовые свойства фотоприемников. Она определяет минимальную мощность оптического сигнала на входе фотоприемника, при которой отношение сигнал/шум равно единице, и вычисляется по формуле

$$P_n = I_n / S_{ph}$$

где I_n — полный шумовой ток.

По определению, эквивалентная мощность шума пропорциональна квадратному корню из полосы пропускания. P_n можно нормировать, поделив на \sqrt{B} . Такая нормированная эквивалентная мощность шума имеет размерность Вт/Гц^{1/2} и не зависит от полосы пропускания.

Например, если фотодиод имеет темновой ток 2 нА, дробовое сопротивление $R = 5 \cdot 10^8$ Ом, токовую чувствительность $S_{ph} = 0,5$ А/Вт и полную полосу пропускания $B = 1$ Гц, то дробовой ток $I_{sn} = 2,5 \cdot 10^{-14}$ А, тепловой ток $I_{jn} = 5,6 \cdot 10^{-15}$ А, полный шумовой ток $P_n = 2,6 \cdot 10^{-14}$ Вт и эквивалентная мощность шума $P_n = 5,1 \cdot 10^{-14}$ Вт.

В фотоприемниках, применяющихся в ВОЛС, имеет место доминирование дробового тока над тепловым, что связано с подачей обратно на фотоприемник смещенного напряжения, приводящего к темновому току, который, в свою очередь, влияет на дробовой ток. Только при нулевом напряжении смещения темновой и, следовательно, дробовой токи отсутствуют.

Главная функция фотоприемника — как можно более точное воспроизведение оптического сигнала, получаемого из волокна. Две

фундаментальные характеристики, влияющие на качество работы фотоприемника: амплитуда входного сигнала и уровень шумов.

Соотношение сигнал/шум и чувствительность аналоговых систем.

Для аналоговых систем отношение сигнал/шум измеряется количественно. На практике приемлемое соотношение сигнал/шум зависит от приложения: для одних хорошим соотношением может быть величина 50—60 дБ, для других — 30 дБ. Зная P_n и требования к отношению сигнал/шум, можно определить минимальный входной сигнал $P_{n \text{ min}}$ чувствительность аналогового оптоэлектронного преобразователя, при котором вносимые искажения и шумы будут в пределах нормы. Этот параметр указывается производителями для фотоприемников при поставке сетевого оборудования с вполне определенной областью приложения. Если входной сигнал ниже чувствительности приемника, то соотношение сигнал/шум может быть недостаточно большим, чтобы корректно выполнялось данное приложение. Принятой единицей измерения чувствительности фотоприемников, так же как мощности излучения у светоизлучающих диодов, является дБм.

Частота появления ошибок и чувствительность цифровых систем.

В цифровых системах, когда информация передается битами, мерой качества принятого сигнала является вероятность некорректной передачи 0 или 1, которая называется частотой появления ошибок BER. Она определяется как отношение неправильно принятых битов к полному числу принятых битов. Частота появления ошибок очень резко зависит от мощности входного сигнала (рис. 3.42).

В определенном диапазоне уменьшение на 5 дБ амплитуды входного сигнала приводит к увеличению BER с 10^{-12} до 10^{-3} . Удовлетворительное значение BER, так же как и отношение сигнал/шум, может быть разным для разных приложений. В цифровых системах, применяемых для нужд телекоммуникаций, BER должна быть не больше 10^{-9} . В вычислительных сетях требования к BER более высокие — 10^{-12} . BER зависит от скорости передачи — чем меньше скорость передачи, тем меньше BER.

Чувствительностью цифрового оптоэлектронного преобразователя называется минимальная мощность входного сигнала, при которой BER не выходит за рамки максимального допустимого значения, установленного для данного приложения. Для нормальной работы



Рис. 3.42. Частота появления ошибок как функция мощности

приложения мощность входного оптического сигнала должна быть меньше чувствительности оптоэлектронных преобразователей. Чувствительность цифровых приемников также принято измерять в дБм.

Насыщение оптоэлектронных преобразователей. В аналоговых оптоэлектронных преобразователях каскад электронных усилителей имеет участок линейного усиления, что означает линейную зависимость амплитуды выходного электрического сигнала от входной оптической мощности. Это справедливо до тех пор, пока входной сигнал не превышает определенного значения, которое называется насыщением оптоэлектронных преобразователей. В цифровых оптоэлектронных преобразователях работа каскада усилителей в нелинейной области не столь опасна, однако при больших входных оптических сигналах могут проявляться «хвосты» фототока, остающиеся даже тогда, когда на фотоприемник уже не подается сигнал. В такой ситуации нулевой сигнал на входе, следующий непосредственно за единицей, может неправильно интерпретироваться, что приводит к росту частоты появления ошибок. Насыщением цифрового оптоэлектронного преобразователя называется максимальная входная мощность, выше которой BER начинает превосходить максимально допустимую величину для данного приложения.

Диапазон значений мощности от чувствительности до насыщения оптоэлектронных преобразователей называется динамическим диапазоном оптоэлектронных преобразователей.

Максимально допустимое обратное напряжение U_r — это напряжение, превышение которого может привести к пробоем фотоприемника и его разрушению. Наряду с этим значением или вместо него изготовители фотоприемников могут указывать просто обратное рабочее напряжение. Если выбрать меньшее значение рабочего напряжения, то будет ограничена область линейной характеристики фотоприемника.

Рабочий диапазон температур, °С. Есть две характеристики, на которые сильно влияет изменение рабочей температуры фотоприемника: во первых, это квантовая эффективность, которая может вести себя в общем случае довольно сложным образом с изменением температуры. Например, на рис. 3.43, а показана зависимость квантовой эффективности фотодиода на основе кремния. По горизонтальной оси отложена длина волны падающих фотонов, по вертикальной — относительное процентное изменение квантовой эффективности при увеличении температуры на 1 °С. Из рисунка видно, что если длина волны меньше 600 нм, то с ростом температуры квантовая эффективность падает, а при $\lambda > 600$ нм — увеличивается с ростом температуры.

Во-вторых, рост температуры приводит к экспоненциальному росту термических возбужденных электронно-дырочных пар, в результате чего также экспоненциально возрастает темновой ток (рис. 3.43, б). Утечка тока удваивается при повышении температуры на 8—10 °С.

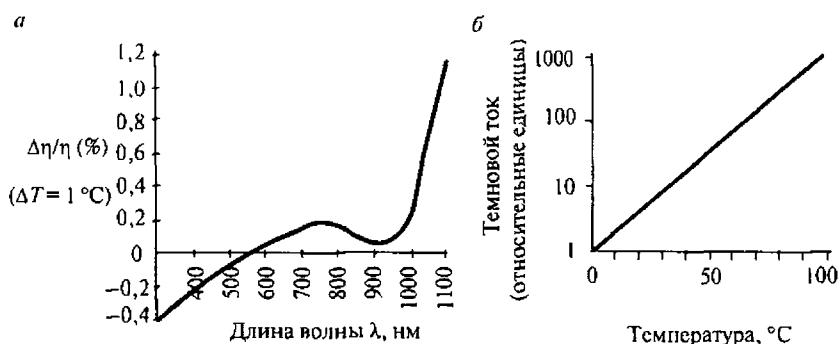


Рис. 3.43. Температурные зависимости квантовой эффективности и темнового тока:

а — относительное изменение квантовой эффективности при изменении температуры на 1 °С для разных длин волн; б — зависимость темнового тока от температуры

Наработка на отказ, тыс. ч. При правильной эксплуатации ресурс фотоприемников значительно выше, чем у светоизлучающих диодов.

Лавинный фотодиод.

Главным отличием лавинного фотодиода (ЛФД) от обычного фотодиода является внутреннее усиление сигнала, базируемое на лавинном электронном умножении сигнала. Если структура слоев у обычного фотодиода имеет вид $p^+ - i - n$, то у ЛФД добавляется p -слой ($p^+ - i - p - n^+$) (см. рис. 3.40, б). При этом профиль распределения легирующих примесей выбирается так, чтобы наибольшее сопротивление, а следовательно, и наибольшую напряженность электрического поля имел p -слой. При воздействии света на i -слой образуются электронно-дырочные пары. Благодаря небольшому полю происходит направленное движение носителей к соответствующим полюсам. При попадании свободных электронов из i -слоя в p -слой их ускорение становится более ощутимым из-за высокого электрического поля в p -слое. Ускоряясь в зоне проводимости p -слоя, такие электроны накапливают энергию, достаточную, чтобы выбить (возбудить) другие электроны из валентной зоны в зону проводимости. Этот процесс носит название лавинного усиления или умножения первичного фототока. Коэффициент умножения составляет несколько десятков, поэтому токовая чувствительность ЛФД значительно выше токовой чувствительности $p - i - n$ фотодиодов. Коэффициент умножения M определяется по эмпирической формуле

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{U}{U_b}\right)^n},$$

где U — напряжение внешнего обратного смещения;

U_b — напряжение обратного смещения, при котором наступает электрический пробой (*break-down*) фотодиода (обычно это напряжение порядка 100 В, но в некоторых устройствах может достигать нескольких сот вольт);

n — число в диапазоне от 3 до 6 (рис. 3.44).



Рис. 3.44. Зависимость коэффициента умножения лавинного фотодиода от рабочего напряжения обратного смещения

ЛФД имеют высокое быстродействие, однако случайная природа лавинного тока приводит к шуму. В отличие от полезного сигнала, который усиливается пропорционально M , шум усиливается быстрее (приблизительно как $M^{2,1}$), в результате чего выбирается оптимальное значение коэффициента умножения M , обычно в пределах от 30 до 100.

Особенностями работы ЛФД являются более высокое рабочее напряжение по сравнению с $p-i-n$ фотодиодами и повышенная температурная чувствительность коэффициента умножения. Это требует использования специальной электрической цепи, вырабатывающей необходимое рабочее напряжение, а также системы термостабилизации.

Глава 4. СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

4.1. Измерительные генераторы

4.1.1. Общие сведения

Измерительные генераторы — источники сигналов с известными параметрами (форма, напряжение, частота), предназначенные для работы в электрических схемах. Измерительные генераторы имеют ряд принципиальных отличий от обычных генераторов: обладают возможностью точной установки и регулировки выходных параметров колебаний (уровня напряжения или мощности, частоты, формы) в широких диапазонах; имеют высокую стабильность параметров и встроенные измерительные приборы, которые используются для контроля параметров; могут работать совместно с другими средствами измерений. Основное назначение измерительного генератора — воспроизведение сигналов, поступающих на вход исследуемого устройства в реальных рабочих условиях.

Генераторы классифицируют следующим образом: Г2 — генераторы шумовых сигналов, Г3 — генераторы сигналов низкочастотные, Г4 — генераторы сигналов высокочастотные, Г5 — генераторы импульсов, Г6 — генераторы сигналов сложной формы.

В зависимости от величины *частотного диапазона* генераторы делятся на низкочастотные ГНЧ ($0,001 \text{ Гц} + 10 \text{ МГц}$), высокочастотные ГВЧ ($0,3 + 300 \text{ МГц}$), сверхвысокочастотные СВЧ (от $100\text{—}300 \text{ МГц}$ до $10\text{—}100 \text{ ГГц}$). Выходная частота может изменяться плавно или дискретно. Установка частоты может осуществляться ручным способом или автоматически.

По форме выходных сигналов различают измерительные генераторы гармонических, импульсных и шумовых колебаний. К генераторам измерительных синусоидальных сигналов относятся синтезаторы частоты.

4.1.2. Параметры измерительных генераторов

Частотный диапазон прибора должен перекрывать заданные значения. Диапазон генерируемых частот характеризуется коэффициентом перекрытия η , равным отношению максимальной генерируемой частоты F_{\max} к минимальной F_{\min} , т.е. $\eta = F_{\max}/F_{\min}$. Коэффициент перекрытия зависит от конструкции колебательных систем или от построения схемы генератора. На низких и высоких частотах колебательные системы выполняются в виде цепей со сосредоточенными параметрами L , C , R , которые легко изменяются (плавно или дискретно). Для генераторов СВЧ в качестве колебательных систем используются отрезки коаксиальных линий, т.е. цепи с распределенными параметрами. Осуществлять переключение в таких конструкциях довольно сложно, поэтому в диапазоне СВЧ используются генераторы с одним диапазоном. Коэффициент перекрытия генератора тем выше, чем ниже частота. Для генераторов низких частот величина η составляет 10 000 и более, для генераторов высоких частот — несколько сотен, для СВЧ — 1,1÷1,3. В синтезаторах частот коэффициент перекрытия составляет 10^6 .

Погрешность установки частоты определяется у генераторов с плавной настройкой частоты качеством устройства шкалы и механизмов приводов органов настройки. Абсолютная погрешность установки частоты определяется соотношением

$$\Delta = \pm(\delta f + n), \text{ Гц,}$$

где δ — относительная погрешность;

n — минимальная абсолютная погрешность, Гц.

Слагаемое δf определяет погрешность на высоких, а n — на низких частотах генератора. Измерительные генераторы ВЧ и СВЧ имеют относительную погрешность 10^{-2} ÷ 10^{-3} . Генераторы, использующие фиксированную настройку шкалы, а также генераторы с диапазонно-кварцевой стабилизацией частоты имеют относительную погрешность 10^{-6} ÷ 10^{-7} .

Стабильность генерируемой частоты генератора есть мера его способности поддерживать выбранную частоту в течение заданного периода времени. Она является важнейшим требованием, предъявляемым к генератору. Стабильность определяется старением компонентов, дрейфом температур, изменением напряжения источников

питания, влиянием нагрузки генератора. В схемах генераторов применяются компоненты самого высокого качества, с температурной компенсацией, в том числе стабилизаторы напряжения. Влияние изменения нагрузки генераторов компенсируется за счет использования на их выходе аттенюаторов с постоянными входными и выходными сопротивлениями, а также введения между задающим генератором и последующими узлами буферных каскадов усиления. Использование указанных способов позволяет обеспечить нестабильность частоты у большинства генераторов с плавной настройкой $10^{-3} \div 10^{-4}$. Генераторы с диапазонно-кварцевой настройкой стабилизации частоты имеют нестабильность $10^{-6} \div 10^{-7}$, синтезаторы частот — $10^{-8} \div 10^{-9}$. Нестабильность является функцией времени, поэтому ее значение указывается за определенный интервал времени, приведенный в паспорте прибора.

Выходное сопротивление измерительного генератора выбирается исходя из величины сопротивления подключаемой к генератору нагрузки. Такими нагрузками являются линии, входные сопротивления исследуемых устройств. Наиболее распространенными для генераторов НЧ являются нагрузки 5, 50, 100, 600 Ом, для генераторов ВЧ — от долей ом до 75 Ом, для генераторов СВЧ — 50 и 75 Ом.

Выходная мощность (напряжение), ее стабильность. Пределы изменения выходного напряжения обеспечиваются за счет регулируемых аттенюаторов, стабильность мощности может достигаться за счет глубокой отрицательной обратной связи, а в генераторах высокой частоты — за счет автоматической регулировки выходного напряжения (мощности).

Уровень гармонических составляющих сигналов на выходе генератора характеризуется коэффициентом гармоник (k_r), который у генераторов общего применения находится в пределах $0,3 \div 2$ %. Коэффициент гармоник указывает, в какой мере форма выходных колебаний близка к синусоидальной. Гармоники искажают форму измерительного сигнала и попадают в исследуемую схему. Если генератор используется для измерения искажений, то искажения сигналов на его выходе должны быть на много порядков ниже, чем у исследуемой схемы. В случае необходимости гармоника может быть подавлена с помощью внешнего измерительного фильтра. У особо высококачественных генераторов коэффициент гармоник составляет от 0,05 до 0,015 %.

4.1.3. Измерительные генераторы синусоидальных колебаний

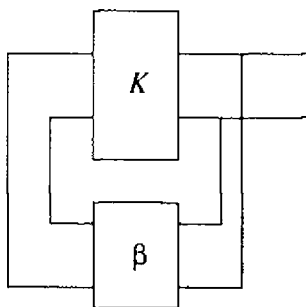


Рис. 4.1. Обобщенная структурная схема генератора

Генераторы всех типов состоят, в основном, из трех частей (рис. 4.1): возбуждителя колебаний (задающего генератора), являющегося источником колебаний, который определяет все частотные свойства и, отчасти, коэффициент гармоник; усилителя мощности, определяющего уровень максимальной мощности и частично коэффициент гармоник, и цепи обратной связи для передачи части энергии с выхода усилителя на его вход с целью компенсации потерь в схеме генерации.

Если коэффициент усиления равен K , а коэффициент обратной связи β , то для генерации необходимо, чтобы выполнялись два условия, называемые *условиями Баркгаузена*. Во-первых, усиление в петле $K\beta$ обратной связи должно быть равно единице, во-вторых, фазовый сдвиг между входным напряжением и напряжением обратной связи должен быть равен нулю:

$$K\beta = K_{oc} = 1; \quad (4.1)$$

$$\varphi_K + \varphi_\beta = 2\pi n, \quad (4.2)$$

где $\varphi_K = \varphi_K(\omega)$, $\varphi_\beta = \varphi_\beta(\omega)$ — фазовые сдвиги, вносимые соответственно усилителем и цепью положительной обратной связи на текущей частоте;

$$n = 0, 1, 2, 3;$$

K_{oc} — коэффициент усиления усилителя с цепью положительной обратной связи.

Условие (4.1) определяет условие *баланса амплитуд*, из которого следует, что в стационарном режиме на генерируемой частоте коэффициент усиления усилителя с обратной связью $K_{oc} = 1$. Условие (4.2) — условие *баланса фаз*, показывающее, что в стационарном режиме суммарные фазовые сдвиги сигнала на частоте генерации, создаваемые усилителем и цепью положительной ОС, должны быть равны нулю или кратны 2π .

Основные свойства измерительных генераторов синусоидальных колебаний определяются видом возбудителя колебаний: LC, RC, на биениях, синтезаторы частот.

4.1.4. Генераторы LC

Колебательной системой в таких генераторах является LC-контур (рис. 4.2). Частота в этих генераторах определяется резонансом колебательного контура

$$F = \left(1/2\pi\sqrt{LC}\right) \sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}}$$

Если эквивалентная добротность LC-контура $Q_{\text{экв}} = \frac{\omega_0 L}{r_{\text{экв}}} > 100$, частота генерируемых колебаний определяется только параметрами

$$\text{контура: } f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Плавная установка частоты производится конденсатором переменной емкости C . Для конденсаторов переменной емкости $C_{\text{max}}/C_{\text{min}} = 10 \dots 25$. Поэтому плавное изменение частоты $\eta_f = f_{\text{max}}/f_{\text{min}} = \sqrt{C_{\text{max}}/C_{\text{min}}} = 3 \dots 5$. Перекрытие широкого диапазона частот осуществляется переключением катушек индуктивности L .

Основной недостаток генераторов типа LC состоит в том, что при необходимости изменить частоту в n раз надо изменить значение L или C в n^2 раз. Поэтому такие генераторы громоздки, особенно при

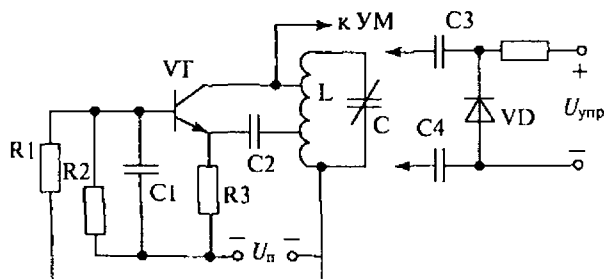


Рис. 4.2. Генератор LC

больших значениях коэффициента перекрытия η . Для обеспечения малой нестабильности частоты $\frac{\Delta f}{f} = 10^{-4} \dots 10^{-6}$ в измерительных

генераторах применяются катушки индуктивности без ферромагнитного сердечника, имеющие высокую добротность на относительно высоких частотах. Поэтому задающие LC-генераторы применяются в высокочастотных измерительных генераторах и генераторах на биениях. Коэффициент гармоник LC-генераторов $k_g = 0,1 \pm 1\%$.

Для измерительного оборудования техники связи желательно, чтобы коэффициент перекрытия η_f составлял не менее 1000, а иногда и 10 000. Для высоких частот этот недостаток не существен, но для области низких частот технические характеристики LC-генераторов ухудшаются, так как резко возрастают величины индуктивности и емкости и, как следствие, размеры катушек индуктивности и конденсаторов, которые трудно перестраиваются в широких пределах. Поэтому для генерации низкочастотных колебаний используются возбудители колебаний RC-типа.

4.1.5. Генераторы RC

В генераторах RC частота определяется сопротивлением резисторов и емкостями конденсаторов, входящих в цепь положительной обратной связи. Возбудитель колебаний такого генератора представляет собой

апериодический широкополосный усилитель, охваченный частотно-зависимой положительной (ПОС) и частотно-независимой отрицательной (ООС) обратными связями (рис. 4.3). Положительная ОС обеспечивает генерацию колебаний определенной частоты, а отрицательная ОС стабилизирует работу генератора во всем диапазоне частот.

Обычно в RC-генераторах используют мост Вина, который осуществляет сдвиг фазы сигнала ОС на 180° . Усилитель

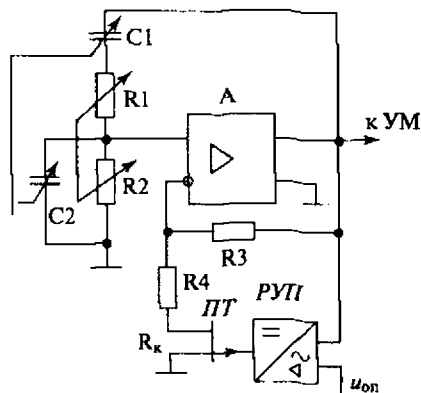


Рис. 4.3. Генератор RC

должен обеспечивать достаточно большое усиление без ООС ($K > 10^3$) и постоянный фазовый сдвиг $\varphi = 2\pi n$ ($n = 1, 2, 3, \dots$) во всем диапазоне частот.

Частота гармонических колебаний в RC-генераторе с мостом Вина определяется выражением $F = \frac{1}{2\pi RC}$.

В рассматриваемой схеме мост Вина применяется в цепи ОС - последовательный и параллельный RC-контур вместе с $R1$ и $R2$ образуют мост. При изменении одной величины (R или C) изменяется диапазон генерируемых частот (ступенчатая регулировка), а изменяя другую величину, можно получить плавное изменение частоты в поддиапазоне. Ослабление, создаваемое мостом Вина, равно 3, поэтому коэффициент усиления усилителя должен быть не менее $K = 3$. Амплитуда колебаний определяется произведением коэффициентов усиления K и ослабления β .

Диапазон частот RC-генераторов — от десятков герц до единиц мегагерц. Относительная нестабильность частоты $10^{-3} \pm 10^{-4}$; погрешность установки частоты по шкале 0,2+5 %; коэффициент гармоник $k_r = 0,01 \pm 2$ %.

4.1.6. Генераторы на биениях

Частота выходного напряжения таких генераторов (рис. 4.4) определяется разностью частот двух задающих генераторов: f_1 — генератора фиксированной частоты (ГФЧ) и f_2 — генератора переменной частоты (ГПЧ): $F = f_1 - f_2$ или $F = f_2 - f_1$. Генераторы на биениях

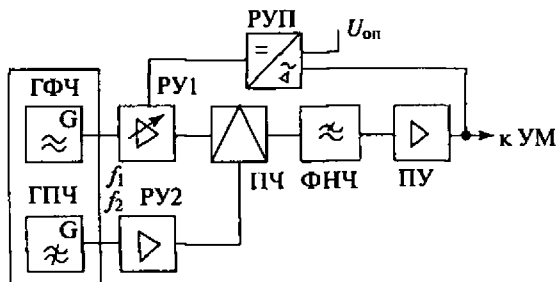


Рис. 4.4. Схема генератора на биениях

более сложные, чем генераторы RC , но у них есть несколько достоинств, к которым относятся:

- возможность плавного изменения частоты выходного напряжения (F) в широких пределах с коэффициентом перекрытия $\eta = F_{\max}/F_{\min} = 10^3 \dots 10^4$;
- перекрытие всего диапазона частот без коммутации элементов;
- независимость выходного напряжения от частоты.

Для обеспечения малого коэффициента гармоник выходного напряжения с частотой F выбирают $f_1 = (5+10)F_{\max}$. Частота ГПЧ изменяется конденсатором переменной емкости от f_1 до $(f_1 - F_{\max})$ или от f_1 до $(f_1 + F_{\max})$ на $10+20\%$. На выходе преобразователя частоты ПЧ включен фильтр нижних частот ФНЧ с частотой среза $f_{\text{ср}} = (1,1 \dots 1,2)F_{\max}$. Следовательно, частота генератора будет изменяться:

$$F = f_1 - f_2 = f_1 - [f_1 \dots (f_1 - F_{\max})] = 0 \dots F_{\max},$$

или

$$F = f_2 - f_1 = [f_1 \dots (f_1 + F_{\max})] - f_1 = 0 \dots F_{\max}.$$

Нижнее значение частоты F_{\min} определяется характеристиками трансформаторов, которые используются в преобразователе частоты, а также выходного устройства и составляет $20 \dots 200$ Гц. Верхнее значение частоты может достигать десятков мегагерц.

Развязывающие усилители РУ1 и РУ2 предотвращают взаимную синхронизацию генераторов при близких частотах ($f_1 = f_2$), а также шунтирование ГФЧ и ГПЧ низким входным сопротивлением преобразователя частоты ПЧ. В некоторых генераторах РУ1 выполняют регулируемым, и он вместе с регулируемым усилителем-преобразователем (РУП) обеспечивает стабилизацию выходного напряжения с высокой точностью.

Малые изменения частоты одного из генераторов вызывают значительное изменение разностной частоты, поэтому генераторы на бисниях с задающими LC-генераторами имеют относительную нестабильность порядка $10^{-2} \dots 10^{-3}$. При работе с такими генераторами требуется периодически (через $20-30$ мин) проводить поверку и подстройку частотной шкалы. Подстройка выполняется по нулевым бисниям ($F = 0$) на нулевой отметке шкалы незначительным изменением частоты одного из генераторов с помощью подстроечного конденсатора. Ось этого конденсатора выводится на лицевую панель прибо-

ра. При проверке нуля устанавливаются $F = 0$ и, регулируя значение емкости, добиваются сначала заметных колебаний стрелки измерительного прибора (5+10 Гц), а затем их прекращения при положении стрелки у левого края шкалы, так как при $f_1 - f_2 = 0$ напряжение выходного сигнала также равно 0.

4.1.7. Синтезаторы частот

В синтезаторах частот дискретные значения частоты выходного напряжения формируются из одной частоты задающего генератора с кварцевой стабилизацией. Формирование осуществляется по декадному принципу путем умножения, деления, дробно-кратного преобразования и суммирования частот. При этом относительная нестабильность любой синтезированной частоты равна нестабильности частоты задающего генератора и имеет порядок $10^{-6} \dots 10^{-8}$.

В некоторых синтезаторах предусматривается плавная установка или качание частоты в пределах любой декады. Возбудитель колебаний генератора-синтезатора содержит четыре основных узла (рис. 4.5): блок формирования опорных частот с задающим генератором (БОЧ), блок коммутации опорных частот (БКЧ), блок синтеза частот (БСЧ), блок преобразования частоты выходного напряжения (БПЧ).

В блоке БОЧ (рис. 4.6) из частоты задающего генератора (ЗГ) с кварцевой стабилизацией путем умножения, деления и дробно-кратного преобразования формируется несколько (от 3 до 15) опорных частот.

БКЧ обеспечивает подекадную (с десятичными разрядами) установку значения синтезируемой частоты с помощью десятипозиционных

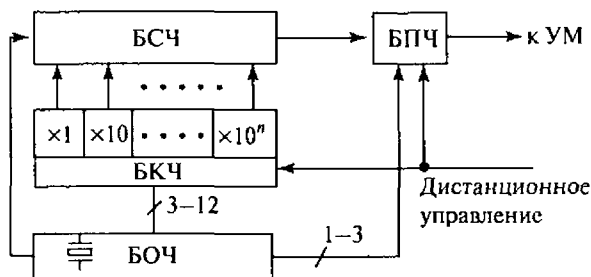


Рис. 4.5. Схема возбудителя колебаний генератора-синтезатора частоты

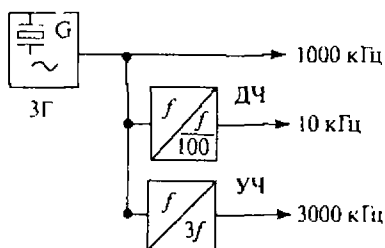


Рис. 4.6. Схема блока опорных частот (БОЧ)

переключателей или дистанционно, с помощью двоично-десятичных кодов. На выходе каждой декады в зависимости от положения переключателя (или управляющего кода) формируется одна из 10 частот для соответствующей ступени БСЧ. Формирование может осуществляться либо суммированием двух из 7—11 опорных частот с помощью преобразователей частоты, либо умножением

одной опорной частоты (рис. 4.7). Генератор с управляемой частотой (ГУЧ) охвачен петлей фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). В петлю включен делитель частоты (ДЧП) с переменным коэффициентом деления N . На входы фазового детектора ФД поступают колебания опорной частоты $f_{оп}$ и деленной частоты ГУЧ f_r/N . При неточном равенстве этих частот на выходе появляется составляющая разностной частоты (биения), выделяемая фильтром нижних частот ФНЧ. Постоянная составляющая напряжения биений подстраивает ГУЧ до точного равенства $f_r/N = f_{оп}$. При этом частота ГУЧ $f_r = f_{оп} N$. Изменением коэффициента деления N частоту ГУЧ изменяют степенями, кратными $f_{оп}$. В качестве ДЧП применяют реверсивные счетчики с предустановкой числа, равного коэффициенту деления N . Управление значением N в

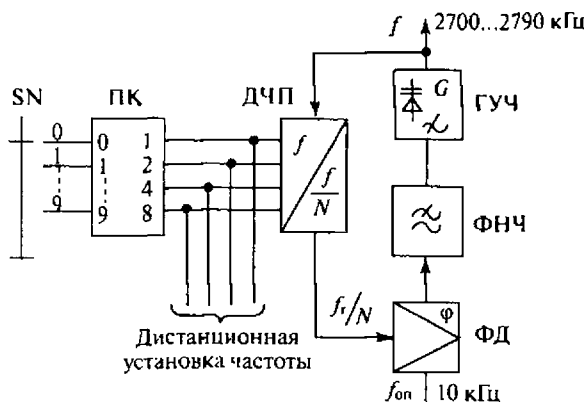


Рис. 4.7. Схема блока контрольных частот (БКЧ)

пределах 10 ступеней осуществляется четырехразрядным двоично-десятичным кодом (8-4-2-1). Управляющий код формируется преобразователем кода ПК в зависимости от положения десятипозиционного переключателя SN (код 1 из 10) или подается по цепям дистанционного управления частотой. В схеме декады БКЧ, приведенной на рис. 4.7, коэффициент деления N изменяется от 270 до 279. При этом позициям переключателя SN соответствуют частоты ГПЧ: «0» — $10 \cdot 270 = 2700$ кГц; «1» — $10 \cdot 271 = 2710$ кГц, «2» — $10 \cdot 272 = 2720$ кГц; ... , «9» — $10 \cdot 279 = 2790$ кГц;

БСЧ обеспечивает формирование синтезируемой частоты десятичными разрядами. Синтез осуществляется последовательным подекадным суммированием частот с делением на 10. На рис. 4.8 приведена упрощенная структурная схема БСЧ генератора, обеспечивающего установку частоты от 1 до 999,999 кГц ступенями через 1 Гц. Схема содержит шесть одинаковых ступеней суммирования частот. Каждая ступень содержит делитель частоты на 10 (ДЧ) и суммирующий преобразователь частоты (ПЧ) с полосно-пропускающим фильтром на выходе. На один вход ПЧ поступают колебания с одной из 10 частот, установленной в соответствующей декаде БКЧ, на другой — деленной на 10 частоты с выхода предыдущей ступени (за исключением первой ступени, на вход которой поступает напряжение опорной частоты). На выходе первой ступени (ДЧ1, ПЧ1) в зависимости от положения переключателя SN первой (младшей) декады БКЧ (см. рис. 4.7) формируется одна из 10 частот:

$$f_1 = 3000/10 + (2700 \dots 2790) = 3000 \dots 3090 \text{ кГц.}$$

На выходе ПЧ2 в зависимости от положения переключателя SN в двух младших декадах формируется одна из 100 частот:

$$f_2 = (3000 \dots 3099)/10 + (2700 \dots 2790) = 3000 \dots 3099,9 \text{ кГц.}$$

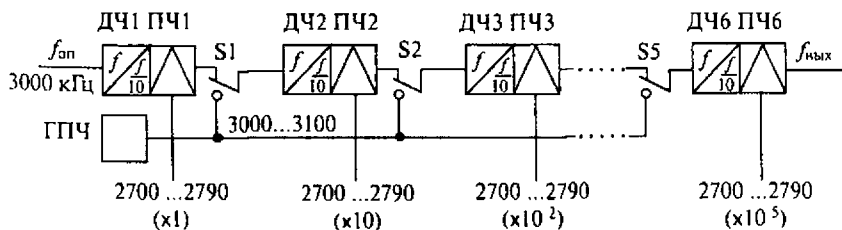


Рис. 4.8. Схема блока синтеза частот (БСЧ)

При этом частота, сформированная в первой декаде, за счет деления на 10 перемещается в младший разряд. На выходе ПЧ3 соответственно формируется одна из 10^3 частот:

$$f_3 = (3000...3099)/10 + (2700...1790) = 3000...3099,9 \text{ кГц.}$$

На выходе последней — 6-й ступени формируется одна из 10^6 частот:

$$f_6 = (3000...3099,999)/10 + (2700...2790) = 3000...3099,9999 \text{ кГц.}$$

За счет последовательного деления значение частоты, установленное в первой декаде, перемещается в самый младший разряд. Так, если переключатели в БКЧ, начиная с младшей декады, будут установлены соответственно в положения 1, 2, 3, 4, 5, 6, то на выходе ПЧ будет сигнал с частотой $f_6 = 3065,4321$ кГц. В нижнем положении ключей S1 – S5 подключается генератор с плавным изменением частоты в пределах 3000...3100 кГц (ГПЧ). Это позволяет осуществлять плавную установку частоты на выходе генератора в пределах отключенных декад БСЧ. Так, если будет установлена частота $f_6 = 3065,4300$ кГц, то при переводе в нижнее положение ключа S2 изменением частоты ГПЧ можно изменить частоту выходного напряжения от 3065,4300 до 3065,4400 кГц. В некоторых генераторах в ГПЧ предусматривается электронное управление частотой. В этом случае возможно периодическое качание частоты внешним пилообразным напряжением.

БПЧ обеспечивает перенос (преобразование) частоты, синтезированной в БСЧ, в рабочий диапазон частот генератора. Часто в этом же блоке осуществляется формирование старшего десятичного разряда частоты выходного напряжения генератора. Существует большое количество схемно-технических решений БПЧ. Одна из простых схем приведена на рис. 4.9. На один вход преобразователя частоты ПЧ подаются колебания с частотой 30 или 29 МГц от генератора с управляемой частотой ГУЧ. Частота ГУЧ синхронизируется опорной частотой 1 МГц с помощью петли ФАПЧ, в которую включен делитель частоты с переменным коэффициентом деления ДЧП. Принцип синхронизации изложен при описании аналогичной схемы, приведенной на рис. 4.7. Коэффициент деления ДЧП $N = 30$ или 29, и, соответственно, частота ГУЧ $f_T = 30$ или 29 МГц устанавливается с помощью преобразователя кода ПК двухпозиционным переключателем SB, имеющим обозначения «0 МГц» и «1 МГц».

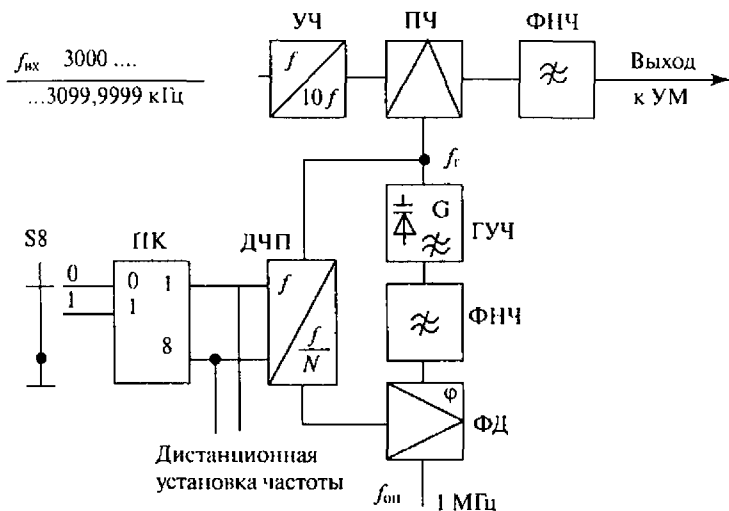


Рис. 4.9. Схема блока преобразования частот (БПЧ)

Частота колебаний, полученных с выхода БСЧ, с помощью умножителя частоты УЧ умножается на 10. Умножитель частоты выполнен по такой же схеме, как и умножитель частоты 1 МГц, только делитель частоты в петле ФАПЧ имеет фиксированный коэффициент деления $N = 10$.

На второй вход ПЧ с выхода УЧ поступают колебания с частотой в пределах 30 000...30 999,999 кГц. С помощью ФНЧ на выходе ПЧ выделяются колебания разностной частоты $f_{\text{вых}} = 10f_{\text{вх}} - f_{\text{г}}$. Если переключатель SB находится в положении «х0», то частота выходного напряжения может изменяться в пределах:

$F_{\text{вых}} = (30\,000 \dots 30\,999,999) - 30\,000 = 000,000 \dots 999,999$ кГц с шагом 1 Гц.

В положении переключателя «х1»:

$F_{\text{вых}} = (30\,000 \dots 30\,999,999) - 29\,000 = 1000,000 \dots 1999,999$ кГц с шагом 1 Гц.

Колебания с выхода ФНЧ подаются непосредственно на усилитель мощности (УМ) или предварительный усилитель. В большинстве генераторов-синтезаторов УМ снабжается автоматической регулировкой уровня. Выходное устройство таких генераторов допускает дистанционное управление установкой уровня выходного сигнала.

4.1.8. Цифровые генераторы

Цифровые генераторы отличаются от аналоговых более эффективными метрологическими характеристиками: высокой точностью установки и стабильностью частоты, малым коэффициентом нелинейных искажений, постоянством уровня выходного сигнала. Цифровые генераторы удобнее аналоговых, так как имеют более высокое быстродействие, проще выполняемую установку частоты, более наглядную индикацию. Принцип действия возбудителей колебаний цифровых генераторов синусоидальных колебаний основан на кусочно-ступенчатой аппроксимации синусоидального сигнала (рис. 4.10, а). Синусоидальное напряжение $u(t) = U_m \sin \omega t$ дискретизируется во времени. Дискретизация выполняется равномерно, с шагом Δt . В интервале между двумя отсчетами t_i и t_{i+1} синусоидальное напряжение заменяется на напряжение постоянного тока — ступенькой, высота которой равна значению напряжения в момент дискретизации t_i . В результате вместо плавной кривой получается ступенчатая линия. Высота ступенек равна значению функции синуса в равномерно распределенных промежутках Δt внутри периода повторения T , $\Delta t = T/p = 2\pi/p$, где p — число ступенек. Чем больше выбрано число ступеней p , тем точнее ступенчатая кривая описывает форму сигнала.

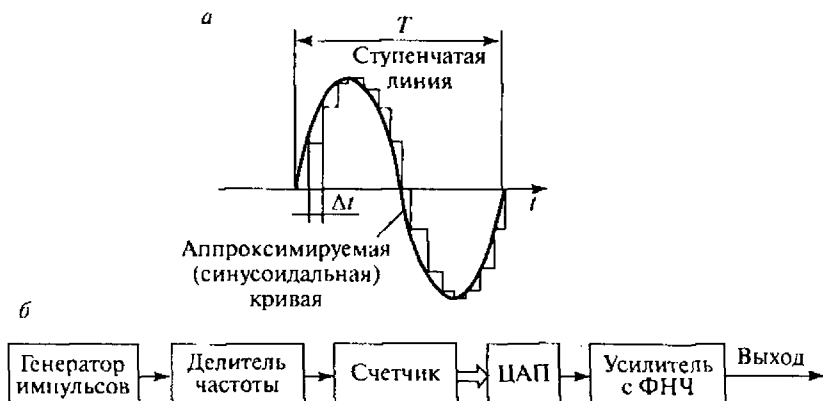


Рис. 4.10. а — кусочно-ступенчатая аппроксимация синусоидального сигнала; б — упрощенная структурная схема цифрового формирователя синусоидальных колебаний

Учитывая, что $t_i = i\Delta t$, уравнение ступенчатой кривой будет иметь вид: $u(i\Delta t) = U_m \sin(i\omega/p)$ или с учетом p и $\omega = 2\pi/T$:

$$u(i\Delta t) = U_m \sin(i2\pi/p).$$

Недостатком цифровых генераторов является возможность формирования относительно низких частот — от инфранизких до нескольких сотен килогерц.

Упрощенная структурная схема цифрового формирователя синусоидальных колебаний приведена на рис. 4.10, б. Импульсный кварцевый генератор (ГИ) вырабатывает периодическую последовательность коротких импульсов с периодом следования T . На выходе делителя частоты ДЧ с регулируемым коэффициентом деления N получается периодическая последовательность импульсов с периодом следования $\Delta t = NT$, определяющим шаг дискретизации. Импульсы поступают в счетчик СЧ емкостью p . Кодовая комбинация импульсов, определяемая числом i , передается в схему цифро-аналогового преобразования ЦАП. Он вырабатывает напряжение, соответствующее числу i , т.е. $u(i\Delta t) = U_m \sin(i2\pi/p)$. После накопления p импульсов счетчик переполняется и сбрасывается в 0. С приходом $(p + 1)$ -импульса начинается формирование нового периода ступенчатой кривой. Изменение частоты генерируемого колебания осуществляют путем изменения шага дискретизации Δt , а это достигается регулировкой коэффициента деления N делителя частоты.

4.1.9. Генераторы импульсных сигналов

В зависимости от формы импульсов выходных сигналов различают генераторы прямоугольных импульсов, импульсов сложной формы (треугольной, пилообразной, экспоненциальной и т.д.). Наиболее широкое применение получили генераторы прямоугольных импульсов.

Параметры импульса. Форма реальных прямоугольных импульсов отличается от идеальной и характеризуется рядом параметров (рис. 4.11): $\tau_{и}$ — длительность импульса; $\tau_{ф}$, $\tau_{ср}$ — длительность фронта и среза импульса; U_m — амплитуда импульса (определяется точкой пересечения продолжения плоской части вершины с фронтом); выбросы на вершине $h'_в$ и в интервале $h''_в$; $h_{и}$ — наклон вершины. Импульсы считаются прямоугольными, если $\tau_{ф}$, $\tau_{ср} \leq 0,3 \tau_{и}$.

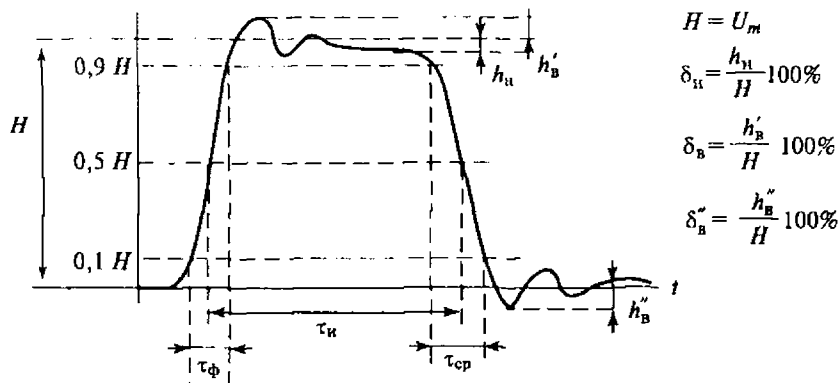


Рис. 4.11. Параметры импульса

Генераторы по характеру последовательности импульсов подразделяют на генераторы последовательностей одиночных импульсов (рис. 4.12, а), генераторы парных импульсов (рис. 4.12, б) и генераторы кодовых последовательностей и пакетов импульсов (рис. 4.12, в). Основные параметры таких последовательностей показаны на рисунке. Генераторы прямоугольных импульсов (ГПИ) выпускаются для различных диапазонов частот — от инфранизких до высоких ($10^3 \dots 10^8$ Гц). У разных генераторов длительность импульсов может быть в пределах от единиц наносекунд до единиц секунд. Задержка

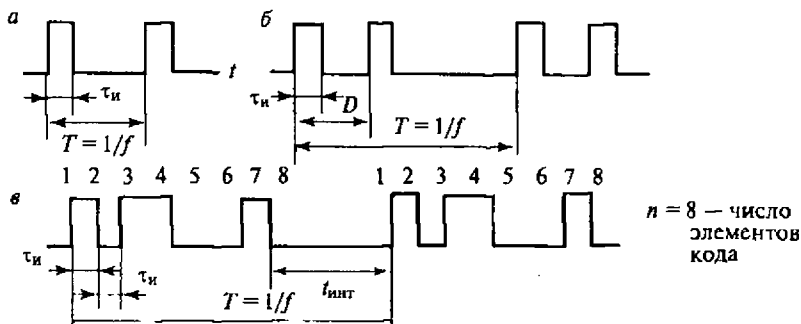


Рис. 4.12. Характер последовательностей импульсов



Рис. 4.13. Структурная схема ГПИ

импульсов на основном выходе относительно импульсов синхронизации и сдвиг парных импульсов могут регулироваться в пределах от 0 до единиц секунд. Частота импульсов и временные параметры могут регулироваться плавно или дискретно.

На рис. 4.13 приведена структурная схема ГПИ. Формирователь временных интервалов может работать в режиме автогенератора (при внутреннем запуске) или в ждущем режиме (при внешнем запуске). Схема задержки служит для установки определенного временного сдвига генерируемых импульсов относительно внешнего запускающего напряжения или при работе без внешнего воздействия для установки импульсов в удобное для наблюдения положение. Формирователь импульсов обеспечивает регулируемую калиброванную длительность импульсов, а также нормированную длительность фронта и среза. Усилитель мощности обеспечивает нормированное значение амплитуды импульсов на заданном сопротивлении нагрузки. В усилителе мощности обеспечивается переключение полярности выходных импульсов, а также плавная регулировка амплитуды.

4.1.10. Генераторы шума

Генераторы шума (ГШ) — это источники электрических случайных непрерывных сигналов со сплошным спектром в нормированном диапазоне частот. Как правило, отношение граничных частот диапазона $f_{\text{в}} / f_{\text{н}} \gg 2$. Такой шум называется «белым». Генераторы шума выпускаются на разные диапазоны частот — от инфранизких до сверхвысоких.

В технике связи ГШ используются для имитации рабочих сигналов и помех: для испытания микрофонов и телефонов, при измерении линейных и нелинейных переходных влияний в многоканальных

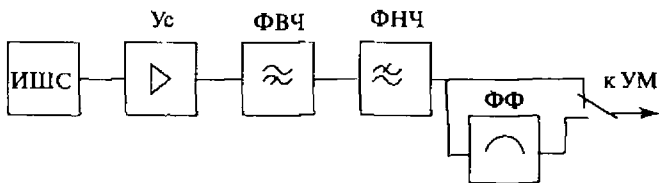


Рис. 4.14. Структурная возбудителя колебаний

системах передачи и т.д. Структурная схема ГШ такая же, как и генератора синусоидальных колебаний. Основные статистические характеристики ГШ определяются возбудителем колебаний (рис. 4.14). В качестве источника шумовых сигналов (ИШС) применяются элементы, в которых протекание тока имеет флюктуационный характер: проволочные резисторы, полупроводниковые и вакуумные диоды, газоразрядные приборы. Усилитель обеспечивает повышение уровня сигнала в той степени, чтобы он превышал уровень собственных шумов последующих элементов схемы. Фильтры формируют нормированную полосу частот шумового сигнала от $f_{\text{н}}$ до $f_{\text{в}}$. Формирующий фильтр (ФФ) предусматривается в некоторых генераторах для формирования специальной частотной характеристики шума, например для отображения спектра речевого сигнала.

Проволочный резистор. В качестве источника шума выступает нагретый проволочный резистор. Шумы, возникающие в резисторе, обусловлены хаотическим тепловым движением электронов, которое прекращается только при абсолютном нуле. Среднеквадратическое значение напряжения на резисторе определяется формулой Найквиста:

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{4kTR\Delta f},$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град. — постоянная Больцмана;

T — абсолютная температура резистора, К;

R — сопротивление резистора, Ом;

Δf — рабочая полоса, Гц.

Резистор выполняют в виде вольфрамовой спирали, намотанной на керамический каркас, температуру которой поддерживают постоянной.

Болометрический генератор шума. Болومتر представляет собой вакуумный стеклянный баллон, внутри которого натянута вольфрамовая нить.

Газоразрядные генераторы шума выполняются в виде стеклянной трубки, наполненной инертным газом (аргоном и неоном). На одном конце трубки расположен прямонакальный или подогреваемый катод, на противоположном — анод. Газоразрядные трубки генерируют шумы за счет беспорядочного движения электронов в плазме. Под влиянием приложенного электрического поля они движутся с высокой скоростью, поэтому мощность шума достигает достаточно высоких значений. В зависимости от диапазона частот и типа трубки можно использовать генераторные секции, выполненные на волноводе, коаксиальной или полосковой линиях.

Волноводные шумовые генераторы представляют собой отрезок волновода, в центре широкой стенки которого под малым углом ($7...15^\circ$) помещают газоразрядную шумовую трубку. Наклонное положение трубки в волноводе обеспечивает при разряде равномерное внесение потерь на достаточно большой длине линии.

В коаксиальных генераторах шума газоразрядную шумовую трубку помещают внутри ленточной спирали, которая является внутренним проводником коаксиальной линии. Внешним проводником служит цилиндрическая поверхность корпуса линии.

Полосковые генераторы шума представляют собой симметричную полосковую линию, вдоль оси которой помещают газоразрядную шумовую трубку.

Генераторы на лавинно-пролетных диодах состоят из лавинно-пролетных диодов и генераторной секции, согласующей входное сопротивление p - n -перехода с сопротивлением нагрузки. Источником шумов являются дробовые флуктуации тока насыщения диода. Генераторы подобного типа перекрывают дециметровый и сантиметровый диапазоны волн, которые работают в режиме как непрерывных колебаний, так и импульсной модуляции при длительности импульсов от нескольких долей микросекунд и более.

В качестве источника шума может использоваться стабилитрон, работающий в области лавинного пробоя, так как он обеспечивает формирование в широкой полосе частот («белый шум»).

4.1.11. Генераторы псевдослучайных сигналов

Генераторы псевдослучайных сигналов (ПСС) используются при проведении измерений на цифровых системах передачи (ЦСП). Одним из принципов получения ПСС является формирование двоич-

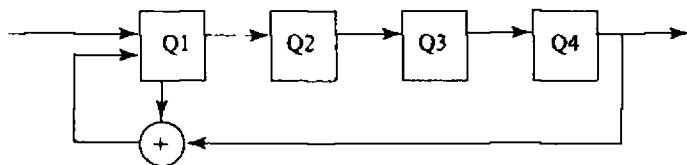


Рис.4.15. Схема генератора ПСП

ных импульсных последовательностей (1 и 0) со случайным чередованием 1 и 0 внутри периода повторения. Формирование таких последовательностей производится на основе регистров сдвига с сумматором по модулю 2 в цепи обратной связи. Способы организации обратной связи задаются расчетными таблицами. На рис. 4.15 в качестве примера приведена схема 4-разрядного регистра сдвига с суммированием 1 и 4 разрядов. Допустим, что первым тактирующим импульсом в первом разряде регистра записана единица, а в остальных — нули. На выходе сумматора будет 1. Эту комбинацию обозначим первой (табл. 4.1). При поступлении очередного (условно — второго) тактирующего импульса 1 из первого разряда регистра будет сдвинута во второй, а в первый разряд по входу D будет записана 1 с выхода сумматора. Это будет вторая комбинация состояния разрядов регистра. С каждым последующим тактирующим импульсом будет происходить сдвиг информации в регистре вправо, а в первый разряд записывается состояние выхода сумматора в момент действия фронта такти-

Таблица 4.1

Таблица состояний регистра

Номер импульса	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
Комбинация	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	1	2
1	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1
2	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1
3	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0
4	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0
Сумматор	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1

рующего импульса. При поступлении 15-го импульса в регистре будет записана 15-я комбинация, а 16-м импульсом запишется первая комбинация, таким образом, процесс будет повторяться.

Выходной сигнал, снимаемый с выхода Q4 регистра, будет представлять собой неравномерное чередование 0 и 1 на протяжении цикла в 15 тактирующих импульсов. Таким образом, число элементов на периоде повторения в m -разрядном регистре $M = 2^m - 1$, где m — целое положительное число. Число единиц в периоде 2^{m-1} , число нулей $2^{m-1} - 1$. В рассматриваемом примере $M = 2^4 - 1 = 15$, число нулей $2^{4-1} - 1 = 7$, число единиц $2^{4-1} = 8$. Период повторения определится выражением

$$T_{\text{п}} = \Delta t M = (2^m - 1) / f_{\text{т}}.$$

4.2. Вольтметры и указатели уровня

4.2.1. Электронные измерители напряжений и уровней

Общие сведения, классификация, определяющие характеристики

В технике проводной связи (ТПС) интенсивность сигналов и помех нормируется величиной мощности или уровня мощности. Непосредственные измерения мощности связаны с необходимостью разрыва измеряемой цепи для измерения токовой составляющей. Это вызывает необходимость прерывания действия измеряемых объектов, повышает трудоемкость измерений. Кроме того, измерители мощности сложнее измерителей напряжений. По этим причинам в ТПС величину мощности или уровня мощности определяют путем измерения напряжения или уровня напряжения на известном

сопротивлении нагрузки: $P = \frac{U^2}{Z_{\text{н}}}$; $P_{\text{м}} = P_{\text{н}} + 10 \lg \frac{600}{Z_{\text{н}}}$.

Диапазон частот измеряемых в ТПС напряжений может быть в пределах от 0 до 10^8 Гц, минимальная величина напряжений — порядка $10^{-5} \dots 10^{-8}$ В или 100...130 дБн. Поэтому для измерения напряжений и уровней напряжений сигналов и помех в ТПС применяют электронные вольтметры, милливольтметры, микровольтметры — электронные измерители напряжения (ЭИН) и электронные измерители

уровня (ЭИУ). ЭИН и ЭИУ имеют в своем составе усилитель мощности измеряемых сигналов.

В лабораторной практике применяют измерители тока и напряжения термоэлектрической системы. Для измерения режимов электронных компонентов используют ЭИН постоянного тока, а также приборы магнитоэлектрической системы. Измерения в силовых цепях устройств электропитания производят приборами электромагнитной системы.

В соответствии с ГОСТ, ЭИН общего применения (подгруппа В) подразделяются следующим образом:

В1 — установки и приборы для поверки ИН;

В2 — вольтметры постоянного тока;

В3 — вольтметры переменного тока;

В4 — вольтметры импульсного тока (импульсные вольтметры);

В5 — фазочувствительные вольтметры;

В6 — селективные (избирательные) вольтметры;

В7 и ВК7 — универсальные вольтметры (постоянного и переменного тока) и комбинированные (с возможностью измерения сопротивления);

В8 — измерители отношения и (или) разности напряжений;

В9 — преобразователи напряжения, не имеющие отсчетного устройства (напряжения переменного тока в напряжение, постоянного тока, напряжения в код).

Кроме того, ЭИН подразделяются по виду отсчетного устройства:

- аналоговые (отсчет по шкале стрелочного или оптоэлектронного прибора);

- цифровые (отсчет по знаково-цифровому индикатору).

ЭИН переменного тока различаются также по значению измеряемого напряжения:

- амплитудное (пиковое) значение (АЗН);

- средневывямленное значение (СВЗН);

- среднеквадратическое (действующее) значение (СКЗН).

СКЗН не зависит от формы напряжения, однако соотношения между U , U_m и $U_{СВ}$ существенно зависят от формы напряжения. Для синусоидального напряжения

$$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}} = 0,707U_m; U_{СВ} = \frac{2U_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi} = 0,637U_m = 0,900U.$$

Значение напряжения переменного тока, измеряемого ЭИН (а также ЭИУ) определяется типом преобразователя переменного напряжения в постоянное или способом аналого-цифрового преобразования.

Шкалы ЭИН переменного тока, за исключением импульсных, градуируются в среднеквадратических (действующих) значениях синусоидального напряжения. Шкалы импульсных ЭИН (подгруппа В4) градуируются в амплитудных значениях.

ЭИУ отличаются от ЭИН переменного тока тем, что их шкала градуирована в логарифмических единицах (дБ или Нп) относительно действующего значения синусоидального напряжения $U_0 = 0,775 \text{ В}$;

$$p = 20 \lg \frac{U_x}{0,775 \text{ В}}$$

ЭИУ имеют несколько значений входного сопротивления: высокое и одно или несколько из ряда номинальных значений 600, 150 (135), 75 Ом. Кроме того, ЭИУ для диапазона частот до 1...2 МГц имеют симметричный относительно земли вход, образованный симметрирующим трансформатором или дифференциальным усилителем.

Универсальные ЭИУ имеют два входа — симметричный и несимметричный.

Широко используются универсальные ЭИН, обеспечивающие два режима измерения: широкополосный и селективный (избирательный).

К основным нормируемым параметрам ЭИН и ЭИУ, применяемых в ТПС, относятся:

- вид отсчетного устройства;
- рабочий диапазон частот;
- пределы измерения;
- основная и дополнительные погрешности;
- значение измеряемого напряжения;
- входное сопротивление. Входное сопротивление для ЭИН — высокое, нормируется значениями $R_{\text{вх}}$ и $C_{\text{вх}}$. Для ЭИУ при высоком входном сопротивлении, несимметричном и симметричном относительно земли при бестрансформаторном входе (с дифференциальным усилителем), нормируются также $R_{\text{вх}}$ и $C_{\text{вх}}$. Для высокого входного сопротивления ЭИУ с входным симметрирующим трансформатором нормируются частотные зависимости модуля $Z_{\text{вх}}(\omega)$ и угла $\varphi_{\text{вх}}(\omega)$ пол-

ного сопротивления в рабочей полосе частот или их значения при крайних и средней частотах этой полосы. Для низкого, практически активного сопротивления ЭИУ нормируются номинальные значения этого сопротивления $R_{вх}$ и коэффициент несогласованности k_n или затухание несогласованности a_n относительно номинального значения. Для симметричных входов нормируется затухание асимметрии относительно земли (корпуса прибора) $A_{ас}$;

- рабочие условия: диапазоны допустимых температур, влажности и давления окружающего воздуха;
- условия электропитания.

ЭИН переменного тока выполняются для различных диапазонов частот от единиц герц до 1000 МГц. Минимальное измеряемое напряжение порядка $10^{-4} \dots 10^{-3}$ В для широкополосных и $10^{-7} \dots 10^{-6}$ В — для селективных приборов, максимальное — до $10^2 \dots 10^3$ В.

Для аналоговых ЭИН установлены классы точности: 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5; 4,0; 5,0; 6,0; 10; 15; 20, соответствующие приведенной погрешности в процентах. Большая часть аналоговых ЭИН имеет классы точности 1,5 и 2,5 в основных (нормальных) областях измеряемых напряжений и частот. В дополнительных областях погрешность может достигать 10...20 %. Для цифровых приборов нормируется относительная погрешность. Относительная или приведенная погрешность цифровых ЭИН может иметь порядок $10^{-3} \dots 10^{-1}$ %. Для мультиметров зарубежного производства обычно применяются приближенные формулы, например, $\pm(0,6 \% + 5 \text{ ед. мл. раз.})$, т.е. указывают относительную погрешность в процентах от измеряемого значения и постоянную составляющую в единицах младшего разряда цифровой шкалы. Следовательно, чем ближе измеряемое значение к младшему разряду, тем больше погрешность.

ЭИУ изготавливаются для различных диапазонов частот от 30...200 Гц до 100 МГц. Пределы измерения от $-(60 \dots 70)$ до $(20 \dots 30)$ дБ — для широкополосных и от $-(100 \dots 130)$ до $(20 \dots 30)$ дБ — для селективных приборов. Погрешность измерения от $\pm 0,02$ до $\pm 0,5$ дБ.

Широкополосные стрелочные измерители напряжений и уровней

В ТПС наиболее широкое применение получили ЭИН и ЭИУ, в которых отсчетным устройством является стрелочный микроамперметр магнитоэлектрической системы с током полного отклонения 100...1000 мкА.

Составной частью таких приборов является преобразователь измеряемого переменного напряжения в пропорциональное напряжение постоянного тока — детектор (см. гл. 2).

Стрелочные широкополосные ЭИН выполняются по трем структурным схемам, обуславливающим различия их параметров: детектор-усилитель (Д-У), усилитель-детектор (У-Д), детектор-усилитель с обратной связью «Д-У-ОС». Стрелочные широкополосные ЭИУ выполняются только со структурой У-Д.

В измерителях напряжения со структурой детектор-усилитель измеряемое напряжение (переменное) сначала преобразуется в постоянное, а затем усиливается усилителем постоянного тока (УПТ). Приборы со структурой Д-У применяются для измерения синусоидальных напряжений, а также амплитуды импульсных напряжений. Значительная часть приборов со структурой Д-У выполняется комбинированными. Они содержат дополнительные устройства для измерения напряжений постоянного тока (ФНЧ RC-типа) и сопротивлений (преобразователь R/U), а также переключатель режима работы (рис. 4.16). В таких приборах применяются преобразователи амплитудных значений (ПАЗ) с закрытым входом (см. рис. 3.1, б). В импульсных ИН применяются обычно ПАЗ с открытым входом (см. рис. 3.1, а) или автокомпенсирующий ПАЗ (см. рис. 3.2).

УПТ имеет высокое входное сопротивление $R_{вх} \gg R_{н}$ и является преобразователем «напряжение — ток». УПТ выполняется по балансу-

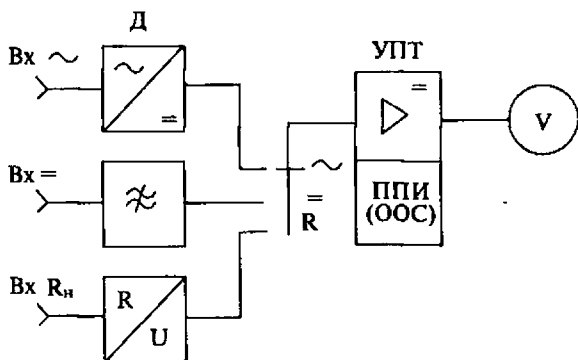


Рис. 4.16. Измерители напряжения со структурой детектор-усилитель

ной схеме с микроамперметром в диагонали. Переключение пределов измерения малых напряжений (до 100...300 В) осуществляется коммутацией резисторов в цепи ООС УПТ. Вследствие дрейфа нуля УПТ в таких приборах требуется периодическая корректировка нуля шкалы с помощью балансирующего резистора.

За счет применения ПАЗ на входе приборы со структурой Д-У имеют высокое входное сопротивление — порядка единиц мегаом. Для уменьшения входной емкости ПАЗ помещают в выносную головку — первичный преобразователь («пробник»), который подключается непосредственно к объекту измерения без соединительных проводов. При этом входная емкость имеет порядок единиц пикофарад, а диапазон частот измеряемых напряжений расширяется до 700...1000 МГц. Из-за нелинейности начальной части вольт-амперной характеристики диодов чувствительность ПАЗ низкая. Для различных приборов со структурой Д-У пределы измерения синусоидальных и амплитуды импульсных напряжений могут быть от 0,1...0,2 до 100...300 В с погрешностью 2,5...6 %. В универсальных приборах (группы В7) пределы измерения постоянного напряжения могут быть от 10...30 мВ до 300...1000 В (со встроенным внутренним или внешним делителем напряжения) с погрешностью 2,5...4 %, пределы измерения активных сопротивлений — от 10 до 10^7 ... 10^9 Ом с погрешностью 2,5...10 %.

В измерителях напряжений и уровней со структурой усилитель-детектор измеряемое напряжение переменного тока сначала усиливается, а затем преобразуется в пропорциональное постоянное напряжение (ток). В зависимости от типа преобразователя (детектора) показания прибора могут быть пропорциональны среднеквадратическому, средневыпрямленному или амплитудному значению измеряемого напряжения. Основной особенностью приборов со структурой У-Д является высокая чувствительность. Структурная схема приборов этого типа, одинаковая для измерителей напряжения (ИН) и измерителей уровня (ИУ), приведена на рис. 4.17. Входное устройство (ВУ) обеспечивает нормируемую величину и характер входного сопротивления. В простых низкочастотных ИН ($f \leq 1$ МГц) ВУ содержит только разделительный конденсатор и объединяется с переключателем пределов измерения (ППИ). В этом случае $R_{вх} = 0,1...1$ МОм и $C_{вх} = 25...50$ пФ.

В высокочастотных ($f_{в} > 1$ МГц) и высокочувствительных ИН ВУ содержит повторитель напряжения ПН (истоковый, эмиттерный,

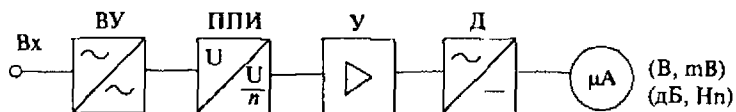


Рис. 4.17. Структурная схема приборов со структурой усилитель-детектор

катодный). В некоторых приборах ПН помещен в выносную головку — «пробник». У ИУ с ПН $R_{вх} = 1...5 \text{ МОм}$, $C_{вх} = 10...25 \text{ пФ}$.

В ИУ с $f_{в} \leq 650-2100 \text{ кГц}$ ВУ содержит симметрирующий трансформатор или усилитель с дифференциальным входом. В ИУ с симметрирующим трансформатором высокое входное сопротивление комплексное ($Z_{вх} = z_{вх} e^{j\psi_{вх}}$) и существенно зависит от частоты. Модуль $Z_{вх}$ может изменяться в зависимости от частоты в пределах рабочего диапазона от $2...5$ до $30...50 \text{ кОм}$, достигая максимума при некоторой средней частоте (рис. 4.18, а).

Угол $\psi_{вх}$ в пределах рабочего диапазона частот может изменяться от $+(70...80)^\circ$ до $-(70...80)^\circ$ (рис. 4.18, б). В некоторых широкополосных ИУ имеются два входных трансформатора — для низких и высоких частот. Низкое входное сопротивление реализуется параллельным подключением соответствующих резисторов ко входу прибора при низком входном сопротивлении $\psi_{вх} = 1...4^\circ$. Для ИУ с несимметричным относительно земли высоким входным сопротивлением $R_{вх} = 10...50 \text{ кОм}$ $C_{вх} = 15...50 \text{ пФ}$.

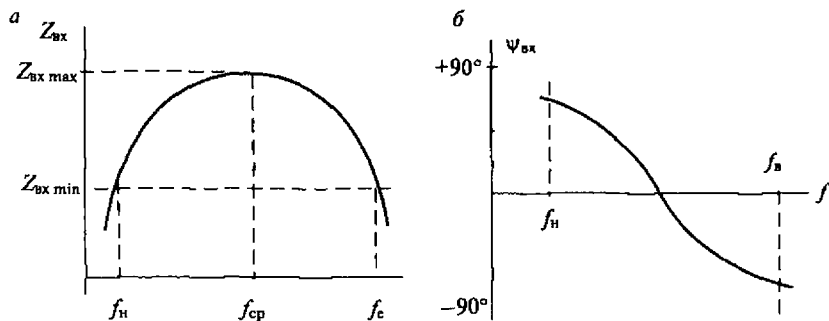


Рис. 4.18. Зависимости $Z_{вх}$ (а) и $\psi_{вх}$ (б) от частоты

В некоторых современных ИУ симметричный относительно земли высокоомный вход реализуется с помощью дифференциального усилителя. В этом случае для симметричного входа $R_{вх} = 20...50$ кОм, $C_{вх} = 15...20$ пФ; для несимметричного — $R_{вх} = 10...25$ кОм, $C_{вх} = 30...40$ пФ.

Затухание асимметрии для ИУ с трансформаторным и бестрансформаторным входом не менее 45...50 дБ.

Переключатель пределов измерения ППИ представляет собой резистивный, ступенчатый, частотно-компенсированный делитель напряжения. В ИН чувствительность изменяется ступенями 1-3-10-30-100... (мВ, В) или 1-2-5-10-20... (мВ, В). В ИУ чувствительность изменяется ступенями по 10 дБ или 1 Нп. В некоторых ИУ имеется дополнительный ППИ ступенями через 1 дБ в пределах 0...10 дБ.

Усилитель напряжения переменного тока У определяет чувствительность прибора и рабочий диапазон частот. Обычно это многокаскадный усилитель с RC-межкаскадными связями, охваченный глубокой отрицательной обратной связью.

Неравномерность АЧХ усилителя в рабочем диапазоне частот не должна превышать 0,5...3 % в зависимости от класса точности прибора. Схемно-технические возможности усилителей на современных полупроводниковых приборах позволяют получить верхнюю частоту рабочего диапазона частот ИН и ИУ до 50...100 МГц. В ИН нижняя частота f_B имеет порядок десятков герц. В ИУ с $f_B \leq 650...2100$ кГц — $f_H = 100...200$ Гц. В высокочастотных ИУ с f_B до 25...50 МГц — $f_H = 10...20$ кГц.

Чувствительность прибора определяется уровнем собственных шумов усилителя и входного устройства и зависит от рабочего диапазона частот. Минимальное измеряемое напряжение (уровень) U_{min} (p_{min}) при $f_B \leq 0,5...1$ МГц может быть в пределах (10...30) мкВ или -(95...85) дБ. При f_B до 25...60 МГц $U_{min} = (0,3...1)$ мВ или $p_{min} = (65...55)$ дБ. Для ИН максимальное измеряемое напряжение составляет 100...300 В, для ИУ максимальный уровень +20 или +30 дБ.

Детектор Д (преобразователь измеряемого переменного напряжения в постоянное) определяет значение измеряемого напряжения, а также в значительной мере рабочий диапазон частот и погрешность измерения (см. гл. 2).

Наиболее универсальными являются ИН и ИУ с преобразователями СКЗН, часто называемыми квадратичными детекторами. Такие приборы градуируются в действующих значениях синусоидального

напряжения и измеряют действующее значение напряжения произвольной формы или уровень этого напряжения при нормированном максимальном значении коэффициента амплитуды.

ИН и ИУ с преобразователями СВЗН градуируются в действующих значениях синусоидального напряжения и могут применяться в основном для измерения синусоидальных напряжений. В импульсных ИН (импульсных милливольтметрах) применяют преобразователи АЗН; их шкала градуируется в амплитудных значениях.

Погрешность измерения различных ИН со структурой У-Д может быть в пределах 1...6 %, ИУ — 0,1—0,5 дБ.

Измерители напряжения со структурой детектор-усилитель с обратной связью (Д-У-ОС), называемые иногда компенсационными, предназначены для измерения синусоидальных напряжений. Они сочетают в себе достоинства ИН со структурами Д-У и У-Д: широкий диапазон частот измеряемых напряжений и высокую чувствительность. Функциональная схема прибора с такой структурой приведена на рис. 4.19.

В выносной головке — первичном преобразователе — размещены два детектора-преобразователя амплитудных значений (ПАЗ) с закрытым входом (см. гл. 3 и рис. 3.1, б). Передаточные характеристики обоих ПАЗ, существенно нелинейные в области низких напряжений,

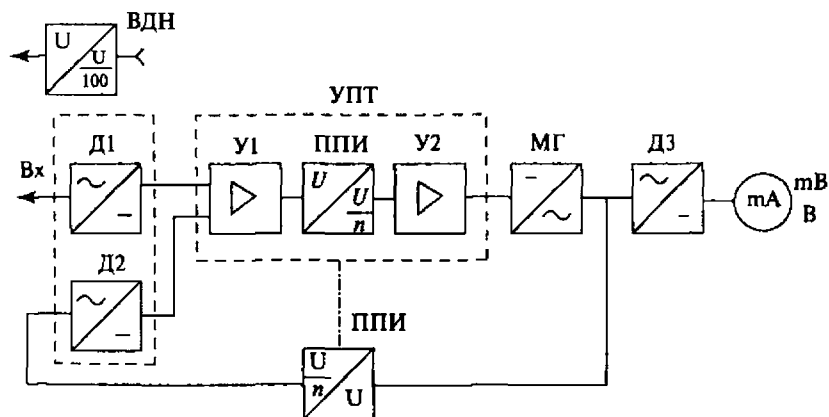


Рис. 4.19. Структурная схема приборов со структурой детектор-усилитель с обратной связью (Д-У-ОС)

должны быть одинаковы во всем диапазоне измеряемых напряжений (примерно от 1...3 мВ до 3 В). Детектор Д1 преобразует измеряемое напряжение, Д2 — напряжение отрицательной обратной связи. Усилитель постоянного тока УПТ со структурой модулятор — усилитель — демодулятор усиливает разностное напряжение обоих детекторов. Напряжение с выхода УПТ управляет амплитудой колебаний модулируемого генератора МГ с фиксированной частотой (100 кГц). Амплитуда колебаний МГ линейно зависит от разности выходных напряжений Д1 и Д2. Через делитель напряжения переключателя пределов измерения ППИ напряжение отрицательной обратной связи с выхода МГ подается на вход детектора Д2. В установившемся режиме при достаточно большом усилении в тракте УПТ-МГ напряжение на выходе Д2 поддерживается почти равным выходному напряжению Д1. При синусоидальном измеряемом напряжении амплитуда напряжения на входе Д2 будет почти равна амплитуде измеряемого напряжения. Амплитуда напряжения на выходе МГ линейно зависит от амплитуды измеряемого напряжения.

Выходное напряжение МГ с помощью детектора Д3 (ПСВЗ) преобразуется в ток, измеряемый стрелочным микроамперметром. Переключение пределов измерения осуществляется делителями напряжения в УПТ и в цепи обратной связи.

Пределы измеряемых напряжений различных приборов этого типа могут быть от 1...3 мВ до 3 В с возможностью расширения до 300 В с помощью внешнего делителя напряжения 1:100. Рабочий диапазон частот может быть от десятков герц или килогерц до 300...1000 МГц. Погрешность измерения — от 4...6 до 15...25 %.

Избирательные измерители напряжений и уровней. Избирательные измерители напряжений (ИИН) и уровней напряжений (ИИУ) имеют номинальную чувствительность в узкой полосе частот ΔF . Эту полосу можно перемещать в пределах рабочего диапазона частот путем настройки прибора на частоту измеряемого сигнала. ИИН и ИИУ применяются для измерения напряжений (уровней) отдельных составляющих многочастотных сигналов или для измерения напряжений (уровней) сигналов в присутствии помех. ИИН и ИИУ применяются также для измерения малых напряжений (низких уровней), так как вследствие узкой полосы пропускания их чувствительность на 2—3 порядка (на 40...60 дБ) выше широкополосных приборов.

В ТПС ИИУ применяются для измерения переходных влияний и нелинейных искажений, а также в качестве индикатора балансировки мостов переменного тока и т.д.

Применение ИИУ необходимо при измерениях в трактах систем передачи с ЧРК без закрытия связи. ИИУ с квадратичным детектором могут применяться для измерения уровней помех в линейных и групповых трактах систем передачи с ЧРК.

Кроме параметров, присущих широкополосным приборам, для ИИН и ИИУ нормируются: полоса пропускания ΔF , избирательность ΔS_f , максимально допустимая разность уровней суммарных помех и измеряемого сигнала на входе, собственный коэффициент нелинейности или затухание нелинейности, а также ряд других параметров, приводимых в технических характеристиках приборов. Частотная зависимость чувствительности ИИУ (ИИН) представлена на рис. 4.20.

Полосой пропускания ΔF называется область частот, на границах которой чувствительность снижается относительно номинального значения на заданную величину $\Delta S_f = S_0 - S_f$. Величина ΔS_f нормируется в пределах 0,1...3 дБ. Иногда указываются значения ΔF при нес-

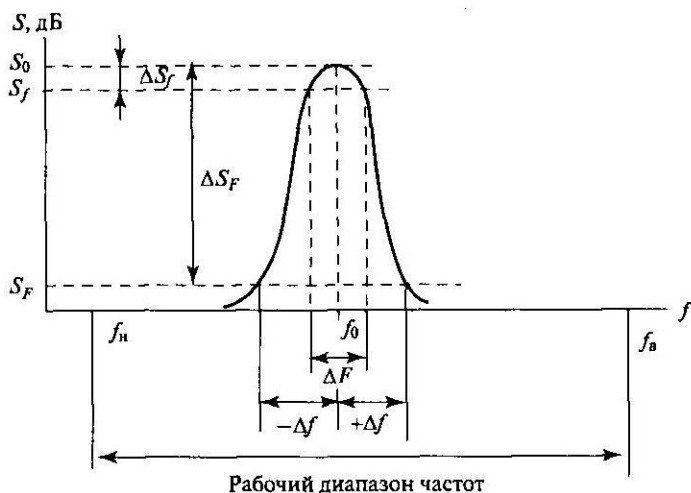


Рис. 4.20. Частотная зависимость чувствительности ИИУ (ИИН)

кольких уровнях ΔS_f . В некоторых ИИ нормируется относительная

$$\text{полоса } \delta F = \frac{\Delta F}{f_n}.$$

Избирательностью называется уменьшение чувствительности $\Delta S_f = S_0 - S_f$ при заданной расстройке Δf относительно средней (центральной) частоты f_0 . В современных ИИУ задается избирательность ΔS_f при нескольких значениях расстройки Δf .

Нормирование максимально допустимой разности уровней суммарных помех и измеряемого сигнала на входе прибора обеспечивает отсутствие погрешности измерения за счет перегрузки электронных элементов прибора. Для большинства ИИУ эта разность допускается не более 60...75 дБ.

ИИН и ИИУ могут быть двух типов: с перестраиваемым фильтром и с преобразованием частоты. Приборы первого типа реализуются на основе коммутируемых полосовых активных RC-фильтров. Они имеют относительно узкую полосу пропускания ΔF , зависящую от центральной частоты f_0 , и низкую избирательность $\Delta S_f \leq 20...30$ дБ при расстройке на октаву. Изготавливаются такие ИИН для диапазонов от инфранизких до низких частот (до единиц килогерц). Достоинством этих приборов является возможность реализации на очень низких частотах, а также отсутствие ложных измерений за счет комбинационных составляющих при преобразовании частоты.

В ИИН и ИИУ второго типа напряжение измеряемого сигнала с произвольной частотой f_c в пределах рабочего диапазона частот $f_n \leq f_c \leq f_v$ преобразуется в пропорциональное напряжение фиксированной промежуточной частоты $f_{пр}$.

В ТПС применяются только ИИУ с преобразованием частоты. Функциональная схема, поясняющая принцип действия такого ИИУ приведена на рис. 4.21. Здесь входное устройство ВУ и переключатель пределов измерения ППИ имеют такое же назначение, что и в широкополосных ИУ. Повторитель напряжения ПН является согласующим элементом между ППИ и ограничивающим фильтром ОФ.

ОФ — фильтр нижних частот с частотой среза $f_{ср} = (1,1...1,4) f_v$; защищает прибор от ложных измерений на частотах, лежащих выше рабочей полосы частот. Преобразование частоты измеряемого сигнала f_c осуществляется преобразованием частоты ПЧ со вспомогатель-

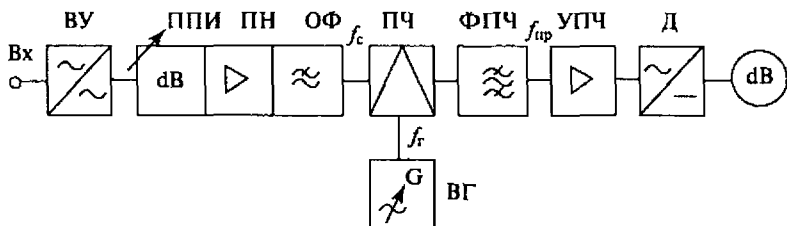


Рис. 4.21. Функциональная схема ИИУ с преобразованием частоты

ным генератором (гетеродином) ВГ с перестраиваемой частотой. Частота ВГ всегда выше верхней частоты $f_{\text{в}}$ рабочего диапазона частот. Полосовой фильтр ФПЧ выделяет напряжение разностной промежуточной частоты $f_{\text{пр}} = f_r - f_c$, равной средней (центральной) частоте ФПЧ. При этом промежуточная частота всегда выше

$\frac{f_{\text{в}}}{f_{\text{пр}}} = (1,2 \dots 2,4) f_{\text{в}}$. Один или несколько ФПЧ определяют нормиру-

емую полосу пропускания Δf и избирательность ΔS_f . Усилитель промежуточной частоты УПЧ обеспечивает нормируемую чувствительность прибора. Детектор (ПСКЗ или ПСВЗ) преобразует напряжение промежуточной частоты, пропорциональное измеряемому напряжению, в ток, измеряемый микроамперметром.

При настройке ИИУ на частоту сигнала f_c в ПЧ кроме основной разностной составляющей $f_{\text{пр}} = f_r - f_c$ возникает множество комбинационных составляющих (КС), в том числе и с частотами помех $f_{\text{п}}$, присутствующих на входе прибора. Частоты разностных КС могут совпадать с полосой пропускания ФПЧ и вызывать ложные показания прибора при отсутствии сигнала, на частоту которого настроен прибор. Напряжения КС могут суммироваться с напряжением измеряемого сигнала, если эти напряжения соизмеримы. Частоты разностных КС определяются соотношениями

$$f_{\text{к}} = m f_{\text{г}} - n f_{\text{п}} = f_{\text{пр}}; \quad f_{\text{м}} = n f_{\text{п}} - m f_{\text{г}} = f_{\text{пр}}, \quad (4.3)$$

где $m, n = 1, 2, 3 \dots$

Так как при настройке прибора на частоту сигнала $f_r = f_{\text{пр}} + f_c$, то соотношения (4.3) можно представить в следующем виде:

$$m(f_{\text{пр}} + f_c) - nf_{\text{II}} = f_{\text{пр}}; \quad nf_{\text{II}} - m(f_{\text{пр}} + f_c) = f_{\text{пр}}.$$

Из этих соотношений можно найти частоты помех, вызывающие ложные показания прибора при настройке его на частоту сигнала:

$$f_{\text{II}} = \frac{(m \pm 1)f_{\text{пр}} + mf_c}{n}, \quad (4.4)$$

где $m, n = 1, 2, 3, 4, 5, \dots$

Следует отметить, что чем выше порядок КС $q = m + n$, тем меньше уровень этих КС. Наибольший уровень имеют КС второго порядка ($m = n = 1$), называемые зеркальными частотами ($f_j = 2f_{\text{пр}} + f_c$). Эти частоты находятся за пределами рабочего диапазона частот. Помехи с зеркальными частотами, а также с частотой, равной промежуточной, ослабляются ОФ не менее чем на 45...60 дБ.

ОФ ослабляет и другие помехи с частотами выше рабочего диапазона частот, уменьшая тем самым возможность ложных измерений на КС. С этой точки зрения частота среза ОФ должна быть по возможности ближе к $f_{\text{в}}$. Однако для обеспечения малой частотной зависимости погрешности измерения уровней неравномерность АЧХ ОФ в полосе пропускания не должна превышать $+ (0,03 \dots 0,05)$ дБ. Поэтому в различных ИИУ частота среза ОФ составляет $(1,1 \dots 1,4)f_{\text{в}}$.

Помехи с частотами, определяемыми соотношением (4.4) и совпадающими с полосой рабочих частот прибора, могут вызывать ложные показания. Напряжения КС третьего и более высоких порядков $q = (m + n) \geq 3$ пропорциональны второй и более высоким степеням образующих сигналов. Поэтому, если ИИУ в процессе настройки измеряет КС, то при изменении чувствительности входным переключателем пределов ППИ на n дБ показания прибора изменяются на значительно большую величину. Кроме того, настройка на КС более острая, чем на частоту основного сигнала.

Промежуточная частота должна быть выше максимальной частоты измеряемых сигналов $f_{\text{пр}} = (1,2 \dots 2,4)f_{\text{в}}$. При высокой $f_{\text{пр}}$ трудно реализовать узкополосный ФПЧ. Поэтому в высокочастотных ИИУ и в низкочастотных приборах с узкой полосой $\Delta F = 5 \dots 20$ Гц применяют от двух до четырех ступеней преобразования частоты с последовательным понижением $f_{\text{пр},n} / f_{\text{пр},(n+1)} = 10 \dots 25$. Настрой на частоту сигнала осуществляется генератором ВГ1 первого преобразователя частоты ПЧ1. В некоторых приборах применяется автоматическая

подстройка частоты ВП. Кроме того, в ИИУ, входящих в измерительный комплект вместе с генератором на биениях (ИГ), предусматривается изменение частоты ВП и, следовательно, настройки ИИУ на частоту сигнала синхронно с установкой частоты ИГ.

Очевидно, что в ИИУ с многократным преобразованием частоты количество ложных показаний на комбинационных составляющих будет несколько больше, чем при однократном. Однако большая часть частот помех определяется первым ПЧ и может быть рассчитана по формуле (4.4).

В ИИУ предусматривается несколько полос пропускания. Одна или две узкие полосы ΔF в пределах от 10...20 до 100...200 Гц используются для измерения уровней составляющих многочастотного сигнала. Одна или две широкие полосы $\Delta F = 3100$ или (и) 1740 Гц при наличии в ИИУ квадратичного детектора (ПСКЗ) используются для измерения уровня помех, а также для ориентировочной настройки на частоту сигнала. Полоса $\Delta F = 3100$ Гц позволяет измерять уровень напряжения невзвешенных помех в полосе стандартного канала ТЧ в линейных и групповых трактах систем передачи с ЧРК. При полосе $\Delta F = 1740$ Гц можно измерять уровень, соответствующий психофотметрическому напряжению помех в полосе стандартного канала ТЧ:

$$\frac{P_{ш}}{P_{ш\text{ пс}}} = \frac{U_{ш}^2}{U_{ш\text{ пс}}^2} = \frac{3100}{1740} = 1,78; \quad \frac{U_{ш}}{U_{ш\text{ пс}}} = \sqrt{1,78} = 1,33.$$

Значительная часть современных ИУ выполняется универсальными с режимами широкополосного (ШИУ) и избирательного (ИИУ) измерения уровней.

В качестве примера на рис. 4.22 приведена упрощенная функциональная схема универсального ИУ с двумя степенями преобразования частоты в режиме ИИУ (типа MV-61).

Входное устройство ВУ содержит усилитель с симметричным и несимметричным относительно земли входами, а также переключатель входных сопротивлений: высокое, 600, 150 и 75 Ом.

Переключатель пределов измерений ППИ содержит две ступени: по 10 дБ с пределами +20...-50 дБ — для режима ШИУ и +20...-90 дБ — для режима ИИУ, а также по 1 дБ в пределах от 0 до -10 дБ. Назначение повторителя напряжения ПН и ограничивающего фильтра ОФ было указано выше.

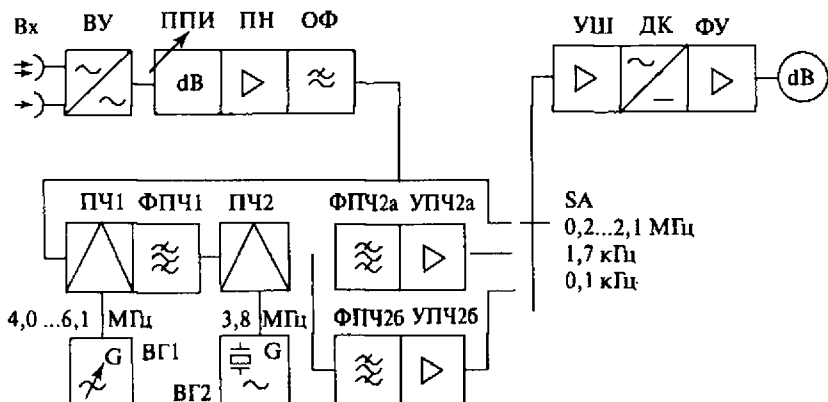


Рис. 4.22. Упрощенная функциональная схема универсального ИУ с двумя ступенями преобразования частоты в режиме ИИУ

В режиме ШИУ напряжение измеряемого сигнала поступает на вход усилителя широкополосного УШ. Этот усилитель является общим для обоих режимов и обеспечивает номинальную чувствительность в режиме ШИУ (-60 дБ на нулевой отметке шкалы).

Детектор квадратичный ДК (ПСКЗ) обеспечивает линейную зависимость выходного напряжения от СКЗ входного. Функциональный усилитель ФУ выполняет две функции: логарифмирование входного напряжения для получения линейной в масштабе дБ шкалы I в пределах $+1...-20$ дБ, а также растяжку шкалы для повышения точности отсчета в пределах $+2...-2,6$ дБ (режим «электронной лупы»).

В режиме ИИУ переключателем режима включается тракт преобразования частоты. Настройка на частоту измеряемого сигнала производится изменением частоты генератора ВГ1 первого преобразователя частоты ПЧ1 $f_{\text{пр1}} = (4,0...6,1) - f_c = 4,0$ МГц. В этом генераторе предусмотрена кварцевая стабилизация частоты на частотах, кратных 10 кГц, автоподстройка на любых частотах, а также управление частотой от генератора GF-61. Напряжение первой промежуточной частоты $f_{\text{пр1}} = 4,0$ МГц выделяется полосовым фильтром ФПЧ1. Второй преобразователь частоты ПЧ2 (с кварцевым генератором ВГ2 с частотой $f_c = 3,8$ МГц) формирует напряжение второй промежуточной частоты $f_{\text{пр2}} = 4,0 - 3,8 = 0,2$ МГц.

Полосовые фильтры ФПЧ2а и ФПЧ2б со средней частотой $f_0 = 200$ кГц определяют нормируемые полосы пропускания $\Delta F_a = 1740$ Гц и $\Delta F_6 = 100$ Гц, а также избирательность: для ФПЧ2б $\Delta S_f \geq 60$ дБ при $\Delta f \pm 250$ Гц и $\Delta S_f \geq 80$ дБ при $\Delta f = \pm 1$ кГц. Усилители УПЧ2а УПЧ2б обеспечивают номинальную чувствительность для каждой полосы: -90 дБ для $\Delta F = 1,74$ кГц и -100 дБ для $\Delta F = 100$ Гц. В УПЧ2б ($\Delta F = 100$ Гц) предусмотрено увеличение чувствительности на 10 дБ (без нормирования погрешности). В приборе имеется калибровка чувствительности при частоте 200 кГц для всех режимов работы. При этом погрешность измерения уровня в зависимости от режима и частоты может составлять от 0,05 до 0,5 дБ. Погрешность измерения СКЗ шумового сигнала не превышает 0,3 дБ. Погрешность установки частоты сигнала в зависимости от условий измерения при $\Delta f = 100$ Гц имеет порядок $10^{-5} \dots 10^{-6}$.

4.2.2. Цифровые измерители напряжений и уровней

Цифровые измерители напряжения (ЦИН) и уровня напряжения (ЦИУ) имеют ряд преимуществ перед аналоговыми приборами: более высокая чувствительность, точность и быстродействие, индикация результата в цифровой форме, исключающая визуальные ошибки, возможность автоматического выбора пределов измерения, коррекции погрешности; возможность документальной регистрации показаний и ввода в ЭВМ, а также управление режимом измерений от ЭВМ или встроенного микропроцессора. К недостаткам ЦИН и ЦИУ относятся сложность, более высокая стоимость, более низкая надежность, чем аналоговых приборов. Однако эти недостатки преодолеваются по мере развития средств электроники и микросхемотехники. Достоинства ЦИН и ЦИУ определяют расширение их применения (особенно ЦИУ) в измерительной технике связи.

ЦИН и ЦИУ выполняются в виде автономных приборов или входят в состав измерительно-вычислительных комплексов (ИВК).

По назначению (роду тока) ЦИН подразделяются на следующие виды: ЦИН постоянного тока (подгруппа В2-), ЦИН переменного тока (подгруппа В3-), ЦИН импульсного тока (подгруппа В4-) и универсальные ЦИН (подгруппы В7-, ВК7-).

ЦИУ предназначены для измерения уровня напряжения переменного тока в логарифмических единицах — децибеллах.

По схемно-техническому решению ЦИН и ЦИУ подразделяются на приборы с жесткой логикой (с заданным набором измерительных функций) и на программируемые приборы (со встроенным микропроцессором).

ЦИН и ЦИУ различаются также по методу преобразования напряжения в код, называемому аналого-цифровым преобразованием (АЦП).

ЦИН постоянного тока выполняются со следующими видами АЦП:

1. Время-импульсное преобразование (ВИП): а) с линейной разверткой; б) с двухтактным интегрированием. При ВИП измеряемое напряжение U_x преобразуется во временной интервал Δt_x , который с помощью счетчика импульсов опорной частоты преобразуется в кодovou комбинацию (и цифровой отсчет).

2. Частотно-импульсное преобразование (ЧИП). В этом случае измеряемое напряжение U_x преобразуется в частоту f_x , а она, в свою очередь, – в кодovou комбинацию путем счета импульсов за калиброванный отрезок времени.

3. Кодоимпульсное преобразование (КИП), часто называемое поразрядным кодированием. При КИП измеряемое напряжение U_x сравнивается с известным постоянным напряжением U , изменяющимся дискретно по определенной программе, формирующей код.

ЦИН с двойным интегрированием и ЧИП называются интегрирующими, так как усредняют значение U_x за определенный интервал времени. Этим обеспечивается повышение помехозащищенности и, следовательно, чувствительности.

ЦИН переменного тока и ЦИУ выполняются в основном с преобразованием переменного напряжения в постоянное, которое преобразуется в цифровую форму методами, применяемыми в ЦИН постоянного тока. При этом значительная доля погрешности измерений определяется преобразователем переменного тока в постоянный. В ЦИУ осуществляется логарифмирующее преобразование так, чтобы цифровой отсчет отображал уровень напряжения в децибелах.

В ЦИН переменного тока и ЦИУ со встроенным микропроцессором (МП) может осуществляться преобразование в кодovou комбинацию мгновенных значений U_x с последующим вычислением АЗН, СВЗН и СКЗН уровней. Такие приборы обеспечивают высокую точность измерения за счет широких возможностей коррекции погрешностей. Приборы со встроенным МП допускают и более сложную

цифровую обработку сигналов. Максимальная частота измеряемых напряжений определяется быстродействием АЦП и (отчасти) МП.

Импульсные ЦИН выполняются: с преобразованием амплитудного значения в постоянное напряжение, измеряемое ЦИН постоянного тока; с автоматическим уравниванием амплитудного значения напряжением постоянного тока, которое измеряется ЦИН постоянного тока; с преобразованием амплитудного значения во временной интервал, преобразуемый в кодовую комбинацию, также как в ЦИН постоянного тока.

Универсальные ЦИН. В этих приборах все измеряемые величины преобразуются в постоянное напряжение, которое измеряется ЦИН постоянного тока.

Структура ЦИН и ЦИУ

Обобщенная структурная схема ЦИН и ЦИУ может быть представлена состоящей из четырех частей (рис. 4.23): аналоговой части (АЧ), преобразователя напряжения в код (АЦП), цифрового отсчетного устройства (ЦОУ), управляющего устройства (УУ).

Аналоговая часть ЦИН постоянного тока содержит переключатель пределов измерения и усилитель постоянного тока, обеспечивающий номинальную чувствительность; в ЦИН переменного тока, в широкополосных и избирательных ЦИУ аналоговая часть содержит те же узлы, что и аналоговые приборы (см. рис. 4.17, 4.21, 4.22). В приборах с преобразованием переменного напряжения в постоянное аналоговая часть содержит прецизионный преобразователь СКЗН, СВЗН или АЗН. Эти преобразователи определяют основную часть погрешности измерений и рабочий диапазон частот ЦИН переменного тока и ЦИУ. Погрешность таких приборов существенно выше, чем ЦИН постоянного тока, и имеет порядок десятых долей процента.

В аналоговой части некоторых ЦИН и ЦИУ предусматривается автоматический выбор пределов измерения (АВП).

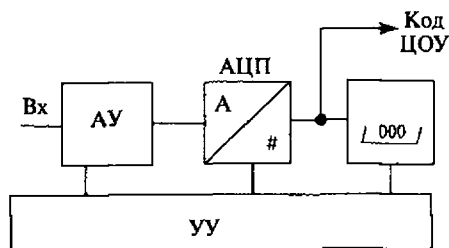


Рис. 4.23. Обобщенная структурная схема ЦИН и ЦИУ

Аналого-цифровой преобразователь выполняет преобразование измеряемого напряжения в двоичный или двоично-десятичный код.

Цифровое отсчетное устройство (ЦОУ) обеспечивает цифровую и знаковую индикацию измеряемого напряжения или уровня напряжения. ЦОУ содержит регистр, преобразователи кодов и знаково-цифровой индикатор. Регистр служит для хранения кодовой комбинации на время от одного цикла преобразования до другого. В некоторых приборах регистр совмещен с АЦП. Преобразователи кодов осуществляют преобразование двоичного кода в двоично-десятичный и двоично-десятичного кода в код управления индикатором (единично-десятичный — для газоразрядных, семисегментный — для светодиодных или жидкокристаллических индикаторов и т.п.).

Устройство управления (УУ). В приборах с жесткой логикой УУ обеспечивает взаимодействие между переключателем пределов измерения, АЦП и ЦОУ, а также задает время индикации результата и режим измерения (периодический, однократный), устанавливаемый с помощью органов управления. В приборах со встроенным микропроцессором УУ осуществляет сопряжение МП с аналоговой частью, АЦП, ЦОУ и внешними устройствами с помощью элементов внутреннего и внешнего интерфейсов. Запуск определенных программ измерения и ввод программ обработки результатов производится с помощью клавиатуры, содержащей ряд функциональных клавиш и цифровых клавиш 0... 9.

4.3. Средства измерения частоты

4.3.1. Основные сведения

Частота является одной из важнейших характеристик переменного тока (напряжения). Измерение частоты, контроль ее стабильности, измерение отрезков времени представляют собой наиболее часто выполняемые операции.

Частотой (f) называется количество идентичных событий, происходящих в единицу времени. Единица частоты — герц (Гц) соответствует одному событию за 1 с. Диапазон частот, применяемых в технике связи, простирается от долей герц до десятков гигагерц.

Для периодических, но не гармонических колебаний, строго говоря, справедливо только понятие *периода*. В этом случае понятие частоты используется как величина, обратная периоду.

Гармонические сигналы характеризуются также *угловой (круговой) частотой* $\omega = 2\pi f$. Она имеет размерность рад/с и равняется изменению фазы сигнала $\omega(t)$ в единицу времени.

При непостоянстве частоты используется понятие *мгновенная угловая частота* $\omega(t) = d\omega(t)/dt = 2\pi f(t)$, где $f(t)$ — мгновенная циклическая частота.

При измерении частоты различают кратковременную и долговременную *нестабильность частоты*, которые определяются изменением частоты за короткий или длительный интервал времени. Отличия в длине интервала очень условны и задаются путем указания длительности времени проведения измерений. Эти интервалы могут быть заданы нормативными документами или конкретными условиями измерений.

Интервалом времени Δt называют время между моментами двух последовательных событий. Примерами таких интервалов являются: период колебаний (T), длительность импульса (τ) и др.

Периодом T периодического детерминированного сигнала $u(t)$ называется *наименьший интервал времени*, через который регулярно и последовательно повторяется выбранное мгновенное значение этого сигнала. Следовательно, $u(t) = u(t + nT)$, где $n = 1, 2, 3$ и т.д. Для гармонического сигнала справедлива следующая запись: $u(t) = U_m \sin(2\pi t/T) = U_m \sin(\varphi(t))$.

Понятия частоты и периода связаны соотношением $f = 1/T$, они взаимозаменяемы и, следовательно, измерения одной величины можно заменить измерением другой. Практически чаще выполняются измерения частоты.

В основе измерений частоты и интервалов времени лежит группа *Государственных стандартов частоты и времени*. Эталонные сигналы частоты и времени предназначены для передачи размеров единиц времени и частоты и шкалы координированного времени от государственного первоначального эталона к образцовым и рабочим средствам измерения с целью обеспечения единства измерения в стране. Для передачи эталонных сигналов *Государственная служба времени и частоты* использует разветвленную сеть средств передачи, которая включает в себя радиостанции ОНЧ, НЧ, СЧ и ВЧ диапазонов как специализированные, так и другого назначения (вещательные, навигационные и т.п., передающие эти сигналы на вторичной основе), а также телевидение и сеть звукового вещания.

Согласно ГОСТ 15094-69, принята следующая классификация приборов для измерения частоты и времени: Ч1 — стандарты частоты и времени; Ч2 — частотомеры резонансные; Ч3 — частотомеры электронно-счетные; Ч5 — синхронизаторы частоты и преобразователи частоты сигнала; Ч6 — синтезаторы частот, делители и умножители частоты; Ч7 — приемники сигналов эталонных частот и сигналов времени, компараторы частотные (фазовые, временные) и синхрометры; Ч9 — преобразователи частоты.

Наиболее часто измерения частоты используются:

- при определении резонансных частот колебательных контуров;
- при определении полосы пропускания различных четырехполюсников, например, фильтров;
- при измерении или контроле отклонения частоты от номинального значения, присвоенного данному устройству — радиостанции, генераторному оборудованию аналоговых и цифровых систем передачи, оборудованию тактовой сетевой синхронизации (ТСС).

Погрешность измерения частоты может задаваться как в абсолютных Δf , так и в относительных $\Delta f/f$ величинах.

В зависимости от участка частотного спектра и допустимой погрешности при проведении измерений используют различные методы измерений. Все методы можно разбить на две группы: *методы сравнения и методы непосредственной оценки*. К методам сравнения относятся осциллографический, гетеродинный (нулевых биений) и резонансный; к методам непосредственной оценки — метод дискретного счета, метод заряда и разряда конденсатора.

При использовании метода сравнений измеряемую частоту сравнивают с частотой источника образцовых колебаний. Для проведения измерений необходимо иметь устройство сравнения частот и источник образцовых колебаний, который имеет более высокую точность, чем источник измеряемой частоты. Чаще всего эти методы применяются при градуировке генераторов измерительных приборов.

Измерение интервалов времени требуется при разработке и настройке генераторов измерительных сигналов импульсной формы, систем передачи с временным разделением каналов (ВРК), систем передачи дискретной информации, импульсной модуляции, устройств аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования, систем и средств телеметрии и телеуправления и т.д. Длительность

этих интервалов времени занимает диапазон от наносекунд до единиц секунд. Интервалы времени измеряются методом сравнения (осциллографическим) и методом непосредственной оценки — дискретного счета.

Осциллограф, используемый в качестве устройства сравнения, позволяет:

- измерять соотношения частот методом фигур Лиссажу;
- определять интервалы времени с использованием калиброванной развертки осциллографа;
- определять частоты с помощью яркостных меток на круговой развертке.

Определение частоты с помощью яркостных меток на круговой развертке предусматривает использование некоторой эталонной (опорной) частоты f_0 и измеряемой частоты f_x , которая должна быть больше опорной f_0 . Сигнал напряжения опорной частоты f_0 подается на входы X и Y осциллографа, причем подаваемые сигналы должны быть сдвинуты друг относительно друга на 90° . Сигнал измеряемой частоты f_x подают на вход Z модуляции яркости луча и, регулируя частоту f_0 , можно получить практически неподвижную модулированную по яркости круговую развертку. Число ярких дуг на круговой развертке соответствует соотношению опорной и измеряемой частот. Например, если число ярких дуг равно K , то $f_x = Kf_0$ (на рис. 4.24 $f_x = 12f_0$).

Приведенные методы имеют не очень высокую точность, погрешность составляет $1 \cdot 10^{-2} \dots 5 \cdot 10^{-2}$.

4.3.2. Резонансный метод измерения частоты

Суть резонансного метода состоит в сравнении измеряемой частоты f_x с собственной частотой f_p градуированного измерительного колебательного контура. Измерительные приборы, выполненные в соответствии с этим методом, называются резонансными частотомерами. Резонансный частотомер для измерения высоких, ультравысоких и сверхвысоких частот состоит из высокодобротного колебатель-

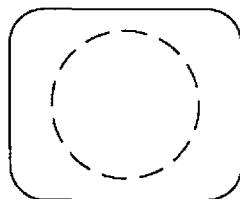


Рис. 4.24. Соотношение опорной и измеряемой частот

ного контура, прецизионного механизма настройки со шкалой и индикатора резонанса (рис. 4.25).

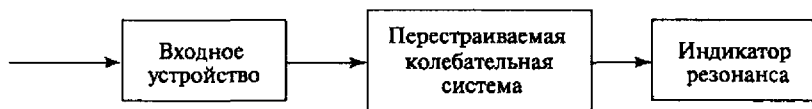


Рис. 4.25. Резонансный частотомер

Сигнал от источника колебаний измеряемой частоты $U(f_x)$ подается на колебательный контур, который настраивается в резонанс с неизвестной частотой ($f_x = f_p$), при этом интенсивность колебаний в колебательном контуре резко возрастает. Значение измеряемой частоты определяется по градуированной шкале настройки колебательного контура в момент резонанса. Момент резонанса фиксируется по максимальному показанию индикатора.

Резонансный метод прост и удобен, показания прибора однозначны, погрешность составляет сотые доли процента. Величина погрешности определяется точностью настройки частотомера, добротностью его колебательного контура, точностью отсчета, диапазоном измеряемых частот, температурой и влажностью воздуха и связью частотомера с источником измеряемых колебаний.

Точность настройки резонансного частотомера тем выше, чем больше добротность (Q) его колебательного контура. Если добротность невелика, то верхняя часть кривой резонанса будет «плоской» и резонансную частоту будет определить трудно; если же добротность велика, то верхняя часть кривой будет «острой», поэтому резонансную частоту можно будет определить с большой точностью. Относительная погрешность от неточной фиксации резонанса определится выражением

$$\frac{\Delta f}{f_B} = \pm \frac{\sqrt{(U_0/U_p)^2 - 1}}{2Q},$$

где U_0 — показание индикатора при резонансе;

U_p — показание при расстройке измерительного контура на Δf .

Точность отсчета определяется точностью градуировки и качеством механизма настройки. Чем уже будет измеряемый диапазон, тем выше

будет точность градуировки, так как при этом цена деления шкалы уменьшается. Колебательный контур обычно градуируют при температуре воздуха $+20^{\circ}\text{C}$, если температура при проведении измерений будет другой, то возможны погрешности из-за изменений геометрических размеров контура. Нестабильность частоты вследствие изменения температуры окружающей среды можно определить выражением

$$\Delta f/f_0 = -\alpha k \Delta T,$$

где Δf — отклонение частоты от резонансной при изменении температуры на ΔT , К;

α — линейный температурный коэффициент расширения материала контура;

k — конструктивный коэффициент.

Как правило, при изготовлении колебательных контуров используются металлы с малыми величинами температурных коэффициентов. Величина влажности также снижает точность измерений из-за изменения диэлектрической проницаемости среды. Влияние влажности устраняется путем использования герметичных корпусов для резонаторов или наполнением корпуса сухим инертным газом.

Конструкция колебательного контура зависит от диапазона частот, для которого они предназначены. Для диапазона частот до сотен мегагерц применяются контуры со сосредоточенными параметрами, для диапазона частот до 1 ГГц — контуры с распределенными параметрами, на частотах свыше 1 ГГц — объемные резонаторы.

Резонансные частотомеры со сосредоточенными параметрами. Резонансная частота колебательного контура с высокой добротностью определяется выражением

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$
 следовательно, в частотомерах

удобно применять сменные катушки индуктивности и конденсаторы переменной емкости. Это позволяет значительно расширить диапазон частот и уменьшить погрешность измерений.

Резонансные частотомеры с распределенными параметрами. Колебательный контур таких частотомеров чаще всего выполняется в виде отрезка коаксиальной линии, которая настраивается в резонанс путем изменения длины ее внутреннего проводника. Примером коаксиального частотомера может служить четвертьволновой резонансный частотомер, представляющий собой разомкнутый отрезок коак-

сиальной линии. Настройка его производится с помощью микрометрического механизма со шкалой, градуированной в единицах длины L . Резонанс в линии наступает при длине L , равной нечет-

ному числу четвертей длины волны: $L = (2n+1)\frac{\lambda}{4}$, где $n = 0, 1, 2, \dots$

Так как отсчеты L_1 и L_2 соответствуют $\lambda/4$ и $3\lambda/4$, то их разность равна половине длины волны:

$$L_1 - L_2 = \left[2(n+1) + 1 \right] \frac{\lambda}{4} - (2n+1) \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda}{2}.$$

Резонансные частотомеры с объемными резонаторами настраиваются передвижением подвижного поршня — плунжера (англ. *plunger*, от *plunge* — нырять, погружаться), Линейный размер резонатора в момент наступления резонанса связан с длиной волны λ возбуждаемых в нем электромагнитных колебаний. Длина волны λ определяется соотношением: $f\lambda = c$, где c — скорость распространения электромагнитных колебаний (м/с), зависящая от параметров среды, в которой они распространяются.

Резонанс наступает при длине резонатора $L = n\lambda/2$, где $n = 1, 2, 3$ и т.д. На рис. 4.26 показана упрощенная схема частотомера с объемным резонатором.

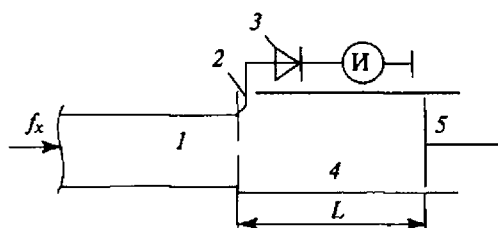


Рис. 4.26. Упрощенная схема частотомера с объемным резонатором

Она содержит волновод 1, по которому подается сигнал измеряемой частоты, петлю связи 2, детектор 3 — полупроводниковый диод, объемный резонатор 4, плунжер 5 и индикатор резонанса (И). Плунжер связан с отсчетной шкалой.

Плунжер перемещается до момента наступления первого резонанса, при этом на отсчетной шкале фиксируется его длина L_1 , а затем следующего, которому соответствует величина L_2 . Оценивается разность этих величин $\Delta L = L_1 - L_2 = \lambda/2$. Отсюда можно определить величину λ , а, следовательно, и частоту $f_x = c/\lambda$, где c — скорость распространения света в вакууме.

4.3.3. Гетеродинный метод измерения частоты

Гетеродинный метод (или метод нулевых биений) применяется для сравнения высоких частот. При подаче двух высокочастотных колебаний f_1 и f_2 на нелинейный элемент на его выходе кроме указанных частот появятся их гармоники nf_1 и mf_2 (где n и $m = 2, 3, 4$ и т.д.), сумма этих частот ($f_1 + f_2$) и их разность ($f_1 - f_2$) или ($f_2 - f_1$). Разность двух частот $\Delta f_6 = |f_1 - f_2|$ называется частотой биений. При равенстве частот $f_1 = f_2$ частота биений будет равна нулю.

Упрощенная структурная схема гетеродинного частотомера приведена на рис. 4.27. Когда ключ К находится в положении 1, выполняется калибровка шкалы гетеродина с помощью дополнительного кварцевого генератора. Отсчетный лимб гетеродина устанавливают в значение, приблизительно равное f_x , для этого необходимо знать приблизительное значение измеряемой частоты. Во втором положении производится измерение частоты f_x , подаваемой на входное устройство, напряжения измеряемой частоты f_x и образцовой частоты $f_Г$. При вращении лимба гетеродина добиваются нулевых биений. При плавном изменении частоты образцового генератора индикатор зафиксирует наличие сигнала биений на минимальной разностной частоте, проходящего через усилитель низкой частоты. Высокочастотные составляющие через усилитель низкой частоты не проходят. По отградуированной шкале гетеродина производят отсчет величины $f_x \approx f_Г$.

На основе метода нулевых биений созданы *гетеродинные частотомеры*.

Точность гетеродинных частотомеров достаточно высокая ($10^{-3} \dots 10^{-5}$), однако в области средних частот большее применение

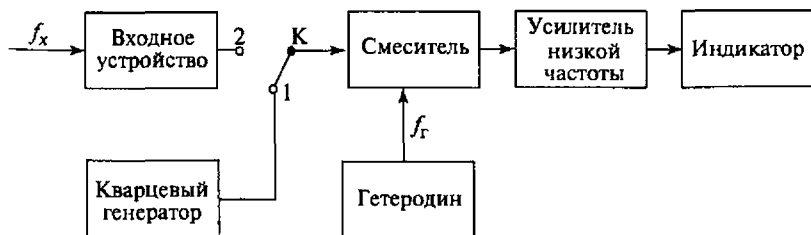


Рис. 4.27. Упрощенная структурная схема гетеродинного частотомера

находят электронно-счетные частотомеры, которые при такой же точности, как гетеродинные, гораздо проще в эксплуатации.

4.3.4. Измерение частоты методом перезаряда конденсатора

Частотомеры, использующие метод заряда и разряда конденсатора, используются в диапазоне частот от 0,02 до 1 МГц, они просты в эксплуатации, но имеют сравнительно невысокую точность.

Упрощенная схема конденсаторного частотомера приведена на рис. 4.28, а. Принцип работы состоит в следующем: входной сигнал измеряемой частоты $u(f_x)$ с помощью преобразователя преобразуется в меандр $u_{упр}$, имеющий ту же частоту, что и входной сигнал (рис. 4.28, б). Меандр управляет ключом К: при положительной полярности меандра ключ замкнут, при отрицательной — разомкнут. Когда ключ замкнут, конденсатор C заряжается током $i_{зар}$, протекающим через диод VD1. При размыкании ключа конденсатор разряжается током $i_{разр}$, протекающим через измерительный прибор (мА), резистор R и диод VD2. Условием правильной работы частотомера является следующее требование: конденсатор за время замыкания ключа должен полностью зарядиться до некоторого номинального значения E , а напряжение на конденсаторе за время размыкания практически должно стать равно нулю. При выполнении этого условия амплитуда тока разряда $i_{разр} = I_{max}$ будет оставаться неизменной, а время разряда $t_{разр}$ — постоянным. Тогда среднее значение тока определится выражением

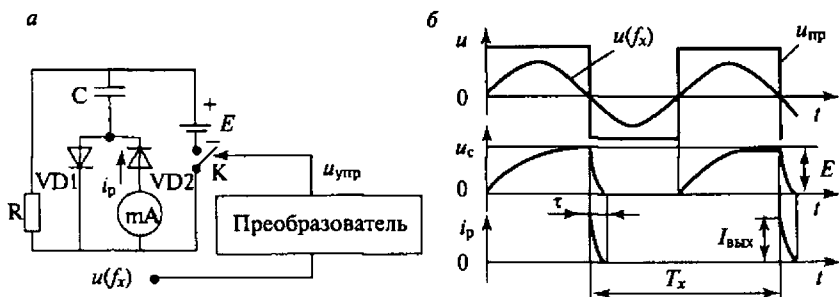


Рис. 4.28. Упрощенная схема конденсаторного частотомера

$$I_{\text{ср}} = (1/T_x) \int_0^{t_{\text{разр}}} dt,$$

где T_x — период сигнала.

Таким образом, показания прибора будут пропорциональны измеряемой частоте:

$$f_x = 1/T_x : I_{\text{ср}} = f_x I_{\text{max}} t_{\text{разр}}.$$

Этот метод редко используется в современных измерительных приборах.

4.3.5. Цифровые частотомеры

Цифровые частотомеры компактны и удобны в эксплуатации, имеют широкий диапазон измеряемых частот (от нескольких герц до сотен мегагерц), малую погрешность измерений (относительная погрешность составляет $10^{-6} \dots 10^{-9}$). Цифровые частотомеры являются многофункциональными приборами, позволяющими выполнять измерения не только частот, но и отношения двух частот, периода, длительности импульсов.

Измерение частоты методом дискретного счета. Цифровой (дискретного счета) метод измерения частоты состоит в следующем: напряжение измеряемой частоты f_x преобразовывается в короткие импульсы напряжения, частота следования которых остается неизменной (f_x). Если за определенный интервал времени (T) подсчитать количество таких импульсов (N), то искомая частота определится выражением $f_x = N/T$. Очевидно, что полученный результат измерений представляет собой среднее значение за интервал измерения.

Упрощенная структурная схема цифрового частотомера представлена на рис. 4.29, а. Сигнал измеряемой частоты f_x подается на входное устройство (ВУ). Входное устройство состоит из делителя напряжения и широкополосного усилителя, которые уменьшают или увеличивают входное напряжение до величины, необходимой для работы формирующего устройства (Ф1). Гармонический сигнал u_1 с выхода входного устройства поступает на Ф1. Формирующее устройство преобразует непрерывное переменное напряжение в последовательность однополярных коротких импульсов (u_2) с определенной амплитудой и периодом следования $T_x = 1/f_x$, называемых счетными

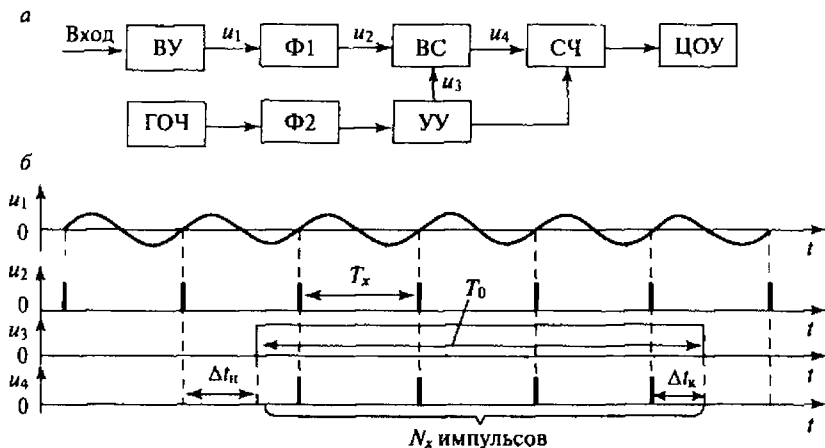


Рис. 4.29. а — упрощенная структурная схема цифрового частотомера; б — временные диаграммы

импульсами (рис. 4.29, б). Формирующее устройство состоит из усилителя-ограничителя и компаратора (триггера Шмитта). На один вход временного селектора (ВС) поступают счетные импульсы, на второй — импульсы от устройства управления (УУ) — u_3 . Селектор пропускает счетные импульсы на счетчик (СЧ) в течение определенного интервала времени. Время открытого состояния селектора и работы счетчика определяется длительностью строб-импульса, сформированного в устройстве управления. Этот импульс имеет прямоугольную форму и калиброванную длительность $T_0 > T_x$. Интервал времени T_0 называется временем счета. Он формируется в цепи управления следующим образом: напряжение, поступающее от генератора опорной частоты (ГОЧ), попадает на формирующее устройство ФУ2, работающее аналогично ФУ1. В состав ГОЧ входят кварцевый генератор образцовой частоты $f_{кв}$ и декадный делитель частоты с коэффициентом деления K_d . Частота образцового генератора выбирается равной 1 или 5 МГц. Декадные делители позволяют уменьшить частоту в 10^n раз. Длительность калиброванных импульсов увеличивается во столько же раз. Практически время счета T_0 можно устанавливать равным 1, 10 и 100 мс, 1 и 10 с. Период следования импульсов на выходе ФУ2 и длительность строб-импульса равны периоду сигнала на выходе делителя частоты:

$$T_0 = K_d / f_{\text{кв}}. \quad (4.5)$$

Селектор открывается строб-импульсом u_3 , и в течение его длительности на счетчик поступает пакет импульсов u_4 , сформированных ФУ1. Число импульсов в пакете равно

$$N_x = T_0 / T_x = T_0 f_x.$$

Используя выражение (4.5), получим $f_x = N_x f_{\text{кв}} / K_d$. Счетчик подсчитывает число N_x и выдает соответствующую кодовую комбинацию в цифровое отсчетное устройство (ЦОУ). Это устройство содержит блок памяти, который предотвращает мелькание показаний; дешифратор, преобразующий двоичную кодовую комбинацию в комбинацию десятичного кода, и цифровой индикатор.

Погрешность измерений состоит из систематической и случайной составляющих. *Систематическая составляющая погрешности* измерений цифрового частотомера определяется неточностью установки частоты задающего генератора или уходом частоты от установленного значения в результате старения элементов частотомера. Неточность установки частоты уменьшают калибровкой кварцевого генератора.

Случайная составляющая погрешности измерения определяется нестабильностью частоты под влиянием колебания температуры окружающего воздуха, напряжения питания и др. Нестабильность частоты уменьшают за счет применения термостатирования кварца. Оказывает влияние на величину случайной составляющей погрешность дискретизации $\Delta t_d = \Delta t_n - \Delta t_k$, где Δt_n и Δt_k — абсолютные погрешности начала и конца интервала T_0 . Абсолютные погрешности вызваны случайным положением строб-импульса относительно счетных импульсов, так как строб-импульсы и счетные импульсы не синхронизированы.

При измерении низких частот число импульсов N мало и ошибка может составить десятки процентов. Поэтому на низких частотах вместо измерения частоты целесообразно измерить период, а затем вычислить измеряемую частоту.

Диапазон измеряемых частот цифровых частотомеров снизу ограничен величиной погрешности дискретизации, а сверху — быстродействием счетчиков и делителей частоты.

Измерение интервалов времени. В процессе проектирования и эксплуатации современного оборудования связи часто выполняются измерения интервалов времени. Длительность этих интервалов может составлять от пикосекунд до нескольких десятков и сотен секунд. Измерение временных интервалов можно выполнять осциллографическими методами, но они имеют достаточно высокую погрешность. Предпочтительнее использовать цифровые методы.

Принцип измерения периода гармонического сигнала с помощью цифрового частотомера аналогичен принципу измерения частоты. Разница состоит в том, что селектор открывается импульсом, формируемым из напряжения, чей период измеряется, и считаются импульсы, полученные из напряжения генератора опорной частоты.

Принцип измерения периода пояснен на рис. 4.30. Гармонический сигнал после прохождения через входное устройство ВУ и формирователь импульсов Ф2 (рис. 4.30, а) преобразуется в последовательность импульсов малой длительности u_2 , период следования которых подлежит измерению (T_x). Из этих импульсов в устройстве форми-

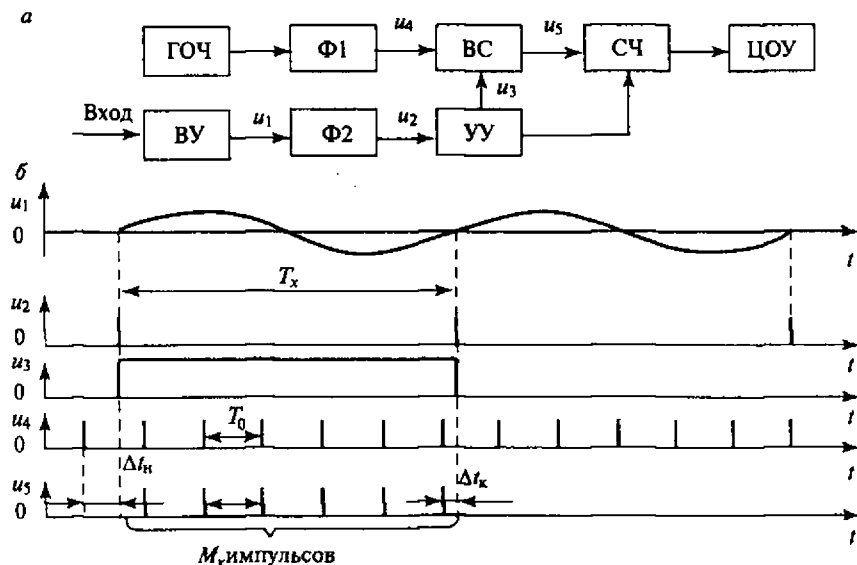


Рис. 4.30. Принцип измерения периода:

а — упрощенная структурная схема цифрового частотомера в режиме измерения периода; б — временные диаграммы

рования (УФ) формируется строб-импульс u_3 , имеющий прямоугольную форму и длительность T_x (рис. 4.30, б). Этот импульс поступает на один из входов временного селектора (ВС). На второй вход ВС поступают импульсы u_4 с калиброванным периодом следования — T_0 , они сформированы делителями частоты ДЧ из сигнала созданного кварцевым генератором опорных частот ГОЧ. Временной селектор пропускает на счетчик СЧ за время строб-импульса (T_x) N_x счетных импульсов напряжения u_5 . Отсюда $T_x = N_x T_0 - \Delta t_d$, где Δt_d — погрешность дискретизации. Если не учитывать Δt_d , то $T_x = N_x T_0$. На вход цифрового отсчетного устройства (ЦОУ) поступает кодовая последовательность, которая соответствует числу N_x , таким образом, показания ЦОУ соответствуют величине измеряемого периода T_x .

Погрешность измерения периода также имеет систематическую и случайную составляющие. Систематическая составляющая определяется стабильностью частоты генератора опорных частот, а случайная составляющая (Δt_n и Δt_k — абсолютные погрешности начала и конца интервала T_x) — погрешностью дискретизации.

4.4. Анализаторы частотного спектра

Как известно, совокупность гармонических составляющих сигнала образует его спектр. При графическом изображении спектра по оси абсцисс откладывают значение частот, а по оси ординат — величины амплитуд гармоник. Сложная периодическая функция времени полностью описывается амплитудами и фазами ее спектральных составляющих.

Качество любого измерительного прибора оценивается его основными метрологическими характеристиками. Для анализаторов спектра — это разрешающая способность $\Delta\omega$ (Δf), время анализа T_a , погрешности измерений частоты δ_ω и амплитуды δ_a .

Разрешающая способность анализатора спектра определяется как расстояние между частотами, при которых сигнал на индикаторе анализатора уменьшается на 3 дБ по сравнению с максимальным значением при бесконечно малой скорости изменения частоты.

Время анализа — это скорость анализа в заданном диапазоне частот с допустимыми погрешностями δ_ω и δ_a .

Основными методами спектрального анализа являются параллельный и последовательный.

4.4.1. Анализатор спектра параллельного действия

Функциональная схема анализатора изображена на рис. 4.31. Исследуемый сигнал одновременно подается на группу полосовых фильтров Z , настроенных на разные частоты. После каждого фильтра включен детектор. Напряжение с выхода каждого из каналов снимается с помощью коммутатора, работающего синхронно с разверткой осциллографа. Время анализа в таком анализаторе обусловлено установлением колебаний в самом узкополосном фильтре с полосой пропускания $\Delta\omega_{\min}$ и временем съема данных t_c : $T_a = 1/\Delta f_{\min} + t_c$, где $\Delta f_{\min} = 2\pi\Delta\omega_{\min}$.

Число фильтров n зависит от диапазона анализируемых частот ΔF и разрешающей способности фильтров $n = \Delta F/\Delta f$. Существует, например, 73-канальный анализатор, у которого $\Delta F = 100$ Гц ... 100 кГц. Полоса каждого фильтра составляет около 10 % от средней частоты, эквивалентная добротность — около 20 %.

Однако анализ в широкой полосе частот указанным анализатором требует слишком большого числа фильтров, а если учесть, что желательно иметь фильтры с изменяемыми характеристиками, то понятно, почему анализаторы параллельного действия не нашли широкого распространения и не выпускаются серийно.

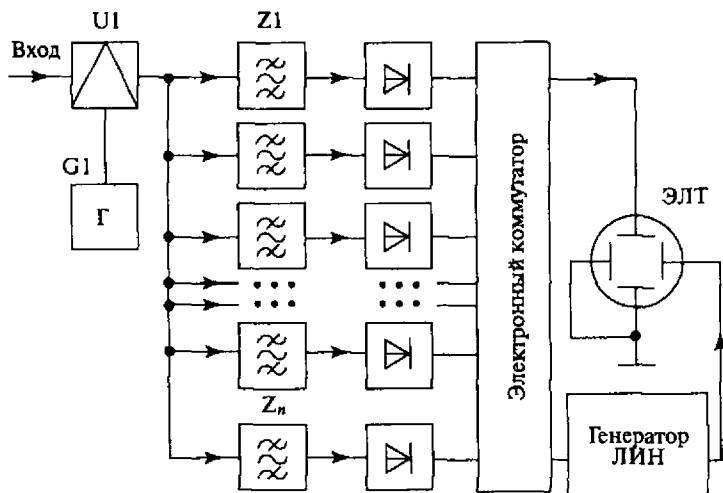


Рис. 4.31. Функциональная схема анализатора

4.4.2. Анализаторы спектра последовательного действия

Функциональная схема анализатора показана на рис. 4.32. Частота составляющих спектра переносится последовательно на промежуточную частоту (частоту настройки усилителя ПЧ). Перестройка частоты гетеродина эквивалентна перемещению спектра исследуемого сигнала относительно частоты усилителя ПЧ. Благодаря синхронной развертке отклик каждой спектральной составляющей последовательно воспроизводится на экране ЭЛТ. При этом горизонтальная развертка соответствует оси частот спектрограммы.

Отградуировав развертку ЭЛТ в единицах частоты, можно получить изображение на экране, точно соответствующее амплитудному спектру сигнала.

Если $\Delta f = \Delta\omega/2\pi$ — полоса пропускания фильтра ПЧ, то время анализа $t_a = 1/\Delta f$. Время анализа в интервале частот ΔF увеличивается в $\Delta F/\Delta f$ раз по сравнению с анализатором параллельного действия и составляет

$$T_a = (1/\Delta f)(\Delta F/\Delta f) = \Delta F/(\Delta f)^2.$$

К числу преимуществ анализаторов последовательного метода можно отнести: простоту конструкции, надежность в эксплуатации, возможность получения высокой разрешающей способности.

Следует заметить, что быстрота перестройки анализатора ухудшает его разрешающую способность. В динамическом режиме $\Delta\omega_{\text{дин}} \approx \Delta\omega_{\text{стат}}$. Для сигналов с широким спектром приходится выбирать высокую ПЧ. Полоса пропускания усилителя ПЧ может оказаться чрезмерно широкой, а разрешающая способность — недостаточной. В этих случаях применяют двойное или тройное преобразование

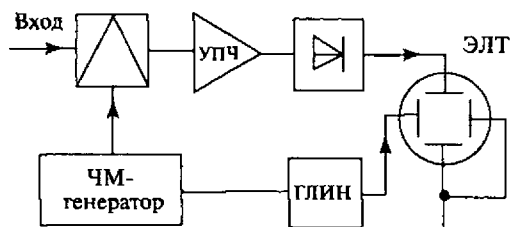


Рис. 4.32. Функциональная схема анализатора спектра последовательного действия

с понижением частоты. Узкополосная фильтрация сигнала производится в усилителе ПЧ. В реальные схемы анализаторов входят дополнительные узлы — аттенюаторы, преселекторы, калибраторы и другие, расширяющие эксплуатационные возможности приборов. Примером промышленных анализаторов последовательного типа являются приборы С4-74, С4-77, С4-82, С4-85 и др.

В качестве регистрирующего прибора иногда используют не ЭЛТ, а стрелочный прибор. В этом случае автоматическую перестройку частоты не применяют. Такой прибор, имеющий много общего с селективным вольтметром, называют анализатором гармоник.

4.4.3. Дисперсионный анализатор спектра

Основой анализаторов этого типа является дисперсионная линия задержки ЛЗ — электрическая цепь, в которой временная задержка гармонического сигнала различна для разных частот (рис. 4.33). Существуют линии, в которых эта зависимость линейна (в определенном диапазоне частот):

$$\tau_z = \tau_1 + \alpha (\omega - \omega_1),$$

где τ — задержка на частоте;

ω — частота анализируемого сигнала;

ω_1 — нижняя частота диапазона;

α — дисперсия (коэффициент, характеризующий изменение задержки).

При подаче на вход дисперсионной ЛЗ радиоимпульса на выходе в разные моменты времени появится напряжение, и огибающая выходного сигнала будет соответствовать форме амплитудного спектра входного импульса. Частотный масштаб по оси времени определяется параметрами линии $\Delta\omega/\Delta\tau = 1/\alpha$.

Генератор развертки осциллографа (ГЛИН) работает в ждущем режиме, запускается исследуемыми импульсами. Время анализа спектра с эффек-

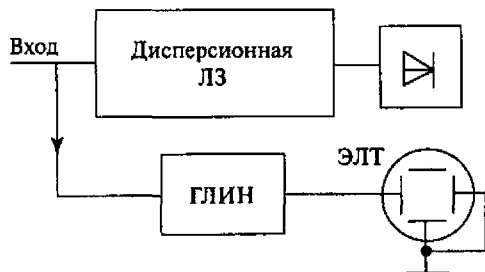


Рис. 4.33. Дисперсионная линия задержки

тивной шириной $\Delta\omega_{\text{эф}}$ определяется длительностью выходного сигнала (отклика) и составляет

$$T_a = \frac{\Delta\omega_{\text{эф}}}{\Delta\omega/\Delta\tau} = \alpha\Delta\omega_{\text{эф}}.$$

Для анализа с помощью дисперсионных ЛЗ непрерывных колебаний их приходится преобразовывать в последовательность радиоимпульсов, получая на выходе необходимые отклики.

Примером рассмотренного типа анализаторов является прибор С4-47.

4.5. Измерители нелинейных искажений

4.5.1. Понятие о нелинейных искажениях

Нелинейные искажения возникают из-за нелинейной зависимости выходного напряжения от входного напряжения или тока от напряжения в элементах систем передачи (транзисторах, диодах, катушках индуктивности и др.). Эти искажения изменяют форму сигнала и вызывают появление гармонических составляющих, которые отсутствуют в исходных сигналах.

Зависимость между входным и выходным напряжением четырехполюсника может быть выражена степенным полиномом:

$$u_{\text{вых}} = a_0 + a_1 u_{\text{вх}} + a_2 u_{\text{вх}}^2 + a_3 u_{\text{вх}}^3 + \dots \quad (4.6)$$

Если входное напряжение состоит из суммы гармонических

составляющих $u_{\text{вх}} = \sum_{i=1}^n U_{mi} \cos \omega_i t$, то выходное напряжение, кроме

исходных частотных составляющих ω_i , будет содержать составляющие с кратными частотами $k\omega_i$ (гармоники), а также комбинационные продукты, определяемые суммами и разностями кратных частот исходных сигналов.

В общем случае частоты составляющих выходного напряжения определяются выражением

$$\omega_{kq} = m\omega_1 \pm n\omega_2 \pm p\omega_3 \pm \dots,$$

где $m, n, p = 0, 1, 2, \dots$

Порядком составляющей называется сумма коэффициентов $q = |m| + |n| + |p| + \dots$. Порядок составляющей определяется степенями учитываемых членов полинома (4.6). Так, член полинома второй степени порождает продукты нелинейности второго порядка: вторые гармоники $2\omega_1, 2\omega_2, \dots$; парные комбинационные составляющие $\omega_1 \pm \omega_2, \omega_1 \pm \omega_3, \omega_2 \pm \omega_3, \dots$. Член полинома третьей степени определяет появление продуктов нелинейности третьего порядка: третьи гармоники $3\omega_1, 3\omega_2, \dots$; парные составляющие вида $2\omega_1 \pm \omega_2, 2\omega_2 \pm \omega_1, 2\omega_3 \pm \omega_1, \dots$, а также тройные составляющие $\omega_1 + \omega_2 \pm \omega_3 \pm \dots$.

4.5.2. Измерение нелинейных искажений методом анализа напряжений

Этот метод используется при измерениях одночастотного сигнала, если отношение граничных частот измеряемого объекта (ИО) $f_B / f_H > 3$. При этом на выходе ИО кроме исходного сигнала с частотой и амплитудой возникают высшие гармоники с частотами $2\omega_1, 3\omega_1, \dots$ и убывающими амплитудами U_2, U_3, \dots, U_n .

Нелинейные искажения оцениваются коэффициентом нелинейности, %,

$$k_H = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}} \cdot 100 \quad (4.7)$$

или коэффициентом гармоник, %,

$$k_r = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1} \cdot 100, \quad \text{т.е.} \quad k_r = \frac{k_H}{\sqrt{1 - k_H^2}}. \quad (4.8)$$

В технике проводной связи нормируют и измеряют коэффициенты нелинейности по отдельным гармоникам (в основном по второй и третьей), %,

$$k_{2r} = (U_2/U_1) \cdot 100; \quad k_{3r} = (U_3/U_1) \cdot 100 \quad (4.9)$$

или затухание нелинейности по соответствующим гармоникам, дБ:

$$a_{2r} = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} = p_1 - p_2; \quad a_{3r} = 20 \lg \frac{U_1}{U_3} = p_1 - p_3. \quad (4.10)$$

Схема измерений НИ методом анализа напряжений приведена на рис. 4.34. Генератор ИГ должен иметь k_T на порядок меньше измеряемой величины. Если это условие невыполнимо, то на выходе ИГ включается измерительный фильтр нижних частот (ИФНЧ), обеспечивающий необходимое подавление высших гармоник.

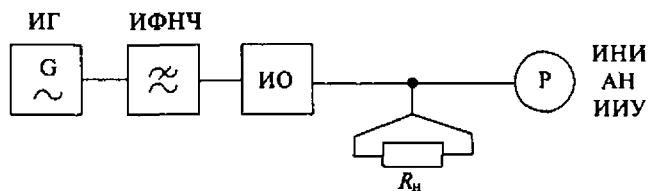


Рис. 4.34 Схема измерений НИ методом анализа напряжений

Измеряемый объект должен быть нагружен на соответствующее рабочим условиям сопротивление $R_{н}$. Избирательным измерителем уровня (ИИУ) с узкой полосой пропускания и высокой избирательностью измеряются уровни гармонических колебаний. После измерения уровней всех интересующих частот можно найти затухание нелинейности для каждой из гармоник в соответствии с выражением (4.10) или коэффициент гармоник в соответствии с выражениями (4.8) и (4.9).

Общий коэффициент гармоник при измерениях такого рода может быть определен по формуле

$$K = \sqrt{10^{0.1p_2} + 10^{0.1p_3} + 10^{0.1p_4} + \dots} / 10^{0.05p_1},$$

где p_1, p_2, p_3 и т.д. — уровни соответствующих гармоник (дБ).

Измерение нелинейных искажений по комбинационным составляющим. Измерение НИ по комбинационным составляющим второго и третьего порядков выполняют при передаче двух или трех гармонических сигналов с равными амплитудами и разными частотами — f_1 и f_2 или f_1, f_2 и f_3 . Эти сигналы называют образующими.

При передаче двухчастотного сигнала на выходе измеряемого объекта измеряют напряжение $U_{к2}$ или уровень $p_{к2}$ комбинационных составляющих второго порядка ($f_1 + f_2$) или ($f_1 - f_2$), а также напряжение U_{32} или уровень p_{32} комбинационных составляющих третьего порядка ($2f_1 + f_2$) или ($2f_1 - f_2$).

При передаче трехчастотного сигнала на выходе измеряемого объекта измеряют напряжение $U_{к33}$ или уровень $p_{к33}$ комбинационной составляющей третьего порядка $f_{к33} = f_1 + f_2 + f_3$. Кроме того, на выходе ИО во всех случаях измеряют напряжение U_1 или уровень p_1 одного из равноамплитудных образующих сигналов. По измеренным значениям определяют затухание нелинейности по соответствующей комбинационной составляющей, дБ,

$$a_{r2} = 20 \lg \frac{U_1}{U_{r2}} = p_1 - p_{r2}; \quad a_{r32} = 20 \lg \frac{U_1}{U_{r32}} = p_1 - p_{r32};$$

$$a_{r33} = 20 \lg \frac{U_1}{U_{r33}} = p_1 - p_{r33}. \quad (4.11)$$

4.5.3. Измерение нелинейных искажений методом подавления основной гармоники

На рис. 4.35 приведена упрощенная схема измерения коэффициента гармоник методом подавления основной гармоники (данный метод используется в специализированных приборах — измерителях нелинейных искажений С6-7, С6-11). При установке переключателя П в положение 2 исследуемый сигнал подается с выхода предварительного усилителя, минуя фильтр, непосредственно на электронный вольтметр. Последний измеряет среднеквадратическое значение всего искаженного сигнала $\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}$, соответствующее градуировке прибора 100 % сигнала. Затем переключатель П устанавливают в положение 1, между усилителем и вольтметром включается режекторный фильтр, который настраивают на частоту первой гармоники сигнала. Настройкой режекторного фильтра (РФ) добиваются пода-

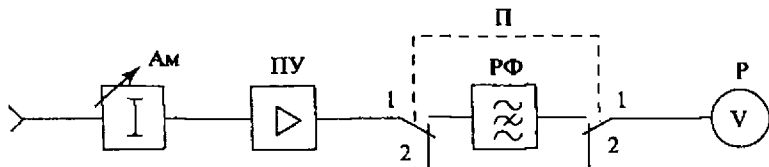


Рис. 4.35. Упрощенная схема измерения коэффициента гармоник методом подавления основной гармоники

вления частоты первой гармоники измеряемого сигнала. Вольтметр прибора, обладающий квадратичной характеристикой, измеряет среднеквадратическое значение напряжений независимо от их формы $\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}$. Шкала вольтметра проградуирована в процентах k_r .

В приборах с ручными регулировками в режиме «калибровка» устанавливается такое напряжение, чтобы на вход вольтметра при отключенном фильтре всегда подавалось напряжение, значение которого вызывает отклонение стрелки индикаторного прибора до конечного деления на шкале, принятого за единицу. В приборах ИНИ, имеющих встроенные микропроцессорные системы, калибровка и настройка режекторного фильтра осуществляются автоматически. Например, в ИНИ Сб-11 активный двухсекционный фильтр, выполненный на базе моста Вина, управляется цифровым кодом от блока электронно-счетного частотомера, входящего в состав прибора. Код формируется на основе измеренной частоты исследуемого сигнала. Напряжение высших гармоник измеряется среднеквадратическим вольтметром с цифровым индикатором и схемой автоматического переключения пределов.

4.6. Измерители разности фаз

Фазовым сдвигом называется модуль разности аргументов двух гармонических сигналов одинаковой частоты:

$$u_1 = U_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \quad \text{и} \quad u_2 = U_2 \sin(\omega t + \varphi_2),$$

т.е. $\varphi = |\varphi_1 - \varphi_2|$.

Фазовый сдвиг является постоянной величиной и не зависит от момента отсчета. Фазовый сдвиг появляется, когда электрический сигнал проходит через цепь, в которой он задерживается. Многие радиотехнические устройства: радиолокационные, радионавигационные, телевизионные, устройства телеметрии и связи — характеризуются наряду с другими параметрами фазочастотной характеристикой $\varphi(\omega)$ и при их настройке измерение фазового сдвига является определяющим.

При напряжении несинусоидальной формы фазовый сдвиг рассматривается между первыми гармониками, при измерении напряжение высших гармоник отфильтровывается с помощью фильтров нижних частот.

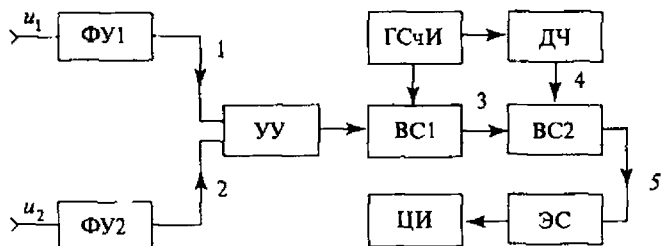


Рис. 4.36. Структурная схема измерителя фазового сдвига

Для измерения фазового сдвига применяют следующие методы: осциллографический, компенсационный, преобразования фазового сдвига в импульсы тока и метод дискретного счета.

Наибольшее распространение в последнее время получили измерители разности фаз, использующие метод дискретного счета. На рис. 4.36 показана структурная схема цифрового измерителя разности фаз, в котором результат измерения фазы представляет собой среднее значение фазового сдвига за большое число периодов измеряемого напряжения. В таких фазометрах обеспечивается хорошая помехозащищенность. В схеме имеются два формирующих устройства ФУ1 и ФУ2, управляющее устройство (УУ), два временных селектора ВС1 и ВС2, генератор счетных импульсов (ГСчИ), делитель частоты (ДЧ) и электронный счетчик (ЭС) с цифровой индикацией (ЦИ).

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, представлены на рис. 4.37.

На входы формирующих устройств поступают два напряжения u_1 и u_2 , фазовый сдвиг между которыми необходимо измерить. Когда напряжение u_1 проходит через нуль от отрицательных значений к положительным, на выходе первого формирующего устройства появляется импульс, который через управляющее устройство открывает первый временной селектор.

Когда напряжение u_2 аналогично проходит через нуль, на выходе второго формирующего устройства появляется импульс, закрывающий первый селектор через управляющее устройство. Первый селектор оказывается в открытом состоянии один раз за период исследуе-

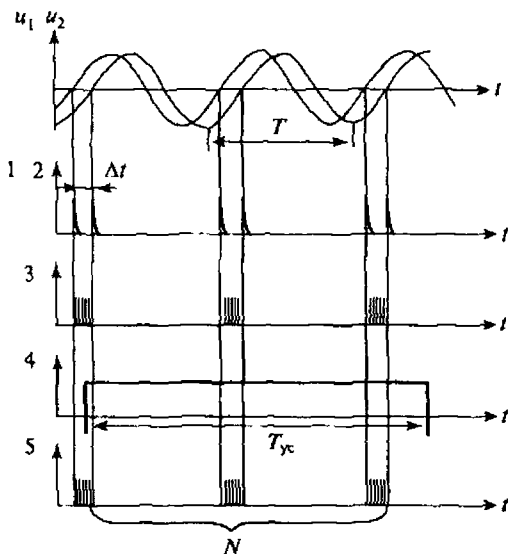


Рис. 4.37. Временные диаграммы работы измерителя

мых напряжений в течение интервала времени Δt , который заполняется счетными импульсами, поступающими от генератора ГСЧИ.

Таким образом, через открытый первый временной селектор проходит группа из n импульсов:

$$n = \Delta t / T_{\text{сч}} = \Delta t f_{\text{сч}},$$

где $T_{\text{сч}} = 1/f_{\text{сч}}$ — период повторения счетных импульсов.

Для усреднения результата измерения импульсы считаются в течение интервала времени $T_{\text{ус}} = mT$, где T — период входных напряжений.

Импульс длительностью $T_{\text{ус}}$ формируется делителем частоты из счетных импульсов:

$$T_{\text{ус}} = kT_{\text{сч}},$$

где k — коэффициент умножения периода.

Импульс поступает на второй селектор, открывает его, и на электронный счетчик пройдут m групп счетных импульсов.

Общее число импульсов, прошедших на счетчик и далее на цифровой индикатор, составляет $N = nm$. Подставляя значения n и m и заменяя отношение временных интервалов отношением фазовых углов $\Delta t / T = \varphi / 360^\circ$, имеем

$$N = \frac{\Delta t T_{\text{yc}}}{T T_{\text{сч}}} = \frac{k T_{\text{сч}}}{T T_{\text{сч}}} \frac{\varphi T}{360} = \frac{k}{360} \varphi,$$

откуда измеренный фазовый сдвиг

$$\varphi = \frac{360}{k} N = aN.$$

Погрешность измерения складывается из погрешности дискретности, связанной с потерей одного счетного импульса в группе, и возможности потери части группы в интервале усреднения. С понижением частоты исследуемых напряжений необходимо увеличить время измерений.

4.7. Электронно-лучевые осциллографы

Электронно-лучевой осциллограф является универсальным измерительным прибором, основные функции которого — наблюдение и измерение параметров периодических непрерывных и импульсных сигналов, непериодических и случайных сигналов, а также мгновенных одиночных явлений, которые отображаются на экране осциллографа в виде светящихся линий или фигур.

Несмотря на большое разнообразие существующих осциллографов, все они строятся по единому принципу и содержат одинаковые функциональные узлы. Обобщенная структурная схема осциллографа представлена на рис. 4.38. Основные функциональные узлы электронного осциллографа: электронно-лучевая трубка, каналы вертикального и горизонтального отклонения, канал управления лучом и калибратор.

В осциллографах в основном используется электронно-лучевая трубка с электростатическим управлением луча. Под действием управляющих напряжений, которые подаются на две пары отклоняющих пластин, электронный луч может отклоняться в двух взаимно перпендикулярных направлениях (горизонтальном и вертикальном). Под

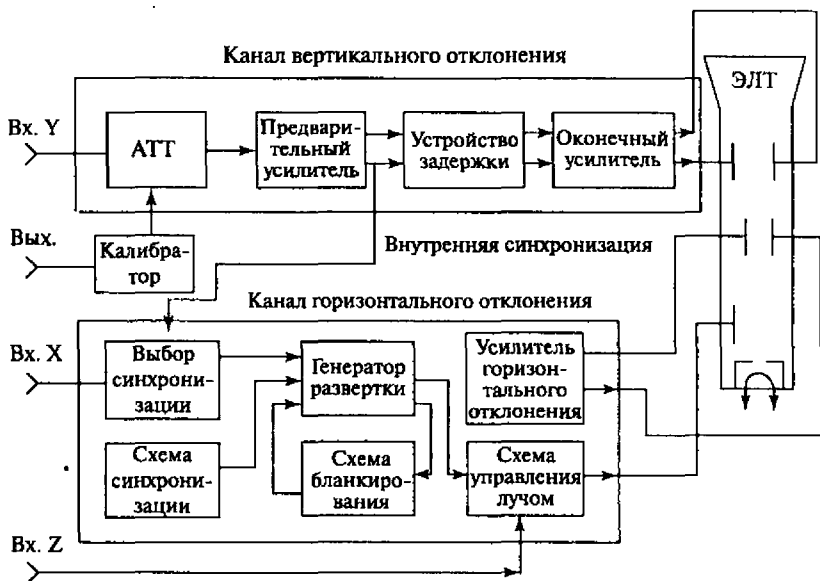


Рис. 4.38. Обобщенная структурная схема осциллографа

действием исследуемого напряжения электронный луч отклоняется в вертикальном направлении. Для наблюдения этого напряжения на горизонтальные пластины подается развертывающее напряжение.

Канал вертикального отклонения Y служит для передачи напряжения исследуемого сигнала на вход вертикально отклоняющих пластин. Канал содержит входной аттенюатор, предварительный усилитель, устройство задержки, оконечный усилитель.

По каналу горизонтального отклонения X поступает развертывающее напряжение. Главным узлом канала X является генератор развертки, вырабатывающий напряжение, пропорциональное времени $u_p = kt$. Для управления развертывающим напряжением служит схема синхронизации со схемой выбора режима, а также схема гашения обратного хода луча. В канале X имеется усилитель горизонтального отклонения.

В двухлучевых осциллографах применяются электронно-лучевые трубки с двумя электронными пушками и двумя парами вертикально отклоняющих пластин; для управления ими предусматриваются два отдельных канала вертикального отклонения.

В двухканальных осциллографах используется однолучевая трубка и коммутатор, подключающий выходы двух каналов Y к отклоняющим пластинам. Канал горизонтального отклонения всегда один.

Основными характеристиками осциллографа являются: размер экрана, чувствительность каналов, максимальное напряжение исследуемого сигнала, полоса пропускания каналов, входное сопротивление и емкость, вид развертки, погрешность измерения напряжения и временных интервалов.

От параметров канала *вертикального отклонения* зависит область применения всего осциллографа.

На вход осциллографа может быть подан сигнал в виде переменного или постоянного напряжения любого значения, формы и полярности. Поэтому входное устройство осциллографа содержит аттенюатор, который позволяет согласовывать входное сопротивление осциллографа с сопротивлением измеряемой цепи и ослаблять исследуемый сигнал в целое число раз для предотвращения перегрузки усилительных каскадов канала. Аттенюатор выполняется чаще всего на сопротивлениях и емкостях. При соответствующем выборе постоянных времени такие схемы обеспечивают независимость коэффициента деления от частоты в заданной полосе пропускания. Вход канала может быть открытым или закрытым. Входное сопротивление канала велико и составляет $0,5 \dots 1$ МОм. Для исследования высокочастотных и широкополосных сигналов предусматривается низкоомный вход 50 или 75 Ом. В этом случае сигнал подается на вход канала вертикального отклонения по коаксиальному кабелю.

С выхода аттенюатора исследуемый сигнал через эмиттерный или истоковый повторитель поступает на вход предварительного усилителя. Усилитель предназначен для усиления исследуемых сигналов в полосе частот осциллографа при минимальных допустимых амплитудных, частотных и фазовых искажениях. Для этого в схемах используют глубокую отрицательную обратную связь и схемы коррекции амплитудных и фазочастотных характеристик. В усилителе предусмотрены органы плавного регулирования коэффициента усиления и смещения (центровки) электронного луча по вертикали.

К выходу предварительного усилителя подключается устройство задержки, которое обеспечивает просмотр переднего фронта импульсного сигнала при работе в режиме внутренней синхронизации развертки.

Оконечный усилитель строится по двухтактной схеме и предназначен для создания двух симметричных противофазных напряжений, достаточных для отклонения луча электронно-лучевой трубки в пределах экрана по вертикали. Противофазное питание пластин напряжениями, симметричными относительно корпуса прибора, обеспечивает лучшую фокусировку луча и улучшает линейность отклонения.

Канал горизонтального отклонения луча электронного осциллографа обеспечивает развертку луча по горизонтали и синхронизацию исследуемого сигнала и развертывающего напряжения. При этом развертывающее напряжение может формироваться генератором, входящим в канал горизонтального отклонения, или подаваться от внешнего источника. В обоих случаях развертывающее напряжение усиливается и преобразуется в два симметричных противофазных напряжения, которые подводятся к горизонтально отклоняющим пластинам.

Генератор развертки, как правило, создает пилообразное напряжение (рис. 4.39), которое должно иметь высокую степень линейности на участке t_p , который обеспечивает прямой ход луча. Кроме того, амплитуда напряжения развертки должна быть достаточной для отклонения луча на всю ширину экрана. Участок $t_{обр}$ пилообразного напряжения, обеспечивающий возвращение луча в исходное положение, должен иметь малую длительность.

Генератор имеет два режима работы: автоколебательный, создающий непрерывную развертку, и ждущий для создания режима ждущей развертки.

В режиме ждущей развертки схема синхронизации развертки обеспечивает поступление импульса запуска для работы генератора пилообразного напряжения. При внутренней синхронизации импульс запуска формируется из исследуемого сигнала, поступающего с выхода предварительного усилителя канала вертикального отклонения. Для

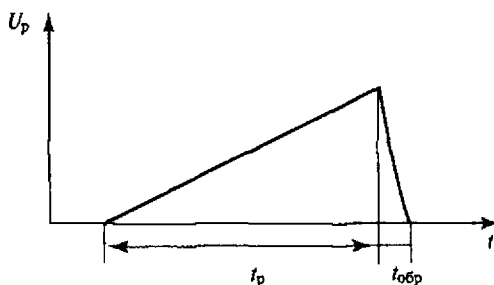


Рис. 4.39. Пилообразное напряжение развертки

внешней синхронизации используются вспомогательные источники. Таким образом, в режиме ждущей развертки генератор пилообразного напряжения запускается только в момент прихода запускающего импульса, а при его отсутствии находится в ждущем режиме.

Во время обратного хода луча устройство блокировки обеспечивает его гашение.

Измерительные устройства осциллографов

Измерительные устройства позволяют измерять амплитуду и временные параметры исследуемого сигнала. Для этой цели в осциллографе используют калибраторы и масштабные сетки, нанесенные на экран электронно-лучевой трубки. Калибраторы представляют собой генераторы сигналов с точными значениями амплитуды и частоты соответственно. Калибраторы применяют для проверки и установки коэффициентов отклонения и развертки.

Калибратор может быть выполнен, например, по схеме мультивибратора, генерирующего прямоугольные импульсы.

Параметры амплитуды и временных параметров исследуемого сигнала определяют по значению коэффициентов отклонения и развертки, соответствующих единице масштабной сетки экрана.

Более совершенны осциллографы, в которых вместо калибраторов применены встроенные цифровые вольтметры, измерители интервалов времени или частоты. Результаты измерений отражаются с помощью цифровых индикаторов.

При определении интервалов времени измеряемый сигнал, подводимый к входу Y осциллографа, через канал вертикального отклонения подается на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ. Генератор развертки канала горизонтального отклонения вырабатывает линейно-изменяющееся напряжение (рис. 4.40, *а*), которое поступает на входы двух компараторов. В первом компараторе оно сравнивается с опорным напряжением U_1 , во втором — с опорным напряжением U_2 . В моменты времени t_1 и t_2 , когда уровень пилообразного напряжения совпадает с опорными напряжениями, на выходах компараторов появляются импульсы (рис. 4.40, *б*), которые через формирователь подаются на управляющий электрод ЭЛТ. В моменты появления импульсов яркость свечения увеличивается, и на исследуемом сигнале появляются яркостные метки (рис. 4.40, *в*). С помощью органов регулировки, выведенных на переднюю панель прибора, можно изме-

нять напряжения U_1 и U_2 , что влечет за собой изменение интервала Δt между импульсами, а перемещение исследуемого сигнала по вертикали позволяет изменять расположение меток на требуемом уровне. Сформированные импульсы подаются на временной селектор, на который поступают счетные импульсы от кварцевого генератора, расположенного в блоке цифровых измерений осциллографа. Счетчик под считывает число импульсов, прошедших через селектор за время Δt , которое пропорционально измеряемому временному параметру исследуемого сигнала. Результат отражается на цифровом дисплее.

При измерении амплитуды сигнала используется преобразование уровня измеряемого напряжения в интервал времени, который заполняется счетными импульсами, подсчитывается счетчиком и отображается на цифровом дисплее. Если на вход первого компаратора в качестве опорного напряжения подать напряжение $U_1 = 0$, а на вход второго компаратора в качестве опорного напряжения U_2 — уровень исследуемого напряжения, то интервал времени Δt , разделяющий выходные импульсы компараторов, будет пропорционален измеряемому напряжению.

Цифровые запоминающие осциллографы

В цифровых осциллографах (ЦО) входной сигнал преобразуется в поток цифровых данных и запоминается в блоке памяти. Упрощенная функциональная схема ЦО показана на рис. 4.41. Исследуемый входной сигнал проходит через делитель и аналоговый усилитель с малым выходным напряжением. Затем он поступает на схему выборки и запоминания. Запоминание в блоке выборки обычно является анало-

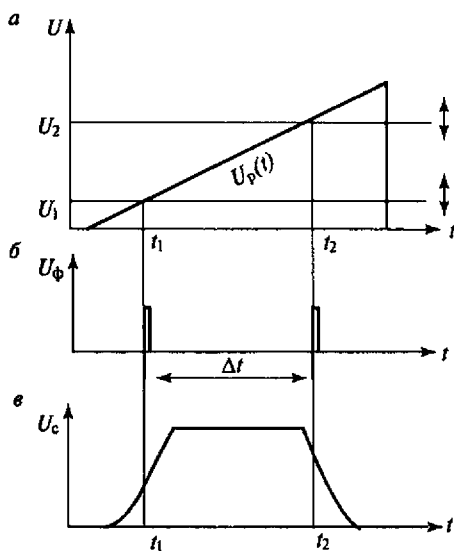


Рис. 4.40. Измерение временных интервалов блоком цифровых измерений

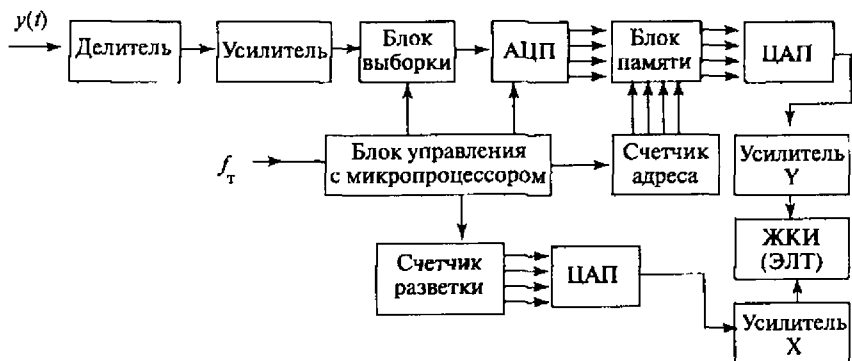


Рис. 4.41. Структурная схема ЦО

говым (реализуется с помощью конденсатора, заряжаемого до мгновенного значения сигнала) и необходимо для поддержания почти неизменным уровня сигнала вплоть до следующей выборки. Моменты выборок задаются блоком управления с микропроцессором, тактируемым с заданной частотой f_T . Каждая выборка обрабатывается скоростным аналого-цифровым преобразователем (АЦП) и превращается в число. Поток чисел, несущих информацию о точках (выборках) сигнала, запоминается в устройстве памяти. В этом состоит главное и принципиальное отличие цифровых осциллографов от обычных аналоговых. Такой осциллограф является и запоминающим. Цифровые данные из памяти могут записываться на магнитные диски в виде файлов, храниться неограниченно долгое время и использоваться по мере необходимости. Для управления запоминающим устройством служит счетчик адресов. Он задает последовательное извлечение данных из ячеек памяти. Извлекаемые из памяти цифровые данные подаются на цифроаналоговый преобразователь (ЦАП), где они вновь превращаются в аналоговый сигнал, трансформированный во времени (чаще замедленный). После усиления усилителем канала Y он отображается на жидкокристаллическом индикаторе (ЖКИ) или ЭЛТ (если индикатором осциллографа является обычная осциллографическая трубка). В случае применения ЖКИ осциллографы имеют устройство преобразования сигнала в точечное изображение.

Развертка ЦО чаще всего построена на основе счетчика развертки. С помощью второго ЦАП последовательность цифр со счетчика

развертки преобразуется в линейно нарастающий сигнал (точнее, ступенчатый), который после усиления усилителем канала X поступает также на индикатор осциллографа.

Общее управление последовательностью работы узлов ЦО осуществляет блок управления, снабженный микропроцессором. Структурная схема ЦО содержит ряд узлов, характерных для компьютера. Прежде всего, это микропроцессор, цифровые схемы управления и память. Поэтому управление этими узлами осуществляется с помощью программного обеспечения, хранящегося в постоянном запоминающем устройстве, которое входит в блок управления. Программное обеспечение может выполнять множество функций, например, усреднение сигнала с целью его очистки от шумов, быстрое преобразование Фурье для получения спектрограмм сигнала и т.д.

Важным параметром ЦО является частота работы АЦП или частота выборки. В случае сложных форм исследуемых сигналов она должна быть в десятки, а иногда и в сотни раз выше частоты повторения периодического сигнала. В случае регистрации однократных сигналов с длительностью $t_{\text{и}}$ для его представления надо иметь определенное число отсчетов n , так что период равномерного по времени квантования сигнала будет равен $dt = t_{\text{и}}/n$, а частота квантования $f_{\text{т}} = 1/dt = n/t_{\text{и}}$. Например, если сигнал длительностью $t_{\text{и}} = 0,1$ мкс представить 100 отсчетами, то получим $dt = 1$ нс и $f_{\text{т}} = 1$ ГГц. Частота квантования сигналов АЦП должна хотя бы на порядок превышать максимальную частоту сигнала, с тем чтобы на самый короткий сигнал пришлось хотя бы десять отсчетов.

Другим важным параметром АЦП является их разрядность — число уровней квантования сигнала в двоичной форме. Большинство АЦП в осциллографах имеет стандартную разрядность, равную 8, что соответствует числу различимых уровней сигнала $2^8 = 256$. Если в осциллограмме сложного сигнала присутствуют мелкие детали, то ЦО их может просто не заметить. Это является одним из недостатков ЦО.

И, наконец, специфическим параметром ЦО является объем памяти — общий и на одну осциллограмму. Чем выше объем памяти, тем больше информации об исследуемом процессе можно в ней накопить и в дальнейшем изучить по частям или обработать встроенными в осциллограф средствами.

Кроме перечисленных параметров ЦО характеризуется рядом тех же параметров, что и аналоговые: ширина полосы частот, время нарастания переходной характеристики, чувствительность и диапазон длительностей развертки.

На российском рынке достаточно широко представлены аналоговые и цифровые осциллографы отечественного и зарубежного производства. Они выполняются в стационарном и портативном вариантах.

Виртуальные осциллографы и лаборатории

В последние годы все большее распространение получают виртуальные осциллографы. Они, по существу, являются цифровыми осциллографическими приставками, которые подключают к настольному или переносному персональному компьютеру (ПК). Их *виртуальность* проявляется в том, что передняя панель осциллографа создается как виртуальная на экране дисплея ПК. Управление осциллографом осуществляется с помощью «мыши», однако эти приборы отображают вполне реальные сигналы на экране дисплея, позволяют обрабатывать их с помощью компьютера и распечатывать на принтере.

Принцип действия таких осциллографов заключается в стробировании входного сигнала путем выделения из него коротких вырезов-отсчетов. Они поступают на АЦП приставки или платы сбора данных (ПСД). Коды передаются в ПК через порт связи с внешним устройством. Совместно с ПСД разработчиками виртуальных приборов поставляется программное обеспечение, состоящее из стандартных программ, драйверов и примеров программирования. Набор программ позволяет решать довольно широкий круг прикладных задач — исследование сигналов и сбор данных с различных датчиков и внешних устройств. С помощью драйверов можно настраивать основные параметры ПСД для решения любой задачи в рамках технических характеристик платы и виртуального прибора на ее основе.

Программное обеспечение создает переднюю панель измерительного прибора на экране ПК.

На базе одной ПСД, содержащей аналого-цифровой преобразователь, можно реализовать несколько измерительных приборов, так как плата АЦП является универсальным устройством ввода аналоговой информации в компьютер. Функции различных приборов реализуют-

ся программным обеспечением и определяются техническими параметрами ПСД.

Кроме осциллографа на той же плате можно реализовать функции спектроанализатора, частотомера, вольтметра, самописца. В случае, когда необходима генерация каких-либо аналоговых сигналов, необходимо использовать платы с цифро-аналоговыми преобразователями (ЦАП). Форма, амплитуда и частота генерируемых сигналов зависят от параметров платы. Плата ЦАП и программное обеспечение заменят функциональный генератор, причем форма и параметры сигнала могут программно изменяться. Кроме стандартных форм (синус пила, прямоугольник) можно генерировать сигналы любой сложной формы. Вид сигнала можно определить либо формулой, либо записав массив значений в файл и задав в программе генерацию из файла.

ПСД позволяет также решать круг других задач, самые распространенные из них — автоматизированные места разработчиков, настройщиков, ремонтников радиоэлектронной аппаратуры, автоматизированные системы управления технологическими процессами.

Параметры конкретных плат подбираются исходя из технических требований и решаемой задачи, а программное обеспечение может быть разработано специально под конкретную задачу.

4.8. Анализаторы протоколов

В процессе проектирования или модернизации сети связи часто возникает необходимость в количественном измерении некоторых ее характеристик, таких как интенсивность потоков, величина задержки, возникающая на различных этапах обработки сообщений, время реакции на запросы различного вида, частота возникновения определенных событий и другие характеристики. Для этих целей могут быть использованы разные средства, например, мониторинг в системах управления сетью, различные тестеры (для испытания кабельных пар, потоков и т.д.). Но наиболее эффективным средством исследования сети является *анализатор протоколов*.

Анализаторы протоколов бывают двух основных типов. В первом случае анализатор представляет собой самостоятельный прибор, который объединяет функции анализатора и ПЭВМ, т.е. имеет все

необходимое для работы: от интерфейсных карт до клавиатуры и дисплея. В этом случае сам блок анализатора представляет собой внутреннюю плату ПЭВМ. Такие анализаторы называются программными.

Во втором случае анализаторы представляют собой отдельный блок (более современный вариант), который подключается к ПЭВМ (ноутбуку), т.е. уже имеющийся компьютер используется для управления анализатором. Такие анализаторы называются аппаратными. Полученная информация хранится на жестком диске компьютера и может быть просмотрена и проанализирована позже, без включения анализатора. Использование отдельной ПЭВМ облегчает трансляцию информации в расположенные на ПЭВМ соответствующие приложения по составлению отчетов и отсылку, при необходимости, этой информации по электронной почте.

Анализаторы служат для анализа сетевых протоколов сетей PDH, SDH, телефонных сетей, LAN, WAN и т.д. Современные анализаторы обладают полнотой возможности работы в различных сетях связи и способны поддерживать более 150 сетевых протоколов.

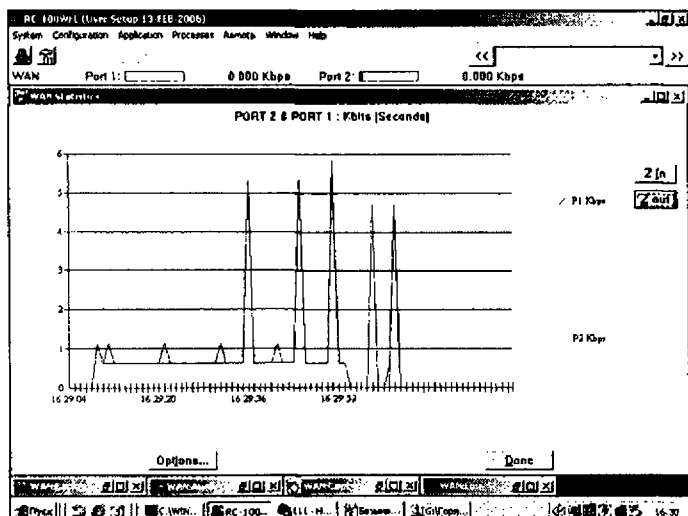


Рис. 4.42. Пример собранной статистики о нагрузке для канала сети ПД

Интерфейсы

Все анализаторы обычно имеют базовый комплект интерфейсов: V.35, RS-232/V.24, RS-449, RS-530, X.21/V.11. Дополнительно анализаторы могут иметь интерфейсы E1, Ethernet, Token Ring, FDDI. Так как анализаторы имеют модульную структуру, всегда есть возможность их дополнительного оснащения требуемыми физическими интерфейсами.

Большинство современных анализаторов имеют удобный графический оконный интерфейс программного обеспечения.

Анализатор, подключенный к сети, может:

- эмулировать требуемый поток;
- осуществлять «захват» сообщений, производить их декодирование с расшифровкой для оператора вложенных протоколов: содержания отдельных полей пакетов, структур потоков и т.д.;
- собирать статистику о работе сети за определенный интервал времени. Для возможности ее последующего анализа статистика собирается с привязкой к конкретному направлению и ко времени (дата, ч, мин, с); на рис. 4.42 приведен пример собранной статистики о нагрузке для канала сети ПД;

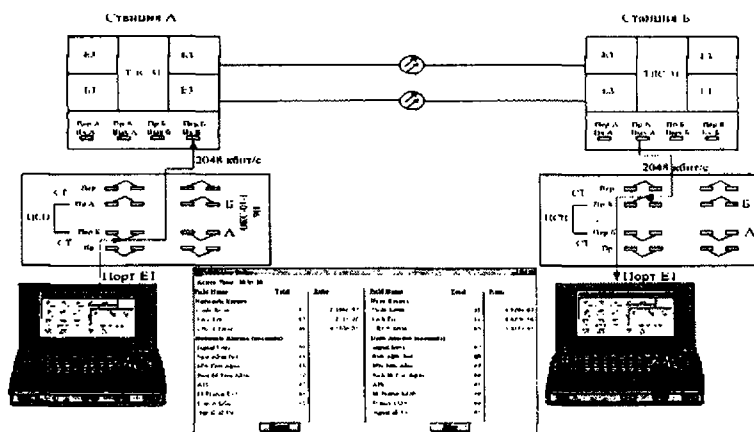


Рис. 4.43. Пример подключения анализатора к потоку E1

- выполнять измерения трафика. Современные анализаторы протоколов предоставляют возможность всестороннего слежения как за производительностью и загруженностью всей сети, так и за функционированием отдельного приложения индивидуального пользователя.

К числу измерений, выполняемых анализатором протоколов, относятся и параметры потоков первичной сети связи. На рис. 4.43 приведен пример подключения анализатора к потоку E1 оборудования ТЛС-31 и пример результатов анализа.

Глава 5. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ В ЛИНИЯХ СВЯЗИ

5.1. Измерение затуханий и усилений

Уменьшение мощности гармонического сигнала, передаваемого через четырехполюсник, оценивается величиной затухания (собственного или рабочего). Увеличение мощности оценивается рабочим усилением.

Собственное (характеристическое) затухание определяется выраженным в логарифмических единицах отношением кажущейся мощности на входе четырехполюсника $P_{\text{вх}}$ к кажущейся мощности на его выходе $P_{\text{н}}$ при условии нагрузки четырехполюсника с обеих сторон на согласованные сопротивления (рис. 5.1):

$$a_c = 10 \lg \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{н}}} = 10 \lg \frac{U_{\text{вх}}^2 Z_{c2}}{U_{\text{н}}^2 Z_{c1}} = 20 \lg \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{н}}} + 10 \lg \frac{Z_{c2}}{Z_{c1}} = p_{\text{вх}} - p_{\text{н}} + 10 \lg \frac{Z_{c2}}{Z_{c1}},$$

где Z_{c1} , Z_{c2} — характеристические сопротивления измеряемого четырехполюсника.

Условие $Z_{c2} = Z_{\text{н}}$ обычно упрощается, принимают $|Z_{c2}| = |Z_{\text{н}}|$.

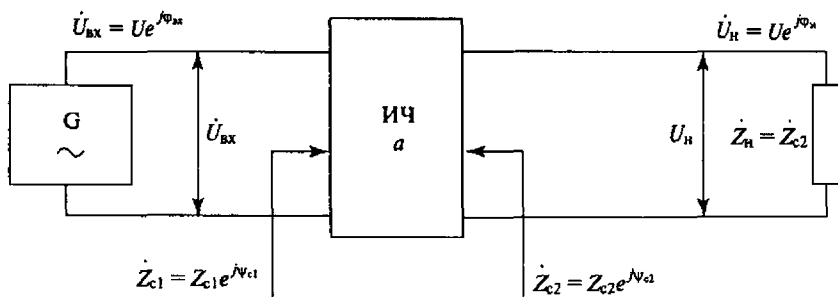


Рис. 5.1. Схема определения собственного затухания

Для симметричного четырехполюсника ($Z_{c1} = Z_{c2}$)

$$a_c = 20 \lg \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{н}}} = p_{\text{вх}} - p_{\text{н}}.$$

Собственное затухание зависит только от параметров четырехполюсника. Значение характеристического сопротивления четырехполюсника и его зависимость от частоты бывают неизвестны. Значение содержит реактивные составляющие, обусловленные влиянием паразитных сопротивлений, величина которых имеет случайный характер и не может быть рассчитана, поэтому определяется с помощью дополнительных измерений. Проведение таких измерений усложняет определение собственного затухания. Прямые методы точного измерения собственного затухания могут быть реализованы только при активных и не зависящих от частоты характеристических сопротивлениях.

Характеристическое затухание, для точного контроля которого необходимо соблюдать на всех частотах условие $\dot{Z}_{\text{н}} = \dot{Z}_{\text{с2}}$, измеряется гораздо реже, чем рабочее затухание, определяющее режим работы в конкретных рабочих условиях. В реальных трактах передачи практически невозможно обеспечить точное согласование сопротивлений источника сигнала (ИС) и приемника сигнала (ПС) с характеристическими сопротивлениями четырехполюсника (ИЧ). Рабочее затухание и рабочее усиление определяют условия передачи сигналов через четырехполюсник при несогласованных с ним сопротивлениях источника и приемника сигнала (рис. 5.2).

Рабочее затухание определяется выраженным в логарифмических единицах отношением полной мощности, которую источник гармонического сигнала (генератор) с выходным сопротивлением

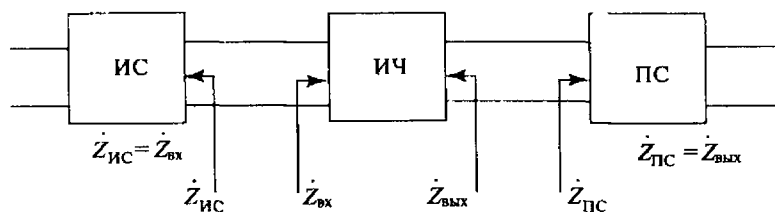


Рис. 5.2. Схема включения четырехполюсника

Z_r может отдать на согласованную с ним нагрузку (рис. 5.3, а), к полной мощности, которую этот источник отдает приемнику (нагрузке) с сопротивлением Z_{II} (рис. 5.3, б) через данный четырехполюсник, дБ.

Так как к выходу генератора подключена согласованная нагрузка (рис. 5.3, а), то $U_1 = E/2$:

$$a_p = 10 \lg \frac{P_1}{P_{II}} = 10 \lg \frac{(E/2)^2 Z_{II}}{Z_r U_{II}^2} = 20 \lg \frac{E/2}{U_{II}} + 10 \lg \frac{Z_{II}}{Z_r}. \quad (5.1)$$

Если $P_{II} > P_1$, то рабочее затухание отрицательно, что соответствует усилению мощности. Рабочее усиление является обратным отношением тех же мощностей, дБ,

$$S_p = 10 \lg \frac{P_{II}}{P_1} = 20 \lg \frac{U_{II}}{E/2} + 10 \lg \frac{Z_r}{Z_{II}}. \quad (5.2)$$

Как видно из приведенных соотношений, знать характеристические сопротивления четырехполюсника нет необходимости. В рабочих условиях четырехполюсник включен между источником сигнала и его приемником. Для обеспечения требуемой точности измерений рабочего затухания и усиления необходимо, чтобы сопротивление измерительного генератора Z_r по модулю и углу было равно выходному сопротивлению источника сигнала, а сопротивление нагрузки Z_{II} — входному сопротивлению приемника $\dot{Z}_r = \dot{Z}_{ИС}$; $\dot{Z}_{II} = \dot{Z}_{ПС}$. Это условие трудно выполнимо, так как измерительные генераторы имеют чисто активное сопротивление. Так как углы входных и

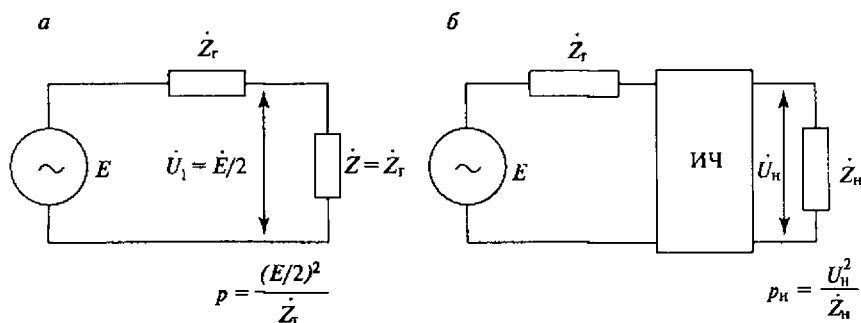


Рис. 5.3. Схема определения рабочего затухания (усиления)

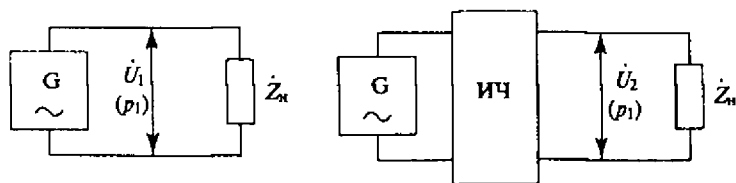


Рис. 5.4. Схемы определения вносимого затухания

выходных сопротивлений элементов трактов стремятся сделать малыми, то для достижения возможной точности измерений достаточно соблюдения условий равенства активных сопротивлений генератора и нагрузки — модулям сопротивлений источника и приемника сигнала $R_r = z_{ис}$, $R_n = z_{пс}$. Существуют два метода измерения рабочего затухания и усиления: известного генератора и эквивалентного генератора.

Вносимое затухание выраженное в логарифмических единицах отношение полной мощности P_1 , которую источник гармонического сигнала (генератор) с сопротивлением z_r отдает приемнику (нагрузке) с сопротивлением z_n при непосредственном подключении, к полной мощности P_2 , которую получает приемник от этого источника через данный четырехполюсник (рис. 5.4). Вносимое затухание определится выражением

$$a_p = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} = 10 \lg \frac{U_1^2 Z_n}{Z_n U_2^2} = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} = p_1 - p_2.$$

Вносимое усиление $S_p = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} = p_2 - p_1$. При выполнении измерений вносимого затухания и усиления сопротивления генератора и нагрузки выбирают из тех же условий, что и при измерении рабочего затухания.

5.1.1. Измерение рабочего затухания методом известного генератора

Измерение рабочего затухания способом по разности уровней выполняют по схеме (рис. 5.5). Сопротивления измерительного генератора и нагрузочного сопротивления выбираются по условию:

$$R_r = \dot{Z}_{ис}; \quad R_n = \dot{Z}_{пс}, \quad (5.3)$$

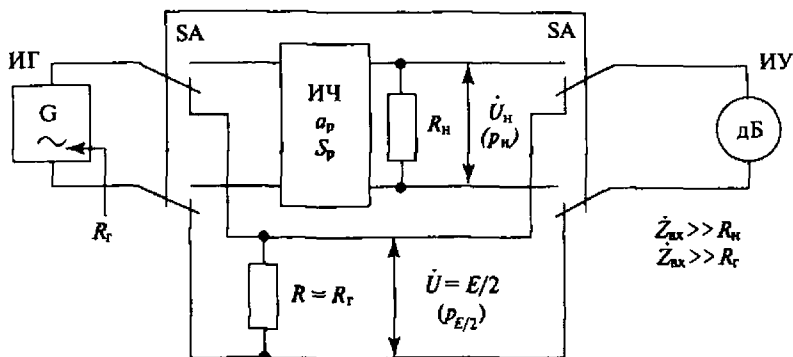


Рис. 5.5. Схема измерения рабочего затухания способом по разности уровней

где $Z_{ис}$ — сопротивление источника сигнала;
 $Z_{ис}$ — сопротивление приемника сигнала.

Измеритель уровня должен иметь высокое входное сопротивление $Z_{вх} \gg R_n$.

Если переключатель SA находится в нижнем положении, измеряют $U = E/2$ или $p = p_{E/2}$, если в верхнем — U_n и p_n . В соответствии с выражением (5.1) при измерении уровней, рабочее затухание, дБ,

$$a_p = 20 \lg \frac{E/2}{U_n} + 10 \lg \frac{R_n}{R_r} = p_{E/2} - p_n + 10 \lg \frac{R_n}{R_r}. \quad (5.4)$$

При $p_n > p_{E/2}$ измеряют рабочее усиление:

$$S_p = 20 \lg \frac{U_n}{E/2} + 10 \lg \frac{R_r}{R_n} = p_n - p_{E/2} + 10 \lg \frac{R_r}{R_n}. \quad (5.5)$$

Если $R_r = R_n$, то рабочее затухание и усиление, соответственно, $a_p = p_{E/2} - p_n$ и $S_p = p_n - p_{E/2}$.

При проведении измерений четырехполюсников с территориально разнесенными входом и выходом используют два измерителя уровня: одним с помощью переключателя измеряют уровень $p_{E/2}$, а другим, подключенным непосредственно к R_n , — уровень p_n .

Погрешность измерения зависит от погрешности одного (0,2...0,5 дБ) или двух (до 0,4...1,0 дБ) измерителей уровня.

Измерение рабочего затухания способом сравнения выполняется по схеме (рис. 5.6). В схеме используется магазин затухания МЗ с характеристическим сопротивлением $R_0 = R_r$. Выходное сопротивление генератора R_r и сопротивление нагрузки R_n выбираются по условию (5.3). Измеритель уровня ИУ имеет входное сопротивление $Z_{вх} \gg R_n$. Магазин затуханий МЗ включен согласованно, поэтому

$$P_{E/2} = p_1 + a_m.$$

Подставим значения $P_{E/2}$ в выражение (5.3):

$$a_p = P_{E/2} - p_n + 10 \lg \frac{R_n}{R_r} = p_1 + a_m - p_n + 10 \lg \frac{R_n}{R_r}.$$

При проведении измерений необходимо добиться равенства $p_1 = p_n$ путем изменения затухания МЗ a_m . Тогда рабочее затухание:

$$a_p = a_m + 10 \lg \frac{R_n}{R_r}.$$

При выполнении условия $R_n = R_r$ рабочее затухание $a_p = a_m$.

Погрешность измерений определяется погрешностью градуировки магазина затуханий.

Измерение рабочего усиления способом сравнения выполняется по схеме (рис. 5.7). Для реализации схемы необходимы два магазина затухания МЗ1 и МЗ2 с характеристическими сопротивлениями $R_{01} = R_r$, $R_{02} = R_n$. Сопротивления R_r и R_n выбираются по условию

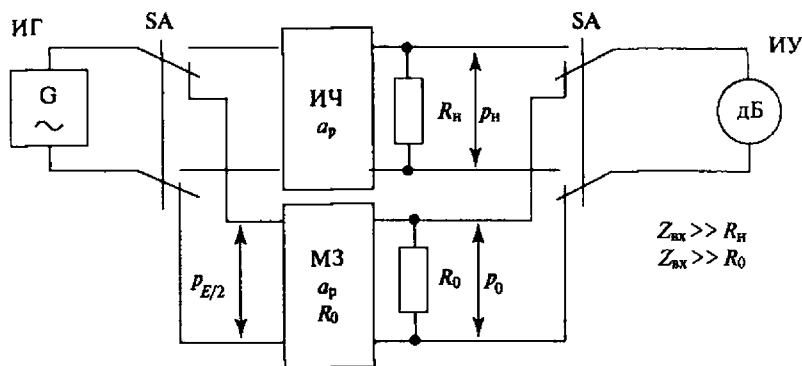


Рис. 5.6. Схема измерения рабочего затухания способом сравнения

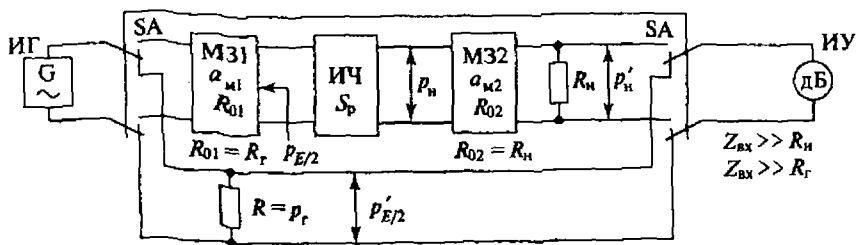


Рис. 5.7. Схема измерения рабочего усиления способом сравнения

(5.3). Измеритель уровня ИУ имеет входное сопротивление $Z_{вх} \gg R_n$. Если магазин затуханий МЗ1, который является источником сигнала для измеряемого четырехполюсника ИЧ, будет нагружен на согласованное сопротивление $R = R_{01}$, то

$$p_{E/2} = p'_{E/2} + a_{m1}. \quad (5.6)$$

Уровни напряжения на входе и выходе согласованного с нагрузкой магазина затуханий МЗ2 связаны соотношением

$$p_n = p'_n + a_{m2}. \quad (5.7)$$

Подставим выражения (5.6) и (5.7) в формулу (5.5):

$$S_p = p_n - p_{E/2} + 10 \lg \frac{R_r}{R_n} = a_{m1} + a_{m2} + p'_n - p'_{E/2} + 10 \lg \frac{R_r}{R_n}.$$

При проведении измерений необходимо добиться равенства $p'_n = p'_{E/2}$ путем изменения затухания МЗ1 a_{m1} (или) a_{m2} . Тогда рабочее усиление определится выражением:

$$S_p = p_n - p_{E/2} + 10 \lg \frac{R_r}{R_n} = a_{m1} + a_{m2} + 10 \lg \frac{R_r}{R_n}.$$

Если $R_n = R_r$, то рабочее усиление $S_p = a_{m1} + a_{m2}$.

Два магазина затуханий применяют для точного (до 0,1 дБ) измерения амплитудной характеристики (АХ) четырехполюсника. Магазином затуханий МЗ1 изменяют уровень на входе ($p_{E/2}$) измеряемого усилителя в заданных рабочих условиях пределах. С помощью магазина затуханий МЗ2 устанавливают $p'_n = p'_{E/2}$. При измерении

амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) усилителя один из магазинов затуханий может быть исключен. Обычно исключают МЗ2, так как при этом уменьшается влияние помех.

5.1.2. Измерение рабочего затухания методом эквивалентного генератора

Метод эквивалентного генератора применяется в тех случаях, когда нет измерительного генератора с требуемым выходным сопротивлением и это значение сопротивления генератора создается искусственно.

На рис. 5.8, а показана схема, на которой измерительный генератор с ЭДС E и внутренним сопротивлением z_r создает на входе измеряемого объекта с сопротивлением $z_{вх}$ ток величиной

$$I_{вх1} = \frac{E}{(z_r + z_{вх})}$$

Для схемы на рис. 5.8, б $I_{вх2} = \frac{U}{(z_1 + z_{вх})}$. В обоих случаях одинаковая полная мощность будет достигнута, если $I_{вх1} = I_{вх2}$, тогда

$$\frac{E}{(z_r + z_{вх})} = \frac{U}{(z_1 + z_{вх})}$$

Отсюда следует, что напряжение на зажимах

генератора с произвольным выходным сопротивлением U_1 и последовательно включенным сопротивлением z_1 будет эквивалентно ЭДС генератора с выходным сопротивлением z_r , а сопротивление z_1 будет являться выходным сопротивлением эквивалентного генератора.

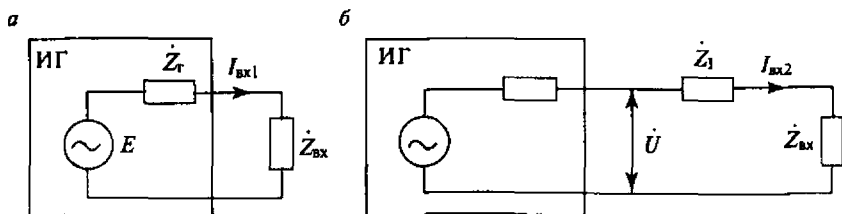


Рис. 5.8. Условия эквивалентности генераторов

Измерение рабочего затухания и рабочего усиления способом по разности уровней выполняют по схеме (рис. 5.9). Сопротивления измерительного генератора и нагрузочного сопротивления выбираются по условию (5.3). Подставим значение $U_1 = E$ и $R_1 = R_T$ в выражение (5.1), тогда рабочее затухание, дБ,

$$a_p = 20 \lg \frac{U_1}{2U_H} + 10 \lg \frac{R_H}{R_1} = p_1 - p_H - 6 + 10 \lg \frac{R_H}{R_1}, \quad (5.8)$$

$$S_p = 20 \lg \frac{2U_H}{U_1} + 10 \lg \frac{R_1}{R_H} = p_H - p_1 + 6 + 10 \lg \frac{R_1}{R_H}, \quad (5.9)$$

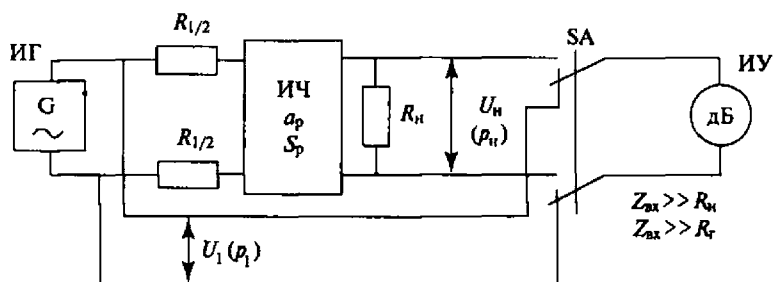


Рис. 5.9. Схема измерения рабочего затухания методом эквивалентного генератора способом по разности уровней

Измерение рабочего затухания способом сравнения выполняют по схеме (рис. 5.10). Сопротивления R_1 и R_H выбирают из условия (5.3). Характеристическое сопротивление магазина затухания МЗ может быть произвольным. На основании выражения (5.8) величина рабочего затухания

определится следующим образом: $a_p = p_1 - p_H - 6 + 10 \lg \frac{R_H}{R_1}$,

а затухания, которое введено на МЗ, $a_m = p_1 - p'_H - 6$. Величина p_1 в обоих выражениях одна и та же.

Изменяя затухание МЗ, добиваются равенства уровней $p_H = p'_H$. Тогда рабочее затухание определится выражением

$$a_p = a_m + 10 \lg \frac{R_H}{R_1},$$

при $R_H = R_1$ $a_p = a_m$.

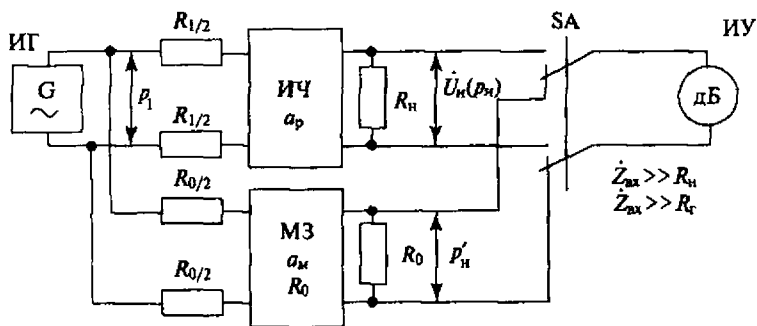


Рис. 5.10. Схема измерения рабочего затухания методом эквивалентного генератора способом сравнения

Измерение рабочего усиления способом сравнения выполняют по схеме (рис. 5.11). Величины сопротивления генератора и характеристического сопротивления магазина затухания МЗ выбирают из условия (5.3). Если МЗ с требуемым сопротивлением нет, то необходимо использовать магазин с $R_0 > R_H$ и включить дополнительное сопротивление нагрузки R'_H , определяемое выражением $R'_H = R_H R_0 / (R_0 - R_H)$. При соблюдении условия нагрузки МЗ на согласованную нагрузку уровень напряжения $p_H = p'_H + a_M$. Подставим это значение в выражение (5.9). Тогда рабочее усиление, дБ,

$$S_p = p'_H - p_l + a_M + 6 + 10 \lg \frac{R_l}{R_H},$$

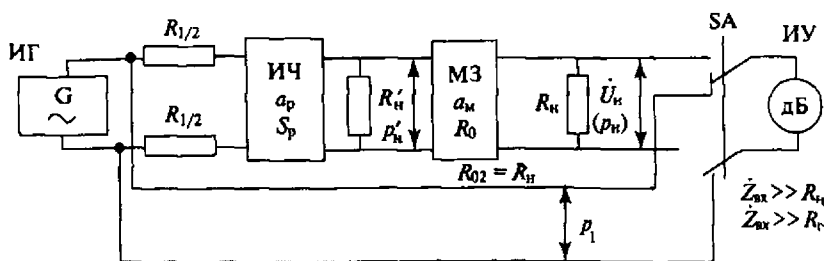


Рис. 5.11. Измерение рабочего усиления способом сравнения

Изменением a_M добиваются равенства $P'_{II} = P_I$, тогда рабочее усиление, дБ, $S_p = a_M + 6 + 10 \lg \frac{R_I}{R_{II}}$.

Погрешность измерения определится погрешностью калибровки магазина затуханий.

5.1.3. Измерение переходного затухания

Переходное затухание характеризует степень взаимных влияний между четырехполюсниками: физическими цепями, трактами, каналами.

Переходным затуханием называется выраженное в логарифмических единицах отношение полной мощности P_I гармонического сигнала на входе влияющего четырехполюсника, к полной мощности P_{II} переходного тока в нагрузке четырехполюсника, подверженного влиянию, при нагрузке четырехполюсников на согласованные (характеристические) сопротивления.

Различают переходное затухание на ближнем и дальнем концах (рис. 5.12).

Переходное затухание на ближнем конце, дБ,

$$A_B = 10 \lg \frac{P_I}{P_{II}} = 10 \lg \frac{U_I^2 Z_{c21}}{Z_{c11} U_{II}^2} = 20 \lg \frac{U_I}{U_{II}} + 10 \lg \frac{Z_{c21}}{Z_{c11}}$$

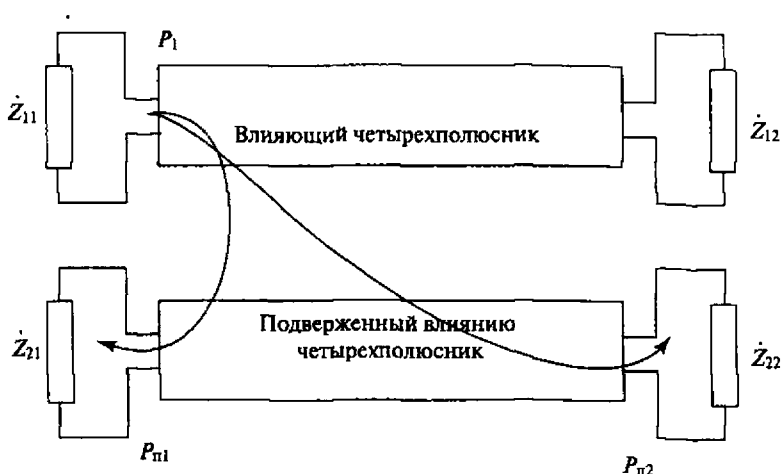


Рис. 5.12. Переходное затухание

или

$$A_B = p_1 - p_{н1} + 10 \lg \frac{Z_{c21}}{Z_{c1}}, \quad (5.10)$$

где p_1 и $p_{н1}$ — уровни соответствующих напряжений U_1 и $U_{н1}$.

Переходное затухание на дальнем конце, дБ,

$$A_d = 10 \lg \frac{P_1}{P_{н2}} - 10 \lg \frac{U_1^2 Z_{c22}}{Z_{c1} U_{н2}^2} = 20 \lg \frac{U_1}{U_{н2}} + 10 \lg \frac{Z_{c22}}{Z_{c1}}$$

или

$$A_d = p_1 - p_{н2} + 10 \lg \frac{Z_{c22}}{Z_{c1}}. \quad (5.11)$$

Четырехполосники могут иметь различные характеристические сопротивления со стороны входа и выхода. Для того чтобы исключить влияния отражений при измерении переходных затуханий, четырехполосники должны быть нагружены на характеристические (волновые) сопротивления $Z_{нi} = Z_{ci}$. При комплексных значениях сопротивления Z_{ci} это невыполнимо. Поэтому в качестве нагрузок применяют резисторы с активным сопротивлением, равным модулю характеристическому $Z_{нi} = Z_{ci}$.

Измерение переходных затуханий способом по разности уровней выполняют по схеме, приведенной на рис. 5.13, с использованием выражений (5.10) и (5.11). Уровни напряжений переходных токов необходимо измерять избирательным измерителем уровня (ИИУ) с узкой полосой пропускания — от 50 до 100 Гц. Максимальные затухания A_B и A_d определяются разностью максимально допустимого уровня на входе влияющего четырехполосника и минимальным уровнем, измеряемым ИИУ. При использовании современных ИИУ она может достигать 120...140 дБ.

Погрешность измерения определяется суммой погрешностей двух ИУ. Кроме того, возможна дополнительная погрешность, обусловленная собственными помехами в цепи, подверженной влиянию. Если помеха гармоническая, то для исключения ее влияния необходимо немного изменить частоту генератора ИГ и, соответственно, настройку ИИУ. При шумоподобной помехе сначала измеряют уровень этой помехи $p_{ш}$ (дБн) на выходе цепи, подверженной влиянию при выключенном генераторе ИГ. Затем измеряют суммарный уро-

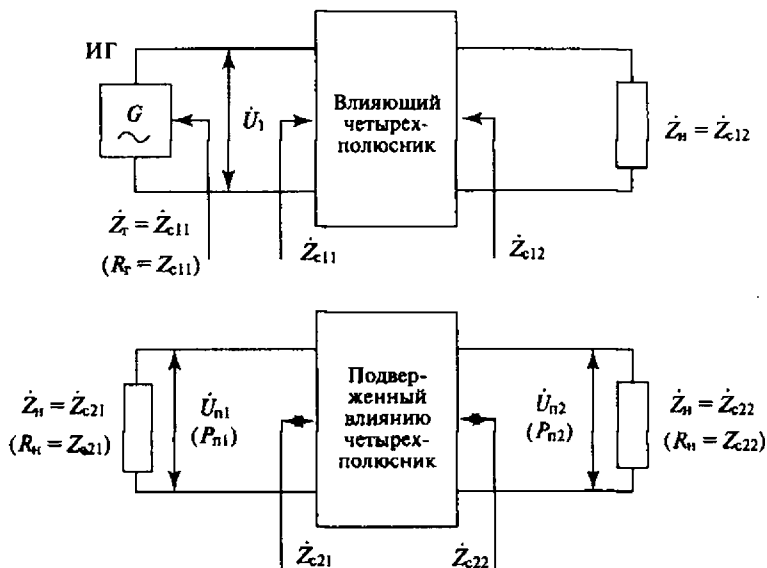


Рис. 5.13. Измерение переходных затуханий на ближнем и дальнем концах способом по разности уровней

вень помехи и переходного сигнала p_c (дБн). Уровень переходного сигнала

$$p_{\pi} = 20 \lg \sqrt{10^{p_c/10} - 10^{p_{\text{ш}}/10}} \quad (\text{дБн}).$$

Измерение переходного затухания на ближнем конце способом сравнения осуществляют по схеме (рис. 5.14). Выходное сопротивление R_r генератора ИГ и характеристическое сопротивление R_0 магазина затуханий МЗ выбирают равными модулю характеристического сопротивления влияющего четырехполюсника ЧП1. Максимальное затухание магазина затуханий МЗ должно быть не менее ожидаемого переходного затухания. Измеритель уровня ИИУ должен иметь чувствительность, соответствующую ожидаемому уровню напряжения переходных токов.

Напряжения на входе и выходе магазина затуханий МЗ связаны соотношением $U_1 = U_2 \cdot 10^{\frac{a_{\text{м}}}{20}}$. Следовательно, переходное затухание

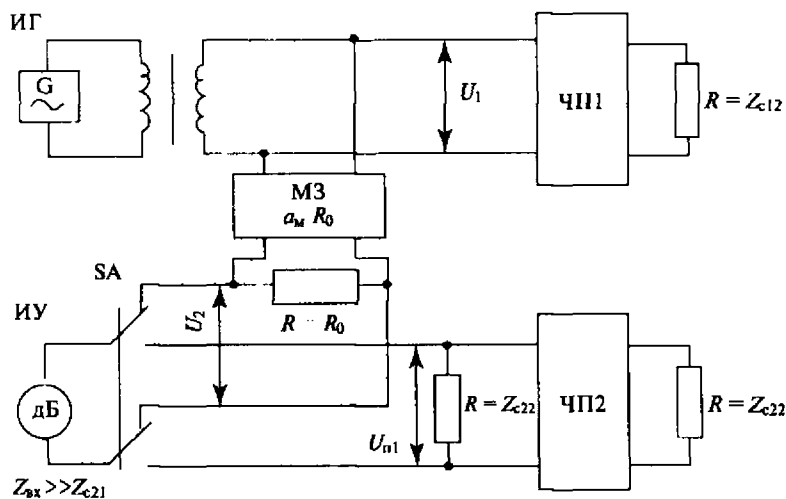


Рис. 5.14. Измерение переходного затухания на ближнем конце способом сравнения

на ближнем конце определится выражением:

$$\begin{aligned}
 A_{\text{Б}} &= 10 \lg \frac{P_1}{P_{\text{п1}}} = 10 \lg \frac{U_1^2 Z_{\text{с21}}}{Z_{\text{с11}} U_{\text{п1}}^2} - 10 \lg \frac{U_2^2 \cdot 10^{10} \cdot Z_{\text{с21}}}{U_{\text{п1}}^2 Z_{\text{с11}}} = \\
 &= a_{\text{М}} + 20 \lg \frac{U_2}{U_{\text{п1}}} + 10 \lg \frac{Z_{\text{с21}}}{Z_{\text{с11}}}.
 \end{aligned}$$

Изменением затухания $a_{\text{М}}$ добиваются равенства напряжений $U_2 = U_{\text{п1}}$ или уровней $p_2 = p_{\text{п1}}$. При этом

$$A_{\text{Б}} = a_{\text{М}} + 10 \lg \frac{Z_{\text{с21}}}{Z_{\text{с11}}}.$$

Максимальное измеряемое затухание $A_{\text{б}}$ определяется максимальным затуханием магазина затуханий МЗ и, как правило, не превышает 100...110 дБ.

Измерение переходного затухания на дальнем конце способом сравнения выполняют по схеме (рис. 5.15). Выходное сопротивление гене-

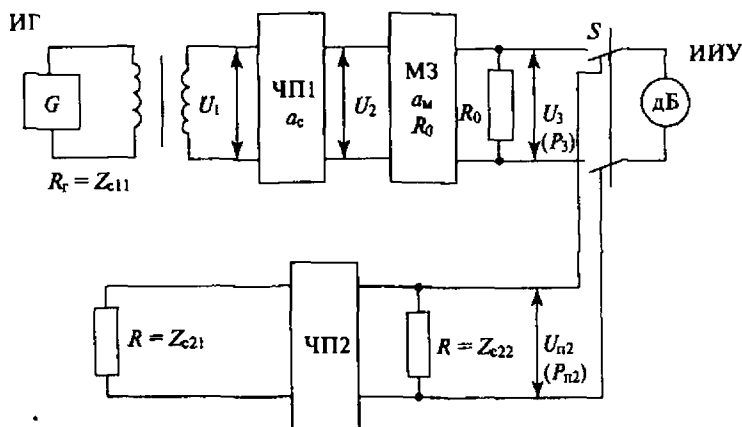


Рис. 5.15. Измерение переходного затухания на дальнем конце способом сравнения

ратора ИГ и характеристическое сопротивление R_0 магазина затуханий МЗ должны быть равны модулям характеристических сопротивлений четырехполюсника соответственно со стороны входа Z_{c1} и выхода Z_{c2} .

Мощность на входе влияющего четырехполюсника

$$U_2 = U_3 \cdot 10^{\frac{a_m}{20}}; P_1 = P_2 \cdot 10^{10} = \frac{U_2^2}{Z_{c12}} \cdot 10^{10} = \frac{U_3^2 \cdot 10^{\frac{a_m}{10}} \cdot 10^{10}}{Z_{c12}}$$

где a_c — собственное затухание влияющей цепи.

Мощность переходного тока $P_{n2} = U_{n2}^2 / Z_{c22}$. Следовательно, переходное затухание на дальнем конце определится выражением

$$A_{\pi} = 10 \lg \frac{P_1}{P_{n2}} = 10 \lg \frac{U_3^2 \cdot 10^{\frac{a_m}{10}} \cdot 10^{10} Z_{c22}}{Z_{c12} U_{n2}^2} = a_c + a_m + 20 \lg \frac{U_3}{U_{n2}} + 10 \lg \frac{Z_{c22}}{Z_{c12}}$$

Изменением затухания a_m добиваются равенства напряжений $U_3 = U_{n2}$ (или уровней $p_3 = p_{n2}$). При этом

$$A_{\pi} = a_c + a_m + 10 \lg \frac{Z_{c22}}{Z_{c12}}$$

5.2. Измерение фазовых параметров

Одной из характеристик гармонического сигнала является его фаза, определяющая его мгновенное состояние:

$$u_1 = U_m \sin \varphi = U_m \sin(\omega t + \varphi_1),$$

где $\varphi = \omega t + \varphi$ — фаза колебаний в момент времени t .

Между двумя гармоническими сигналами одной частоты $u_1 = U_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1)$ и $u_2 = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi_2)$ можно определить разность фаз (относительный фазовый сдвиг):

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = (\omega t + \varphi_1) - (\omega t + \varphi_2) = \varphi_1 - \varphi_2 \text{ или } \Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1. \quad (5.12)$$

Как видно, разность фаз является величиной постоянной и не зависящей от времени.

Для характеристики сдвига фаз между входным и выходным напряжениями четырехполюсника используется *фазовая постоянная*.

Собственная (характеристическая) фазовая постоянная определяется в радианах как мнимая часть собственной постоянной передачи

$$\begin{aligned} g_c = a_c + jb_c &= 10 \lg \frac{I_{\text{вх}} U_{\text{вх}}}{I_{\text{н}} U_{\text{н}}} = 10 \lg \frac{U_{\text{вх}}^2 Z_{c2}}{U_{\text{н}}^2 Z_{c1}} = 10 \lg \frac{\left(U_{\text{вх}} e^{j\varphi_{\text{вх}}} \right)^2 Z_{c2} e^{j\varphi_{c2}}}{Z_{c1} e^{j\varphi_{c1}} \left(U_{\text{н}} e^{j\varphi_{\text{н}}} \right)^2} = \\ &= 20 \lg \left(\frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{н}}} \sqrt{\frac{Z_{c2}}{Z_{c1}}} \right) + j \left(\varphi_{\text{вх}} - \varphi_{\text{н}} - \frac{\varphi_{c1} - \varphi_{c2}}{2} \right). \end{aligned}$$

Отсюда, собственная фазовая постоянная

$$b_c = \varphi_{\text{вх}} - \varphi_{\text{н}} - \frac{\varphi_{c1} - \varphi_{c2}}{2}. \quad (5.13)$$

Для электрически симметричного четырехполюсника ($Z_{c1} = Z_{c2}$) собственная фазовая постоянная $b_c = \varphi_{\text{вх}} - \varphi_{\text{н}}$.

Рабочая фазовая постоянная определяется в радианах как мнимая часть рабочей постоянной передачи:

$$g_p = a_p + jb_p = 10 \lg \frac{I_1 U_1}{I_{\text{н}} U_{\text{н}}} = 10 \lg \frac{U_1^2 Z_{\text{н}}}{U_{\text{н}}^2 Z_{\text{г}}}$$

$$U_1 = \frac{E_r}{2} e^{j\varphi_c}; \dot{Z}_r = Z e^{j\varphi_r}; \dot{U}_{H1} = U_H e^{j\varphi_H}; \dot{Z}_H = Z_H e^{j\varphi_H}.$$

$$g_p = 10 \lg \frac{(E_r e^{j\varphi_c})^2 Z_H e^{j\varphi_H}}{4 Z_r e^{j\varphi_r} (U_H e^{j\varphi_H})^2} = 20 \lg \left(\frac{E_r}{2 U_H} \sqrt{\frac{Z_H}{Z_r}} \right) + j \left(\varphi_r - \varphi_H - \frac{\varphi_r - \varphi_H}{2} \right)$$

Следовательно,

$$b_p = \varphi_e - \varphi_H - \frac{\varphi_r - \varphi_H}{2}. \quad (5.14)$$

При активных сопротивлениях генератора и нагрузки

$$b_p = \varphi_e - \varphi_H.$$

Для характеристики фазовых искажений четырехполюсников используют еще один фазовый параметр — *групповое время прохождения* (ГВП). Этот параметр используется для измерения трактов с территориально разнесенными входами и выходами.

Абсолютное ГВП определяется как производная фазового сдвига φ по угловой частоте ω :

$$t_{гр} = \frac{d\varphi}{d\omega} \quad (5.15)$$

и измеряется в единицах времени (милли- и микросекундах). Абсолютное ГВП всегда положительно и определяет смещение сигналов во времени. Если характеристика $\varphi(t)$ является линейной, то $t_{гр} = \text{const}$ и фазовые искажения отсутствуют.

При проведении измерений бесконечно малые приращения сдвига фаз и частоты заменяют на малые приращения $\Delta\varphi$ и $\Delta\omega$. Тогда

$$t_{гр} \approx \frac{\Delta\varphi}{\Delta\omega}. \text{ Так как измерение абсолютного ГВП представляет опреде-}$$

ленные трудности, то измеряют и нормируют относительное ГВП.

Относительное ГВП определяется как разность абсолютных ГВП, измеренных на данной (измеряемой) частоте ω и некоторой средней частоте ω_0 : $\Delta t_{гр} = t_{гр(\omega)} - t_{гр(\omega_0)}$. Так как $t_{гр(\omega)}$ может быть больше или меньше $t_{гр(\omega_0)}$ при средней частоте, то относительное ГВП $\Delta t_{гр}$ может иметь положительное или отрицательное значение. В некоторых случаях за $t_{гр(\omega_0)}$ при минимальное значение $t_{гр}$ в полосе рабочих частот

измеряемого объекта. ГВП измеряют как в трактах с территориально разнесенными входом и выходом, так и в четырехполюсниках с совмещенными входом и выходом.

Измерение фазовых параметров

Относительный фазовый сдвиг между двумя напряжениями, определяемый по выражению (5.12), можно измерить с помощью измерителя разности фаз. Это наиболее простой и точный способ (см. п. 4.6).

Существует три основных способа измерения разности фаз с помощью осциллографа:

- использование осциллограмм исследуемых напряжений,
- по фигурам Лиссажу;
- методом круговой развертки.

При определении фазового сдвига по осциллограммам исследуемых напряжений измерение проводится с использованием двухлучевого осциллографа или с помощью однолучевого осциллографа с электронным коммутатором на два входа. Осциллографические методы являются косвенными и не могут обеспечить погрешность измерения менее $7...15^\circ$. Фазометры и значительная часть электронно-лучевых осциллографов (ЭЛО) имеют несимметричные относительно земли входы и, следовательно, могут использоваться для измерений в несимметричных относительно земли цепях. На рынке средств связи широко представлены одно- и двухлучевые ЭЛО с дифференциальными входами. Поэтому для измерения разности фаз в симметричных относительно земли цепях осциллографические методы могут быть единственно возможными.

Метод измерения разности фаз методом трех напряжений основан на зависимости величины суммы (разности) исследуемых напряжений от угла сдвига между ними:

$$U_{\Sigma}^2 = U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2 \cos \varphi,$$

откуда $\varphi = \arccos \frac{U_{\Sigma}^2 - U_1^2 - U_2^2}{2U_1U_2}$. (5.16)

Измерение осуществляется по схеме (рис. 5.16). Метод состоит в измерении напряжений U_1 , U_2 , U_{Σ} с последующим расчетом вели-

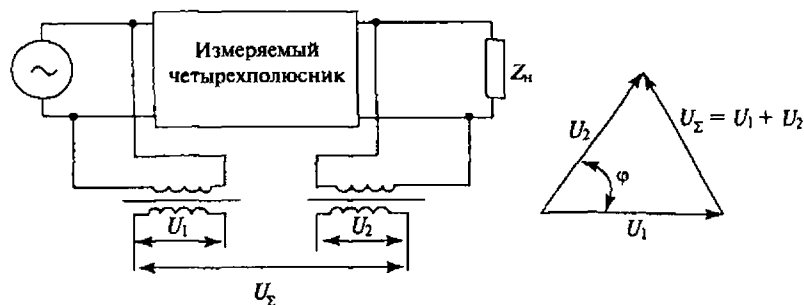


Рис. 5.16. Метод измерения разности фаз методом трех напряжений

чины φ по формуле (5.16). Для упрощения расчетов величины напряжений U_1 , U_2 выравнивают с помощью делителей напряжения, при этом $\varphi = 2 \arccos \frac{U_\Sigma^2}{2U}$.

Как следует из выражений (5.13) и (5.14), измерение фазовых постоянных сводится к измерению разности фаз между напряжениями, заданными определенными условиями. Сложность измерения фазовых постоянных состоит в том, что они могут изменяться в широких пределах $\pm(0 \dots k\pi)$, где $k \geq 1$.

5.3. Измерение уровней передачи

5.3.1. Остаточное затухание (ОЗ) и остаточное усиление (ОУ)

Остаточным затуханием a_0 канала или группового тракта называется разность между суммой затуханий a_i и суммой усилений S_j , вносимых всеми его элементами

$$a_0 = \sum_1^n a_i - \sum_1^m S_j \text{ (дБ)}.$$

ОЗ и ОУ определяют и измеряют как рабочее затухание (усиление) при одинаковых активных сопротивлениях генератора (R_r) и нагрузки (R_H), равных номинальным значениям входного и выходного сопротивлений канала ($R_{\text{ном}}$).

Обычно ОЗ и ОУ измеряют методом известного генератора способом по разности уровней. Затухание определяется выражением

$a_0 = p_{E/2} - p_n$, а усиление $S_0 = p_n - p_{E/2}$. Уровень $p_{E/2}$ измеряется на резисторе $R = R_r$. Уровень $p_{E/2}$ часто называют уровнем на входе канала $p_{вх}$, что не соответствует определению рабочего затухания. Если входное сопротивление канала или тракта отличается от номинального на $\pm 10\%$, то разница между $p_{E/2}$ и $p_{вх}$ будет $\pm 0,4$ дБ, а при отклонениях от номинального значения на $\pm 5\%$ — около $\pm 0,2$ дБ.

В каналах тональной частоты (ТЧ) аналоговых систем передачи (АСП) остаточное усиление измеряется на четырехпроводном, а остаточное затухание — на двухпроводном окончании канала. Величина нагрузок выбирается равной номинальным значениям входных и выходных сопротивлений. Для канала ТЧ они равны 600 Ом. Измерения приводятся на частоте 1020 Гц при $p_{E/2} = -10$ дБМО (для ОЗ) и $p_{E/2} = -23$ дБМО (для ОУ). Такие уровни выбраны для уменьшения влияния перегрузки группового тракта АСП. Схема измерения ОУ приведена на рис. 5.17. Норма ОЗ для канала ТЧ с двухпроводным окончанием равна 7 дБ. Норма ОУ для канала ТЧ с четырехпроводным окончанием составляет 17 дБ. Соответственно на сопротивлении нагрузки R_n измеренный уровень p_n должен составлять -6 дБ — для четырехпроводного и -17 дБ — для двухпроводного окончания канала. Погрешность измерения уровней $p_{E/2}$ и p_n не должна превышать $\pm 0,2$ дБ.

При проведении измерений в тракте первичной группы отключают оборудование индивидуального преобразования. От измерительного генератора с выходным сопротивлением 135 Ом через магазин затуханий с сопротивлением 135 Ом на вход панели передачи первичной группы (ПППГ) группового тракта подают сигнал с частотой 82 кГц и уровнем -45,5 дБ. Измерение выполняют на выходе группового тракта приема избирательным измерителем уровня со входным сопротивлением 135 Ом. Измеренный уровень должен быть равен $-11,5 \pm 0,3$ дБ.

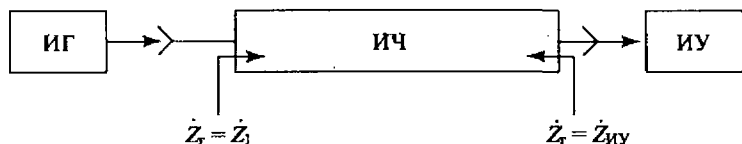


Рис. 5.17. Схема измерения ОУ

Остаточное усиление в тракте вторичной группы измеряют на частоте 420 Гц и используют приборы с входным сопротивлением 75 Ом. Значения уровней передачи и приема определяются типом системы передачи и приводятся в технической документации.

В каналах ТЧ, образованных ЦСП, ОЗ и ОУ измеряют при $p_{E/2} = 0$ дБМО.

5.3.2. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)

Амплитудно-частотная характеристика представляет собой зависимость ОЗ (a_0) или ОУ (s_0) каналов или групповых трактов от частоты синусоидального сигнала $a_0 = \varphi(f)$, $S_0 = \varphi(f)$ при условии, что уровень входного сигнала $p_{вх}$ будет оставаться постоянным.

В идеальном случае все частотные составляющие сигнала должны иметь при прохождении по каналу одинаковое затухание или усиление, т.е. идеальная АЧХ будет представлять собой прямую линию. Реальная АЧХ определяется частотной характеристикой затухания фильтров, используемых в канале (тракте).

Например, в простом канале ТЧ будут включены два фильтра низкой частоты (ФНЧ): в оборудовании тракта передачи и тракта приема. При организации составного канала, например, одного транзита (переприема) по тональной частоте количество фильтров увеличится на два. Следовательно, при увеличении числа транзитов неравномерность АЧХ канала будет возрастать.

АЧХ измеряется только после того, как будет измерено ОЗ и установлено его номинальное значение. АЧХ нормируют и измеряют на ряде фиксированных частот (см. гл. 8). По полученным результатам измерений строят АЧХ (рис. 5.18).

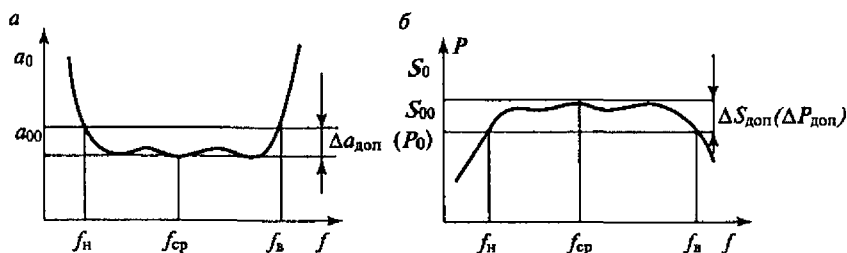


Рис. 5.18. Амплитудно-частотная характеристика

Нормируется АЧХ допустимым отклонением величины ОЗ (Δa_0) или ОУ (ΔS_0) при различных частотах от его фактического значения при средней частоте. Для канала ТЧ допустимые отклонения ОЗ или ОУ при $f_{cp} = 1020$ Гц будут определяться

$$\Delta a_0 = a_0 - a_{0(1020)}; \Delta S_0 = S_0 - S_{0(1020)}.$$

На рис. 5.19 в качестве примера приведена норма допустимого отклонения АЧХ для канала ТЧ, так называемая «маска» канала. Измеренная характеристика не должна выходить за пределы допустимых значений, обозначенных на рисунке штриховкой. Отличаются «маски» каналов ТЧ, имеющих различное число переприемов по тональной частоте, а также маски каналов ТЧ, предназначенных для передачи данных с разными скоростями.

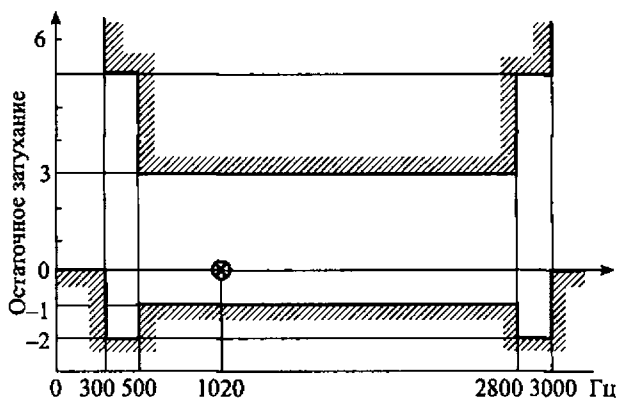


Рис. 5.19. Норма допустимого отклонения АЧХ для канала ТЧ

Измерение АЧХ групповых и линейных трактов выполняют в диапазоне рабочих частот. Схемы проведения измерений АЧХ аналогичны схемам измерений их остаточных усилений.

5.3.3. Фазочастотная характеристика каналов и трактов (ГВП)

Определение группового времени прохождения ГВП дано в п. 5.2. При передаче многочастотных сигналов по каналам и тактам СП фазовые искажения отсутствуют только в том случае, если фазовый сдвиг сигналов линейно зависит от частоты. Фазовые искажения

имеют очень важное значение при передаче дискретных сигналов, а также при передаче всех видов сигналов (включая и речевые) на большие расстояния.

Измерение группового времени прохождения

В соответствии с выражением (5.15) для измерения ГВП необходимо измерять приращение фазы гармонического сигнала при малых приращениях частоты. В приборах для измерения ГВП используется принцип Найквиста, в соответствии с которым фаза огибающей при передаче АМ-колебаний изменяется пропорционально $t_{гр}$. При этом частота модулирующих колебаний Ω должна быть существенно ниже несущей измерительной частоты ω (рис. 5.20).

В общем случае АМ-колебания содержат три частотных составляющих: $(\omega - \Omega)$, ω , $(\omega + \Omega)$ (рис. 5.21). Если соблюдается условие $\Omega \ll \omega$, то промежуток между составляющими $(\omega - \Omega)$ и $(\omega + \Omega)$ будет малым и ФЧХ в этом промежутке будет линейна, а затухание (усиление) постоянно. Тогда

$$\Delta t_{гр} = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = \frac{(\varphi_0 + \varphi_{\Omega}) - (\varphi_0 - \varphi_{\Omega})}{(\omega + \Omega) - (\omega - \Omega)} = \frac{2\varphi_{\Omega}}{2\Omega} = \frac{\varphi_{\Omega}}{\Omega}. \quad (5.17)$$

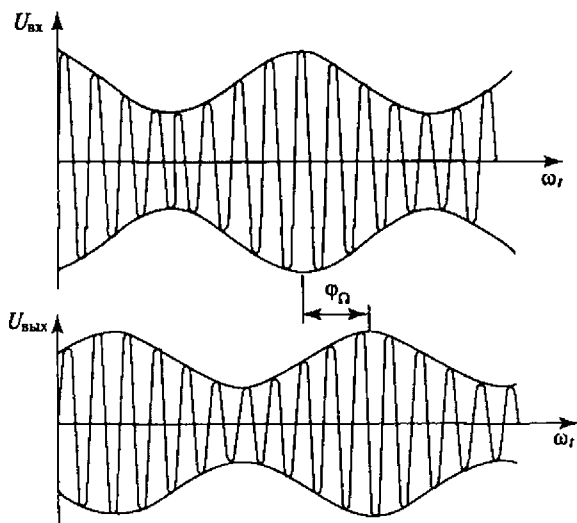


Рис. 5.20. К измерению ГВП по методу Найквиста

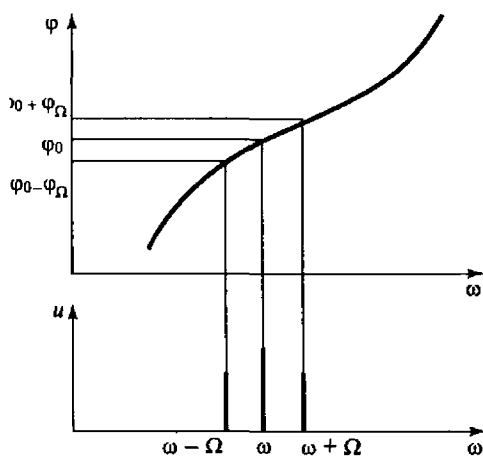


Рис. 5.21. Зависимости φ и u от ω для АМ-колебаний

Для измерения ГВП в приборах формируются АМ-колебания с фиксированной частотой Ω и переменной ω , выделяются напряжения огибающих входного и выходного сигналов и измеряется разность их фаз. Шкала измерителя может быть градуирована в единицах времени (микро- и миллисекунда).

Для измерения ГВП каналов и трактов следует применять два прибора, в одном из которых используется передающая часть, а

в другом — приемная. При этом необходимо передавать информацию о фазе напряжения огибающей входного сигнала в пункт приема или информацию о фазе напряжения огибающей выходного сигнала в пункт передачи. В том и другом случаях информационный сигнал получает дополнительный фазовый сдвиг. Поэтому измеряется относительное ГВП.

Широкое распространение получили приборы для измерения ГВП с поочередной передачей АМ-колебаний на средней (опорной) и измерительных частотах по измеряемому каналу. Период коммутации выбирается кратным четному числу периодов модулирующих колебаний: $T_k = 2nT_\Omega$. Поэтому чередование несущих частот происходит при одной и той же фазе огибающей (в моменты перехода модулирующего напряжения через ноль) без разрыва (рис. 5.22, а). При различии $t_{гр}$ на средней $t_{гр(\omega_0)}$ и измерительной $t_{гр(\omega)}$ частотах фазы напряжений огибающих при этих частотах на выходе четырехполосника различаются, и в моменты смены несущих происходят разрывы огибающей (рис. 5.22, б). При передаче измерительной и средних частот разность фаз огибающих определяется разностью абсолютных ГВП при этих частотах по выражению (5.17), т.е. пропорциональна относительному ГВП:

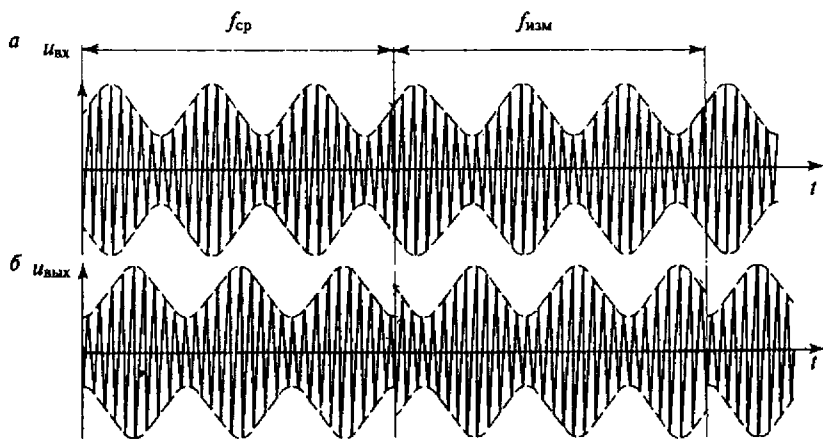


Рис. 5.22. Амплитудно-модулированные колебания на входе и выходе канала по поочередной передаче средней и измерительной частот

$$\Delta t_{гр} = \frac{\varphi_{\Omega(\omega)} - \varphi_{\Omega 0}}{\Omega} = \frac{\Delta \varphi_{\Omega}}{\Omega}$$

Таким образом, за один период коммутации средней и измерительной частот измеряется $\Delta t_{гр}$ при данной измерительной частоте.

5.3.4. Амплитудная характеристика (АХ) каналов и трактов

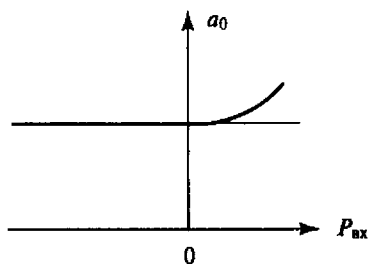


Рис. 5.23. Амплитудная характеристика (АХ) каналов

Амплитудная характеристика (АХ) каналов и трактов представляет собой зависимость ОЗ (a_0) или ОУ (S_0) от уровня гармонического сигнала с постоянной частотой на входе (рис. 5.23) $a_0 = \psi(p_{вх})$ и $S_0 = \psi(p_{вх})$.

Амплитудные характеристики каналов ТЧ нормируют и измеряют в виде зависимости приращения ОЗ (Δa_0) или ОУ (ΔS_0) от уровня на входе относительно его значения при уровне на входе -10 дБМО (рис. 5.24): $\Delta a_0 = a_0(p_{вх}) - a_0(p_{вх} = -10 \text{ дБ})$ или $\Delta S_0 = S_0(p_{вх}) - S_0(p_{вх} = -10 \text{ дБ})$.

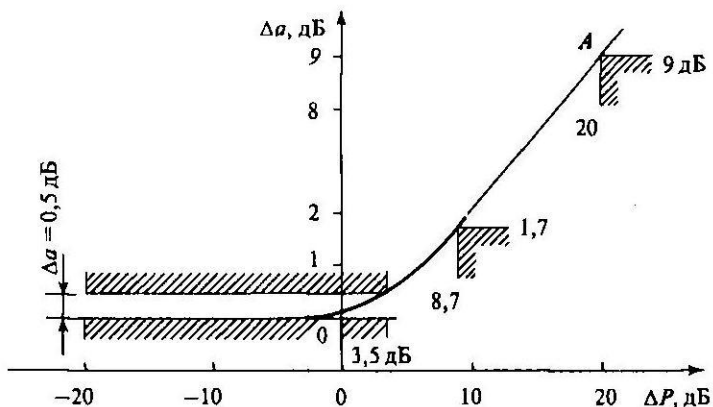


Рис. 5.24. Нормирование АХ-канала ТЧ

В идеальном случае АХ должна быть прямолинейной. В каналах и трактах АСП реальная характеристика имеет искривление в области высоких уровней, обусловленное в первую очередь нелинейностью АХ усилительных элементов, преобразователей частоты и элементов с ферромагнитными сердечниками. Искривление в области низких уровней обусловлено наличием

помех (рис. 5.25), кривая 1 соответствует каналу с ОЗ, а кривая 2 — каналу с ОУ.

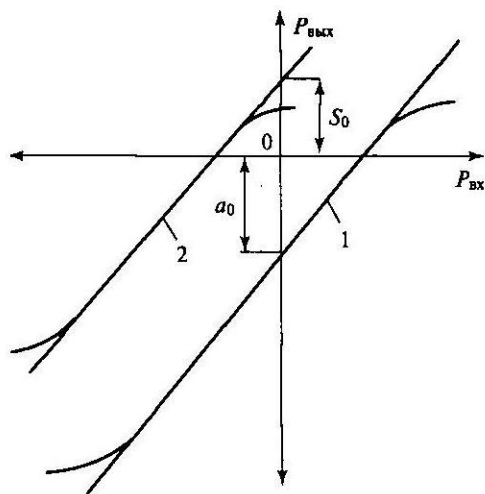


Рис. 5.25. Измерение АХ-трактов

Реальная измеренная АХ в трактах ЦСП имеет загиб в области больших уровней, который появляется из-за нелинейности характеристик кодера и декодера оборудования первичного мультиплексирования. Нелинейность АХ приводит к искажению формы сигнала на выходе канала из-за влияния появляющихся гармоник.

5.3.5. Нелинейные искажения в каналах и трактах

Нелинейные искажения в каналах ТЧ АСП нормируют коэффициентом нелинейности ($k_{3Г}$) или затуханием нелинейности по третьей гармонике ($a_{3Г}$), а также суммарным коэффициентом нелинейности по второй и третьей гармоникам при уровне измерительного сигнала 0 дБМО.

Частота измерительного сигнала для каналов, образованных ЦСП, — 1020 Гц, для каналов АСП можно использовать частоты 800 или 1000 Гц. Коэффициент гармоник генератора не должен быть выше 0,1...0,2 %.

В каналах ТЧ ЦСП нормами предусматривается измерение НИ по комбинационной составляющей третьего порядка p_{k32} вида $f_{k32} = 2f_1 - f_2$. Измерения проводят на комплектах каналообразующего оборудования при шлейфе со стороны цифрового тракта (рис. 5.26). Образующие сигналы с частотами 850 и 680 Гц и уровнем -4 дБМО каждый. Уровень комбинационной составляющей p_{k32} с частотой $f_{k32} = 2 \cdot 850 - 680 = 1020$ Гц измеряется на выходе канала избирательным измерителем уровня с полосой $\Delta F \leq 10$ Гц и избирательностью при расстройке $\Delta f = 100$ Гц не менее 55 дБ.

Затухание a_{k32} определяют по выражению (4.11).

Нелинейные искажения в групповых и линейных трактах АСП нормируют затуханием нелинейности по второй и третьей гармоникам или по комбинационным составляющим второго и третьего порядков (см. п. 4.5.2).

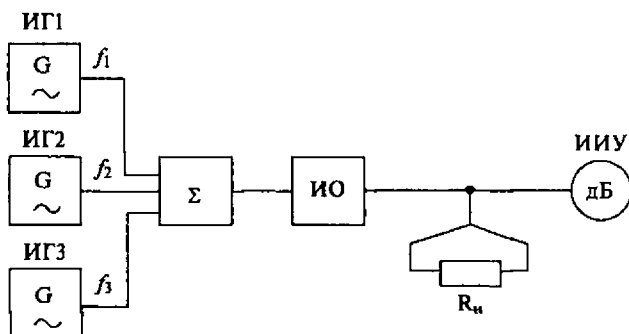


Рис. 5.26. Схема измерения нелинейных искажений по комбинационным составляющим

5.3.6. Измерение помех и защищенности от помех

Помехами называются появляющиеся в каналах и трактах посторонние токи, частотный спектр которых совпадает со спектром передаваемых сигналов. Помехи, преобразованные вместе с полезным сигналом, на выходе канала ТЧ проявляются в виде шума, переходного разговора гармонических тонов. Отдельные составляющие помех, обусловленные различными источниками, как правило, не коррелированы между собой, поэтому общую интенсивность помех (шумов) определяют суммированием мощностей всех составляющих.

Нормируемые и измеряемые составляющие помех

Для обеспечения необходимого качества связи в каналах и групповых трактах (ГТ) систем передачи нормируются предельно допустимые значения величин и, следовательно, должны измеряться:

- мощность (уровень мощности) суммарных помех (шумов), а также отдельных составляющих помех;
- психометрическая мощность и мощность невзвешенных шумов в каналах ТЧ и ГТ, усредняемые за определенный промежуток времени (5 с, 1 мин, 1 ч), приведенные к ТНОУ;
- уровень мощности селективных (гармонических) помех, обусловленных пульсациями питающих напряжений, токами вызванных и сигнальных частот, остатками токов несущих и контрольных частот, приведенный к ТНОУ;
- защищенность от внятных переходных влияний;
- защищенность от продуктов паразитной модуляции сигнала пульсациями питающих напряжений;
- защищенность от сопровождающих помех в каналах ТЧ ЦСП.

Кроме того, в каналах, предназначенных для передачи дискретных сигналов, нормируют и измеряют относительное время действия импульсных помех, относительное время действия кратковременных прерывов сигнала, коэффициент ошибок.

Шумы, отдельные составляющие помех и защищенность от помех следует измерять после установки номинального ОУ (ОЗ), при нагрузке измеряемых каналов и трактов на номинальные сопротивления, т.е. при выполнении условий:

$$a_0 = a_{0\text{ном}}; S_0 = S_{0\text{ном}}; R_T = R_{\text{ном}}; R_H = R_{\text{ном}}. \quad (5.18)$$

Измерение психофотметрической и невзвешенной мощности шумов в каналах ТЧ. Действие помех с различными частотами на качество речевой передачи неодинаково из-за неравномерности частотной зависимости чувствительности слуха человека, а также коэффициента передачи электроакустических преобразователей (телефона, громкоговорителя). Для определения частотной зависимости чувствительности системы «телефон—ухо» для типовых телефонных аппаратов используются специальные телефонометрические измерения. Зависимость определяется рекомендациями МККТТ с помощью значений психофотметрических (взвешивающих) коэффициентов $k_{псi}$ для различных частот f_i . Эти коэффициенты нормируют относительно коэффициента при частоте 800 Гц. Зависимость психофотметрических коэффициентов для телефонных каналов — нормированная психофотметрическая характеристика — представлена на рис. 5.27. Соответствующую характеристику нормируют также и для каналов звукового вещания.

Психофотметрическим напряжением называют среднее квадратичное значение напряжения шума, измеренное на согласованном сопротивлении нагрузки 600 Ом, с учетом неравномерности чувствительности системы «телефон—ухо» (или «громкоговоритель—ухо»). Психофотметрическое напряжение и уровень психофотметрического напряжения, соответственно определяются выражениями:

$$U = \sqrt{\sum_{i=1}^n (k_{псi} U_{fi})^2} \text{ (В)}; \quad p_{пс} = 20 \lg \frac{U_{пс}}{0,775} \text{ (дБнл)}.$$

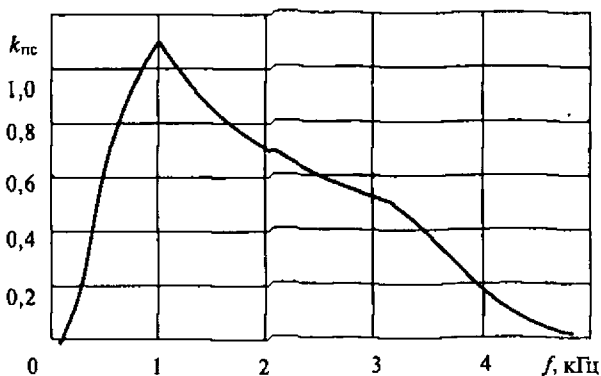


Рис. 5.27. Нормированная психофотметрическая характеристика

Псофометрическая мощность и уровень псофометрической мощности шума (помех) определяются соответственно:

$$P_{\text{пс}} = U_{\text{пс}}^2 / 600 \text{ (Вт)}; \quad p_{\text{пс}} = 10 \lg \frac{P_{\text{пс}}}{1 \text{ мВт}} \text{ (дБмп)}.$$

Действие многочастотных помех на качество передачи многочастотных сигналов определяется их суммарной интенсивностью. Поэтому в каналах, предназначенных для передачи дискретных сигналов, нормируют и измеряют мощность или напряжение невзвешенных шумов (помех). Если шум в канале ТЧ имеет сплошной и равномерный частотный спектр, то связь между псофометрическими и невзвешенными напряжениями, мощностями или соответствующими уровнями определяется выражениями:

$$U_{\text{пс}} = U_{\text{ш}} / 1,33; \quad P_{\text{пс}} = P_{\text{ш}} / 1,78; \quad p_{\text{пс}} = p_{\text{ш}} - 2,5 \text{ (дБ)}. \quad (5.19)$$

Псофометрическое напряжение и напряжение невзвешенных шумов (или соответствующий уровень) в каналах ТЧ измеряют псофометрами. По нормам допустимой мощности взвешенного или невзвешенного шума в ТНОУ могут быть рассчитаны допустимые напряжения или уровни в точках измерения.

Псофометр (рис. 5.28) представляет собой электронный измеритель средних квадратических значений несинусоидальных напряжений. Он имеет две или три частотные характеристики чувствительности: псофометрическую для телефонных каналов, равномерную с точностью $\pm(0,2+0,5)$ дБ в полосе от 15...30 Гц до 15...20 кГц, и, если предусмотрено, псофометрическую для каналов звукового вещания.

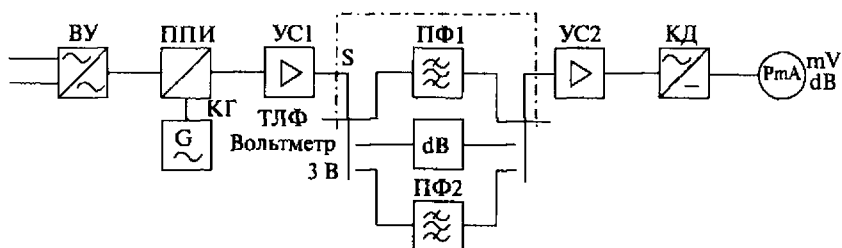


Рис. 5.28. Схема псофометра

Шкала псофометра градуируется в милливольтгах и (или) децибелах по действующему значению синусоидального напряжения с частотой 800 Гц. Пределы измерения от 30...100 мкВ до 1...10 В (от -90...-80 до +10...+20 дБ), с погрешностью не более $\pm(0,5+1,0)$ дБ. Входное устройство ВУ обеспечивает симметричные относительно земли входные сопротивления: (600 ± 30) Ом и высокие (не менее 8...10 кОм) с большим затуханием асимметрии ($a_{ac} > 90$ дБ). Переключатель пределов измерений ППИ представляет собой ступенчатый делитель напряжения, а УС1 — согласующий усилитель. Псофометрические фильтры ПФ1 и ПФ2 определяют частотные характеристики чувствительности при измерении взвешенных помех соответственно в телефонных каналах и каналах звукового вещания. Удлинитель дВ имеет затухание, равное затуханию псофометрических фильтров при средней частоте, и включается при измерении невзвешенных помех. Усилитель УС2 обеспечивает необходимую чувствительность в диапазоне рабочих частот прибора. Квадратичный детектор КД преобразует измеряемое несинусоидальное (многочастотное) напряжение с пикфактором $U_m/U \geq 3-4$ в постоянный ток по квадратическому закону $i_{\text{вых}} = kU_{\text{вх}}^2$ или $i_{\text{вых}} = \sqrt{kU_{\text{вх}}^2}$. Этот ток измеряется микроамперметром Р мА, шкала которого градуирована в милливольтгах и (или) децибелах. На выходе КД включен RC-фильтр, сглаживающий кратковременные выбросы измеряемого напряжения. Постоянную времени фильтра выбирают такой, чтобы стрелка прибора отклонялась на 98 % от установившегося значения через промежуток времени $t_{\text{н}} = (200 \pm 50)$ мс после включения на вход прибора гармонического сигнала с частотой 800 Гц. Время $t_{\text{н}}$ называют временем усреднения (интеграции) псофометра. При измерении псофометром в каналах ТЧ помех (шумов) с изменяющимся напряжением рекомендуется делать пять отсчетов в течение 5 с и определять среднее значение. Для облегчения процедуры измерений в некоторых псофометрах предусматриваются дополнительные градации времени усреднения из ряда 1, 3, 5, 10 с.

Современные псофометры и универсальные приборы, измеряющие шумы (помехи), выполняют с цифровым отсчетом. В таких приборах предусматривается вычисление средних значений за заданные интервалы и за сеанс измерений.

Уровни напряжения взвешенного и невзвешенного шума на выходе ГТ в полосе канала ТЧ измеряют при полной загрузке ГТ и закрытом канале ТЧ, в полосе которого измеряется шум. Измерения следует выполнять ИИУ с квадратичным детектором, имеющим полосу пропускания $\Delta F = 1,74$ или $\Delta F = 3,1$ кГц. Избирательность ИИУ должна быть не менее 60...70 дБ при расстройке на ± 2 кГц в присутствии сигналов загрузки с уровнем на 50...60 дБ больше измеряемого. При $\Delta F = 1,74$ кГц измеряют уровень псофометрического напряжения шума, а при $\Delta F = 3,1$ кГц — уровень невзвешенного шума.

Уровень селективных (гармонических) помех в каналах ТЧ измеряют низкочастотным ИИУ или анализаторами спектра с избирательностью не менее 40 дБ при расстройке на ± 30 Гц и более. При измерениях в ГТ избирательность ИИУ должна быть не менее 40...50 дБ при расстройке на ± 1 кГц и более.

Защищенность сигнала от продуктов паразитной модуляции (ПМ). Причиной появления продуктов паразитной модуляции являются чаще всего токи промышленной частоты 50 Гц. Поэтому защищенность от продуктов паразитной модуляции (ПМ) определяется разностью уровня измерительного сигнала p_c на выходе канала или ГТ и уровня $p_{ПМ}$ каждого из продуктов паразитной модуляции с частотами $f_c \pm 50n$ Гц при $n = 1, 2, 3, \dots, 8$, таким образом $A_{ЗПМ} = p_c - p_{ПМ}$.

При измерениях используется уровень измерительного сигнала 0 дБмО, а частота та же, что при измерении ОУ (ОЗ). Защищенность генератора от продуктов ПМ не менее 75 дБ. Избирательный измеритель уровня должен обеспечивать измерение уровня составляющих ПМ на 75...80 дБ меньше уровня измерительного сигнала и иметь избирательность не менее 75...80 дБ при расстройке на ± 50 Гц и более. Селективные помехи и защищенность от продуктов ПМ измеряют в часы наименьшей загрузки при выполнении условий (5.19).

Защищенность от внятных переходных влияний (ЗВПВ) между каналами ТЧ или ГТ систем передачи на ближнем и дальнем концах определяют как разность уровней измерительного (влияющего) сигнала p_c и переходного сигнала $p_{СП}$ на выходе канала (ГТ), подверженного влиянию $A_{ЗПВ} = p_c - p_{СП}$. Измерения ЗВПВ следует выполнять в часы наименьшей загрузки при выполнении условий (5.19). При этом ОУ (ОЗ) должно быть одинаково во влияющем и подверженном влиянию каналах (ГТ). Уровень влияющего сигнала p_c измеряют на выходе

влияющего канала (ГТ), а уровень переходного сигнала измеряется ИИУ на частоте влияющего сигнала (рис. 5.29). Комбинация каналов (ГТ), между которыми измеряется ЗВПВ, частоты и уровни измерительных сигналов указываются в [7]. Так, например, для каналов ГЧ $f_c = 1000$ (1020) Гц, $p_c = 0$ дБМО.

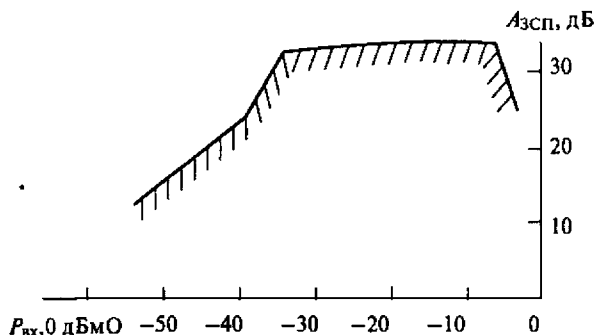


Рис. 5.29. Зависимость нормируемой защищенности от сопровождающих помех в каналах ГЧ ЦСП

Защищенность сигнала от сопровождающих помех (ЗСП) в каналах ГЧ ЦСП определяется выраженным в децибелах отношением среднего квадратического напряжения испытательного сигнала U_c к среднему квадратическому напряжению сопровождающих помех $U_{СП}$ на выходе канала (или разностью соответствующих уровней):

$$A_{зсп} = 20 \lg \frac{U_c}{U_{СП}} = p_c - p_{СП}.$$

Основной составляющей сопровождающих помех являются искажения квантования. Поэтому ЗСП часто называют отношением сигнал/шум квантования (ОСШК). Защищенность сигнала от сопровождающих помех зависит от уровня сигнала, поэтому ее нормируют и измеряют при уровнях на входе канала от -55 до 0 дБМО (рис. 5.29).

Измерение ЗСП (ОСШК) выполняют специализированными приборами, называемыми измерителями шумов квантования (ИШК). В соответствии с рекомендациями МККТТ для измерения

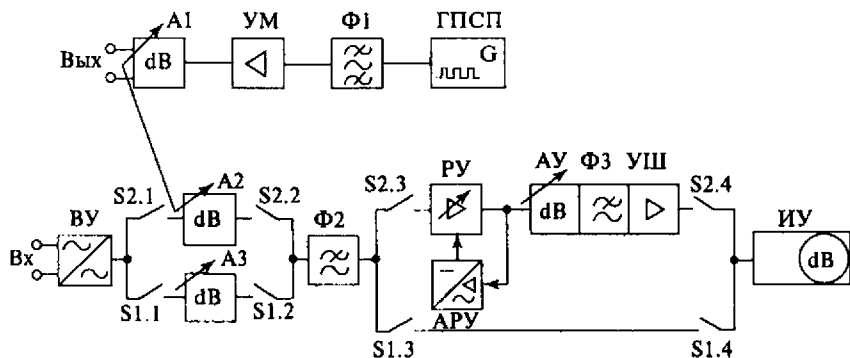


Рис. 5.30. Схема измерителя сопровождающих помех

ЗСП (ОСШК) можно использовать гармонические или псевдошумовые сигналы. Измеритель ЗСП (ОСШК) (рис. 5.30) содержит передающее и приемное устройства, измеряющие «по направлению» и шлейфом.

В передающем устройстве генератор псевдослучайных импульсных последовательностей ГПСП содержит 11-разрядный регистр сдвига, тактируемый с частотой 8080 Гц, и сумматор по mod 2. Импульсная последовательность содержит $2^{11} - 1 = 2047$ бит и имеет период повторения $2047/8080 = 0,253$ с. Расстояние между спектральными составляющими $\Delta f = 8080/2047 = 3,95$ Гц. Полосовой фильтр Ф1 с полосой пропускания 450...550 Гц выделяет $100/3,95 \approx 25$ составляющих этого спектра. Закон распределения сигнала на выходе фильтра близок к нормальному с пикфактором около 10 дБ. Атенюатор А1, включенный на выходе усилителя мощности УМ, обеспечивает установку уровня на выходе прибора ступенями по 0,5 дБ от 0 до -59,5 дБм, при симметричном относительно земли выходном сопротивлении 600 Ом.

В приемной части входное устройство ВУ обеспечивает входное сопротивление 600 Ом, симметричное относительно земли. При замкнутых контактах переключателя S1 измеряется уровень сигнала, а при замкнутых контактах переключателя S2 — отношение сигнал/шум, дБ. Переключатель аттенюатора А2 спарен механически с переключателем А1. Поэтому при установке уровня на выходе пере-

дающего устройства соответственно изменяется чувствительность приемного устройства при измерении отношения сигнал/шум. Атенюатором АЗ изменяют чувствительность прибора при измерении уровня сигнала. Фильтр низких частот Ф2 с частотой среза 3,4 кГц ограничивает полосу частот измеряемых сигналов. Регулируемый усилитель РУ с устройством АРУ поддерживает на выходе постоянный уровень шумового сигнала с полосой 450...550 Гц и, следовательно, уровень сопровождающих помех. Фильтр высоких частот Ф3 с частотой среза 850 Гц выделяет сопровождающие шумы в полосе частот 850...3400 Гц. Измеритель уровня ИУ измеряет уровни средних квадратических напряжений измерительного сигнала по шкале С (+1...-10 дБ) и сопровождающих помех по шкале С/Ш (-1...+10 дБ).

При измерениях «по направлению» используют два прибора. В приборе, подключенном ко входу канала, переключателем аттенюатора А1 «Уровень генератора шума дВ» устанавливают требуемый уровень измерительного сигнала. В приборе, подключенном к выходу канала, замыкают переключатель S1 и изменением затухания аттенюатора АЗ «Чувств. дВ» устанавливают показания прибора в рабочей части шкалы. Следует отметить, что при измерении каналов с остаточным усилением S_0 между выходом канала и входом прибора включают удлинитель с затуханием $a = S_0$, входящий в комплект прибора. Отсчет уровня измерительного сигнала определяется суммой показаний прибора по шкале С и переключателя S1 «Чувствительность дВ». После этого переключатель «Уровень генератора шума с дВ» устанавливают в положение, соответствующее измеренному уровню сигнала. Тем самым устанавливают необходимую чувствительность прибора для измерения С/Ш. Далее замыкают переключатель S2 «Отношение сигнал/шум» и изменением затухания аттенюатора А4 переключателем «Отношение сигнал/шум» устанавливают показания прибора в рабочей части шкалы. Измеренное значение $A_{ЗСП}$ получают суммированием показаний прибора по шкале С/Ш и переключателя «Отношение сигнал/шум». Перечисленные действия выполняют после каждой установки уровня на входе канала.

Относительное время действия импульсных помех (ИП). Импульсной помехой называется сигнал, имеющий небольшую длительность и амплитуду, сопоставимую с амплитудой полезного сигнала. В речевых каналах импульсные помехи ощущаются как щелчки, однако наиболь-

шее влияние ИП оказывают на каналы передачи дискретной информации (ПДИ), они являются причиной 10 % ошибок в каналах ПДИ. Причиной появления ИП в устройствах железнодорожной связи является влияние цепей СЦБ, цепей аналоговой оперативно-технологической связи, соединительных линий АТС, абонентских телефонных линий.

Существует два способа нормирования действия ИП:

- относительное время действия;
- счет числа событий.

Относительное время действия ИП определяется отношением суммарного времени действия ИП, $t_{\Sigma ИП}$, превышающих заданные уровень анализа (пороговый уровень) p_n и длительность t_n , ко времени наблюдения T_n : $\Delta t_{ИП} = t_{\Sigma ИП} / T_n$. МККТТ рекомендует использовать длительность сеанса наблюдения 15 мин.

Относительное время действия кратковременных перерывов (КП). Кратковременным перерывом считается краткосрочное изменение уровня сигнала на $\pm 17,3$ дБ. Кратковременные перерывы вызывают 90 % ошибок в каналах ПДИ. Причинами их появления могут быть перегрузка группового тракта; влияние импульсных помех; неисправность АРУ; переключения генераторного оборудования, стационарного или дистанционного питания; нарушения контактов; несанкционированные действия технического персонала.

Нормирование КП, так же как и ИП, осуществляется двумя способами: относительное время действия и счет числа событий. Относительное время действия КП определяется отношением суммарного времени действия кратковременных занижений уровня сигнала $t_{\Sigma КП}$ более заданного Δp_n продолжительностью более t_n ко времени наблюдения T_n :

$$\delta t_{КП} = t_{\Sigma КП} / T_n$$

В рекомендациях МККТТ определены

$$p = -15 \text{ дБМО}; t_{ИП} \geq 0,5 \text{ мс}; \Delta p_n = 18...20 \text{ дБ}, \text{ и } t_{КП} \geq 0,5 \text{ мс}.$$

Нормирование путем счета числа событий предусматривает подсчет числа ИП, КП, а также скачков амплитуды (СкА) и скачков фазы (СкФ). Общее число всех этих событий за сеанс измерений не должно превышать

$$\Sigma ИП + \Sigma КП + \Sigma СкА + \Sigma СкФ \leq 36.$$

При этом должны быть соблюдены следующие условия: за 15-минутный сеанс измерений

$$\Sigma \text{ИП} \leq 18; \Sigma \text{КП} \leq 19; \Sigma \text{СкА} \leq 10; \Sigma \text{СкФ} \leq 10.$$

Суммарное относительное время действия ИП и КП за часовой отрезок времени:

• для АСП — $6 \cdot 10^{-5} \frac{L}{2500}$; из них $4,8 \cdot 10^{-5}$ относится на долю КП и $1,2 \cdot 10^{-5}$ — на долю ИП;

• для ЦСП — $8 \cdot 10^{-6} \frac{L}{12500}$, из них $6,4 \cdot 10^{-6}$ относится на долю

КП и $1,6 \cdot 10^{-6}$ — на долю ИП, где L — длина канала (тракта) связи.

Разные фирмы — производители СИ используют различные принципы подсчета ИП и КП. В приборе СИПП использовано относительное время действия, а в приборах ДЛМ-4, ДЛА-5, «Ангстрем» — счет числа событий.

5.3.7. Измерение изменения частоты передаваемых сигналов

В АСП изменение частоты передаваемых сигналов происходит вследствие разницы частот задающих генераторов каналообразующего оборудования:

$$f_c = f_c \pm \Delta f_c = f_c \pm \Delta f_0 \frac{f_{vi}}{f_0},$$

где f_c — частота передаваемого сигнала;

Δf_c — изменение частоты сигнала;

Δf_0 — разность частот передающей и приемной частей каналообразующего оборудования;

f_{vi} — виртуальная несущая частота i -го канала в линейном спектре;

f_0 — частота задающего генератора передающей части.

Измерение изменения частоты сигнала можно выполнять специальными приборами, цифровыми частотомерами или с помощью ЭЛО.

В специализированных приборах для измерения ИЧС в передающей части формируются два гармонических напряжения строго кратных частот $f_1 = 1020$ Гц и $f_2 = 2040$ Гц. В приемную часть поступают сигналы, смещенные на Δf_c . После разделения этих сигналов фильтрами частота f_1 умножается на $2n$, а f_2 — на n . Преобразователь частоты формирует колебания разностной частоты:

$$\Delta f = 2\pi(1020 \pm \Delta f_c) - \pi(2040 \pm \Delta f_c) - \pi \Delta f_c. \quad (5.20)$$

Умножение частоты на n упрощает индикацию относительно низкой частоты Δf_c (0...5÷10) Гц.

Для измерения ИЧС цифровыми частотомерами в канал передается сигнал с частотой f_c , а на входе и нагруженном выходе канала параллельно подключают частотомеры. Изменение частоты сигнала определяется разностью показаний частотомеров, которые должны обеспечивать измерение частоты с погрешностью не более 0,1 Гц (время счета 10 с). Для ускорения процесса измерений целесообразно измерять длительность периода измеряемой частоты с последующим пересчетом в частоту с необходимой точностью. Для измерения частоты с разрешением 0,1 Гц длительность периода следует измерять с разрешением 0,1 мкс. При этом время счета 1...100 мс в зависимости от типа частотомера.

При измерении ИЧС с помощью ЭЛО гармонический сигнал частотой f_c от одного генератора передается по двум крайним каналам группы (или системы) с виртуальными несущими в линейном спектре f_{B1} f_{B2} . Сигналы с нагруженных выходов каналов подаются на Y- и X-вход ЭЛО. На экране получается изображение медленно вращающегося эллипса. Частота вращения эллипса N (об/с) равна разности частот на выходах каналов. В соответствии с выражением (6.20)

$$N = \Delta f = f_{c2} - f_{c1} = \left(f_c \pm \frac{f_{B2}}{f_0} \Delta f_0 \right) - \left(f_c \pm \frac{f_{B1}}{f_0} \Delta f_0 \right) = \Delta f_0 \frac{f_{B2} - f_{B1}}{f_0}.$$

Расхождение частот задающих генераторов $\Delta f_0 = N f_0 / (f_{B2} - f_{B1})$.

Изменение частоты сигналов в канале с самой высокой виртуальной несущей частотой в линейном спектре f_{BB} :

$$\Delta f_c = \Delta f_0 f_{BB} / f_0 = N f_{BB} / (f_{B2} - f_{B1}).$$

Если задано максимальное значение $\Delta f_{c \max}$ в этом канале, то допустимая частота вращения эллипса

$$N \leq \Delta f_{c \max} (f_{B2} - f_{B1}) / f_{BB}.$$

Для определения N обычно считают частоту вращения за относительно большой промежуток времени.

Глава 6. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЛИНИЙ СВЯЗИ

6.1. Измерение параметров линий связи постоянным током

На воздушных и кабельных линиях связи измерения в процессе эксплуатации проводят для определения места и характера повреждения. Основными видами повреждений на ВЛС являются обрыв проводов, повышенная асимметрия, сообщения между проводами, сообщение провода с землей. Обрывы проводов возникают под действием погодных факторов (бури, метели, гололед, старение проводов и др.). Повышенная омическая асимметрия появляется вследствие некачественных соединений проводов. На КЛС основными повреждениями являются: нарушение изоляции, обрыв жил кабеля, повышенное сопротивление жил, асимметрия, различного вида комбинированные повреждения. При повреждении изоляции возможны следующие случаи: повреждение изоляции между жилой и землей, между жилами, между всеми жилами кабеля при одновременном повреждении изоляции относительно земли. Обрыв жил кабеля возможен при сохранении нормального сопротивления изоляции. Повреждения могут быть как постоянными, так и временными, в последнем случае обнаружить их гораздо сложнее. Неисправный усилительный участок и характер повреждения могут быть определены по напряжению и току дистанционного питания и значениям токов контрольных частот.

Выбор метода измерений зависит от предполагаемого характера повреждения, имеющихся средств измерений, требуемой точности и длительности проведения измерений.

Для определения характера повреждений сначала проводят измерение параметров цепей постоянным током. Если с помощью этих методов обнаружить неисправность не удалось, то проводятся испытания переменным током. При этом необходимо убедиться в том, что

станционное оборудование систем передачи информации находится в исправном состоянии.

Постоянным током измеряются следующие параметры цепей связи: электрическое сопротивление цепи (сопротивление шлейфа), сопротивление проводов и разность их сопротивлений (омическая асимметрия), сопротивление изоляции между проводами и проводов относительно земли. Для кабельных линий связи (КЛС) измеряются рабочая емкость, электрическое сопротивление изоляции проводов и электрическая прочность изоляции.

Переменным током измеряются электрические характеристики цепей, каналов связи, а также групповых и линейных трактов передачи. На частотах, соответствующих рабочему режиму устройств связи, измеряются входное сопротивление цепи, степень влияния цепей друг на друга, а также помехи различного вида.

Ориентировочную проверку сопротивления шлейфа (при замыкании накоротко проводов измеряемой цепи на противоположном конце) проводят испытателем линии (или омметром). Для получения точных результатов измерения параметров цепи применяют мосты постоянного тока (или мегаомметры) и используют метод сравнения.

Измерение характеристик цепей связи начинают с измерения омической асимметрии. Необходимость этого обусловлена тем, что одной из причин увеличения омической асимметрии может являться плохой контакт в месте соединения проводов. При измерении омической асимметрии и сопротивления шлейфа мост питается от источника с напряжением, недостаточным для создания электрического пробоя в месте плохого контакта. Если начать с определения электрического сопротивления изоляции или емкости, то под действием высокого напряжения, применяемого при этих измерениях, в месте плохого контакта может произойти электрический пробой, сопровождаемый временным восстановлением контакта.

6.1.1. Измерение электрического сопротивления цепи (сопротивления шлейфа)

Электрическое сопротивление проводов является одним из основных параметров цепи, так как его величина определяет значение передаваемого сигнала, а, следовательно, и качество связи. Для измерений используется мост постоянного тока. Для измерения шлейфа использовались приборы серии ПКП (ПКП-4, ПКП-5), КМ-61С,

в настоящее время широкое распространение нашли современные мосты постоянного тока: ИРК-ПРО, ОЛИМП-МЦ, ПКМ-4МЦ, Р-333 и др.

Измерение электрического сопротивления цепи с проводами одинакового диаметра и материала выполняют по схеме, приведенной на рис. 6.1. Нормируется электрическое сопротивление шлейфа $R_{ш}$, состоящее из двух проводов:

$$R_{ш} = R_a + R_b,$$

где R_a и R_b — сопротивления отдельных проводов.

После замыкания ключа КЛ1 необходимо уравновесить мост переменным сопротивлением R_M так, чтобы в диагонали моста ток не протекал, при этом стрелка гальванометра отклоняться не должна. При отсутствии тока в диагонали моста выполняется условие: $R_1 R_x = R_2 R_M$, откуда

$$R_x = R_2 R_M / R_1 = n R_M,$$

где R_x — сопротивление измеряемой цепи плюс сопротивление измерительных проводов, Ом;

$n = R_2 / R_1$ — отношение сопротивлений постоянных плеч мостов;

R_M — сопротивление переменного плеча моста, отсчитываемое по показаниям курбеля измерительного прибора. Сопротивление измерительных проводов определяется заранее и вычитается из величины R_x .

Методика проведения измерений состоит в следующем: сначала включается ключ КЛ2, затем ключ КЛ1 для предотвращения влияния

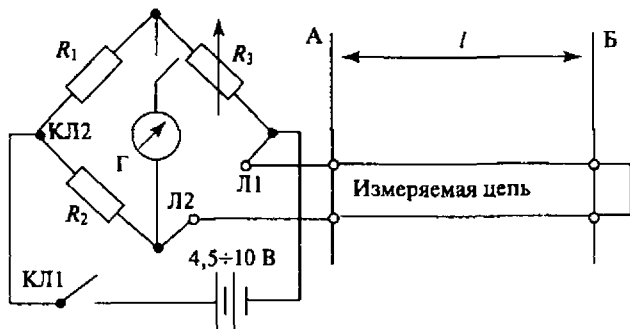


Рис. 6.1. Измерение электрического сопротивления цепи

емкости измеряемой цепи на гальванометр. Выключение производят в обратном порядке. Измеренная величина приводится к $t = 20\text{ }^\circ\text{C}$:

$$R_{20} = \frac{R_t}{\left[1 - \alpha(t_{\text{ср}} - 20)\right]}$$

где R_{20} — сопротивление цепи постоянному току, приведенное к $20\text{ }^\circ\text{C}$, Ом;
 R_t — измеренная величина при температуре t , Ом;
 α — температурный коэффициент сопротивления материалов проводов: для меди 0,0039, для алюминия 0,004, для стали 0,0046, для биметалла 0,0041;
 $t_{\text{ср}}$ — средняя температура почвы на глубине прокладки кабеля или температура воздуха для ВЛС, $^\circ\text{C}$; $t_{\text{ср}} = (t_A + t_B) / 2$, здесь t_A и t_B — соответствующая температура на ст. А и ст. Б.

Километрическое сопротивление цепи (т.е. сопротивление двух проводов кабельной линии длиной 1 км) определяется по формуле

$$R_{\text{км}} = R_{\text{шл}20} / L,$$

где $R_{\text{шл}20}$ — сопротивление, приведенное к температуре $20\text{ }^\circ\text{C}$;
 L — длина измеренной линии, км.

Электрическое сопротивление проводников коаксиального кабеля измеряют, составляя шлейф из внутренних и внешних проводников

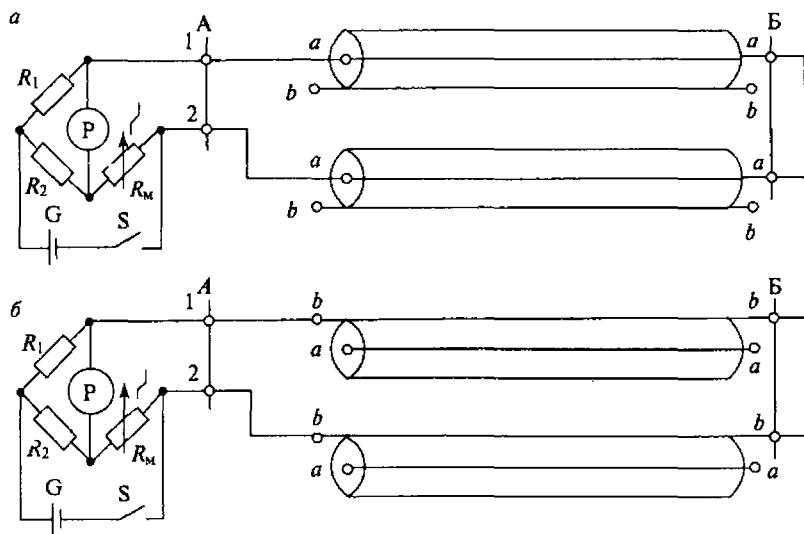


Рис. 6.2. Схема измерения электрического сопротивления шлейфа

двух коаксиальных пар (рис. 6.2). Электрическое сопротивление внутреннего или внешнего проводника вычисляют по формуле

$$R = 0,5nR_M.$$

6.1.2. Измерение сопротивления отдельных проводов цепи

Сопротивление отдельных проводов цепи, имеющих разный диаметр или изготовленных из разного материала (например, внутреннего или внешнего проводника коаксиальной пары, контрольной жилы), измеряется методом трех шлейфов. Метод трех шлейфов применяется тогда, когда на участке имеются исправные провода различного диаметра и материала. Схема измерений приведена на рис. 6.3, а. Для определения сопротивления каждого из проводов измеряется сопротивление трех шлейфов, составленных из проводов a и b , b и v , a и v . Шлейф создается подключением соответствующих жил к зажимам прибора Л1 и Л2. Измерения выполняются аналогично измерению сопротивления цепи:

$$R_{ab} = R_a + R_b = n_1 R_{M1};$$

$$R_{av} = R_a + R_v = n_2 R_{M2};$$

$$R_{bv} = R_b + R_v = n_3 R_{M3}.$$

Решая приведенные уравнения совместно, определяют сопротивление каждого из проводов:

$$R_a = (R_{ab} + R_{av} - R_{bv})/2;$$

$$R_b = (R_{ab} + R_{bv} - R_{av})/2;$$

$$R_v = (R_{av} + R_{bv} - R_{ab})/2,$$

где R_{ab} , R_{av} , R_{bv} — значения сопротивления шлейфа, составленного соответственно из жил $a-b$, $a-v$, $b-v$, Ом.

При необходимости проведения измерений сопротивлений только двух проводников, имеющих различный диаметр или изготовленных из разного материала, используется схема, приведенная на рис. 6.3, б. Этот метод измерений называется *методом заземления шлейфа*.

Измерения этим методом выполняются в два этапа: при первом измерении ключ K_1 устанавливают в положение 1, мост уравнивают с помощью сопротивления R_M (обозначим его R_{M1}). При равно-

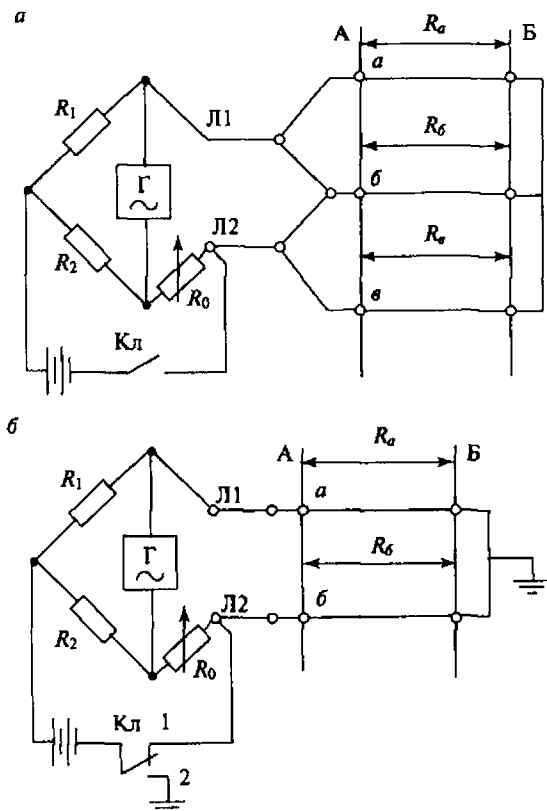


Рис. 6.3. Схема измерения электрического сопротивления внутренних (а) и внешних (б) проводников коаксиальных пар

весии моста $R_{\text{ш}} R_2 = R_1 R_{\text{мл}}$, где $R_{\text{ш}} = R_a + R_{\text{б}}$. Введем обозначение $N_1 = R_1 / R_2$, тогда

$$N_1 R_{\text{мл}} = R_a + R_{\text{б}}. \quad (6.1)$$

При втором измерении (ключ Кл ставится в положение 2) уравнивают мост с помощью сопротивления $R_{\text{м}} = R_{\text{м}2}$, тогда $R_1 (R_{\text{м}2} + R_a) = R_2 R_{\text{б}}$. Введем обозначение $N_2 = R_1 / R_2$, тогда

$$N_2 (R_{\text{м}2} + R_a) = R_{\text{б}}. \quad (6.2)$$

Используя выражения (6.1) и (6.2), получаем формулы для расчета сопротивления проводов R_a и R_b :

$$R_a = (N_1 R_{M1} - N_2 R_{M2}) / (N_2 + 1); \quad (6.3)$$

$$R_b = N_2 (N_1 R_{M1} + R_{M2}) / (N_2 + 1). \quad (6.4)$$

При $N_1 = N_2 = 1$ сопротивления проводов определяют по формулам:

$$R_a = (R_{M1} - R_{M2}) / 2;$$

$$R_b = (R_{M1} + R_{M2}) / 2.$$

Если вспомогательный провод отсутствует, то применяется метод «ложного нуля». Вместо вспомогательного провода используется заземление (рис. 6.4). Сопротивления заземлений r_1 и r_2 на станциях А и Б должны быть известны, так как они входят в плечо измеряемого сопротивления. Если мост уравновешен, то справедливо выражение $nR_M = R + r_1 + r_2$. Величину сопротивления одиночного провода R получают, вычитая из полученного результата сопротивление заземлений. За счет гальванического эффекта между электродами заземлений может возникнуть разность потенциалов, поэтому стрелка гальванометра может отклониться без нажатия ключа включения электропитания (Кл). В этом случае отмечают отклонение стрелки гальванометра, которое является условным, так называемым «ложным нулем». После включения кнопки электропитания выполняют балансировку моста, добиваясь установки стрелки гальванометра на «ложный нуль».

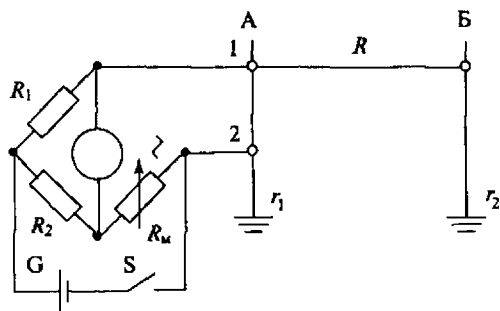


Рис. 6.4. Схема измерения электрического сопротивления отдельных проводов методом трех шлейфов

6.1.3. Измерение разности электрического сопротивления проводов (сопротивления асимметрии) цепи

Разница между электрическими сопротивлениями проводов одной цепи возникает вследствие разных стрел провеса, коррозии металла, плохих контактов в местах соединения проводов и других причин. Увеличение асимметрии цепи приводит к росту взаимного влияния между цепями. Для оценки степени асимметричности цепи используется понятие *омической асимметрии*. Сопротивление асимметрии цепи постоянному току представляет собой разность сопротивлений жил, составляющих одну цепь. Используя выражения (6.3) и (6.4), получим:

$$\Delta R = R_a - R_b = [N_1 R_{M1} (N_2 - 1) + 2N_2 R_{M2}] / (N_2 + 1),$$

при $N_1 = N_2 = 1 \Delta R = R_{M2}$.

Омическая асимметрия цепи измеряется мостом постоянного тока с постоянным отношением плеч методом заземленного шлейфа (рис. 6.5). Сопротивления постоянных плеч моста R_1 и R_2 должны быть равными. После замыкания цепи ключом (Кл) изменяют величину переменного сопротивления R_M до тех пор, пока мост не уравновесится. Величину асимметрии цепи (Ом) просчитывают на курбеле переменного сопротивления. Если при изменении сопротивления R_M мост уравновесить не удастся, жилы a и b , подключенные к прибору, меняют местами.

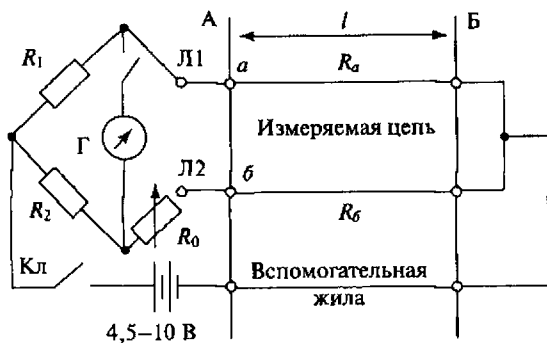


Рис. 6.5. Измерение омической асимметрии цепи

Перед измерением разности сопротивлений определяют нулевую точку моста, так как она не всегда совпадает с нулевой точкой гальванометра. Для этого сопротивление R_m делают равным нулю и при выключенной линии измерения проводят дважды. Например, при первом измерении двух жил диаметром 0,9 мм стрелка гальванометра отклонилась на 25 делений шкалы вправо; при вторичном измерении, когда поменяли местами жилы, стрелка отклонилась на 19 делений шкалы влево. Следовательно, нулевая точка моста находится на три деления шкалы вправо: $(25 - 19)/2 = 3$. При измерениях всех следующих пар жил диаметром 0,9 мм мост должен уравниваться на полученную нулевую точку. При измерении цепей с другим диаметром жил или из другого материала вновь необходимо найти нулевую точку моста. В качестве вспомогательного провода используют одну из жил кабеля или в крайнем случае землю, так как при использовании «земли» следует учитывать также возможное влияние блуждающих токов.

6.1.4. Измерение рабочей емкости цепи

Цепи кабельных линий связи обладают значительной электрической емкостью, определяющей такие важные параметры цепи, как затухание, волновое сопротивление, фазовую характеристику, взаимное влияние между цепями. Для уменьшения взаимного влияния между цепями в кабелях подключают симметрирующие емкости.

Рабочая емкость C_p зависит от диаметра токопроводящих жил (проводов), расстояния между жилами (проводами), диэлектрической проницаемости материала изоляции и близости соседних цепей. Общая рабочая емкость цепи определится выражением

$$C_p = C_{ab} + C_{a3}C_{b3}/(C_{a3} + C_{b3}),$$

где C_{ab} — емкость между проводами a и b ;

C_{a3} , C_{b3} — частичные емкости проводов a и b относительно земли (металлической оболочки).

Для кабелей разного типа емкость C_p может составлять от 20 до 50 нФ/км. При выполнении измерений рабочей емкости на КЛС все жилы кроме измеряемой должны быть соединены между собой и с металлической оболочкой кабеля. Жилы измеряемой цепи на противоположном конце должны быть разомкнуты.

Рабочая емкость может быть измерена двумя методами: методом баллистического гальванометра и методом сравнения. Схема измерений рабочей емкости цепи баллистическим методом приведена на рис. 6.6. Для подключения измеряемой цепи к прибору нажимают кнопку К и потенциометром $R_{\text{п}}$ устанавливают номинальное напряжение. Затем кнопку размыкают и измеряемую цепь подключают к зажимам Л1 и 3. Когда ключ Кл находится в положении 1, заряжается измеряемая цепь. Затем ключ переводят в положение 2, цепь разряжается через гальванометр (Γ). Величину измеряемой рабочей емкости цепи C_p отсчитывают по максимальному отклонению стрелки гальванометра, шкала которого при номинальном напряжении батареи заранее отградуирована в величинах емкости.

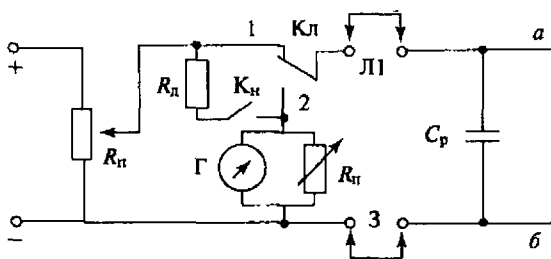


Рис. 6.6. Схема измерений рабочей емкости методом баллистического гальванометра

Измерение рабочей емкости цепи методом сравнения производят по схеме, приведенной на рис. 6.7. Для определения емкости необходимо выполнить два измерения: при первом измерении ключи К и Кл устанавливают в положение 1 и регистрируют положение стрелки гальванометра A_1 при коэффициенте шунтирования N_1 . В данном случае определяется количество электричества, протекающего через гальванометр (Γ) при заряде образцового конденсатора $C_{\text{обр}}$. Затем ключ Кл переводят в положение 2 и регистрируют соответственно величины A_2 и N_2 . Таким образом, при втором измерении определяют количество электричества, протекающего через гальванометр при заряде измеряемой цепи. Для определения рабочей емкости необходимо выполнить сравнение величин, полученных при первом и втором измерениях:

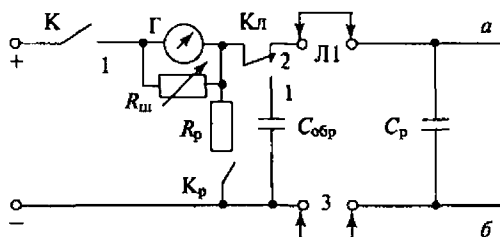


Рис. 6.7. Схема измерения рабочей емкости методом сравнения

$$C_p = (A_2 N_2) / (A_1 N_1),$$

где A_1, A_2 — углы отклонения стрелки гальванометра при первом и втором измерениях;

N_1, N_2 — коэффициенты шунтирования при первом и втором измерениях.

После каждого измерения линию и образцовый конденсатор необходимо разрядить нажатием кнопки K_p при выключенном ключе K .

Электрическая емкость цепи также может быть измерена мостом переменного тока.

6.1.5. Измерение (испытание) электрической прочности изоляции

В цепях ВЛС и однопарных симметричных кабелей измеряется сопротивление изоляции между проводами $R_{из ab}$, а также между каждым проводом и землей $R_{из аз}$ и $R_{из бз}$ (рис. 6.8, а). В магистральных кабелях проводят измерения сопротивления изоляции между каждой жилой и остальными жилами, которые соединяются с заземленной металлической оболочкой (рис. 6.8, б). Так как величина сопротивления изоляции между проводами ВЛС, а также между каждым проводом и землей не превышает сотен килоом, то на первом этапе можно провести оценку величины сопротивления изоляции омметром, а на втором этапе — выполнить измерения мостом постоянного тока.

Кабельные линии связи обладают большим сопротивлением изоляции (десятки тысяч МОм/км). Для измерения сопротивления изоляции на КЛС необходимы мегаомметры. В приборах ПКП-4 и ПКП-5 для обеспечения таких пределов измерения используется

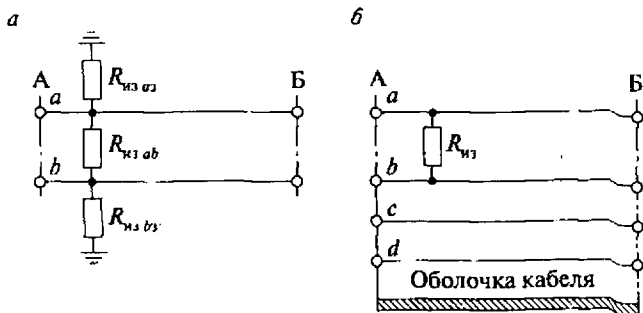


Рис. 6.8. Сопротивление изоляции между проводами

усилитель постоянного тока (УПТ). Схема измерения сопротивления изоляции на КЛС приведена на рис. 6.9, а. Величина $R_{из}$ отсчитывается по шкале мегаомметра при нажатой кнопке «ИЗМЕРЕНИЕ» $R_{из}$ и рассчитывается по формуле $R_{из} = an$, где b — показание прибора, n — множитель переключателя «ДИАПАЗОН ИЗМЕРЕНИЯ».

В случае наличия помех $R_{из}$ измеряют по схеме, приведенной на рис. 6.9, б. Сопротивления R_1 и R_2 служат для уравнивания сопротив-

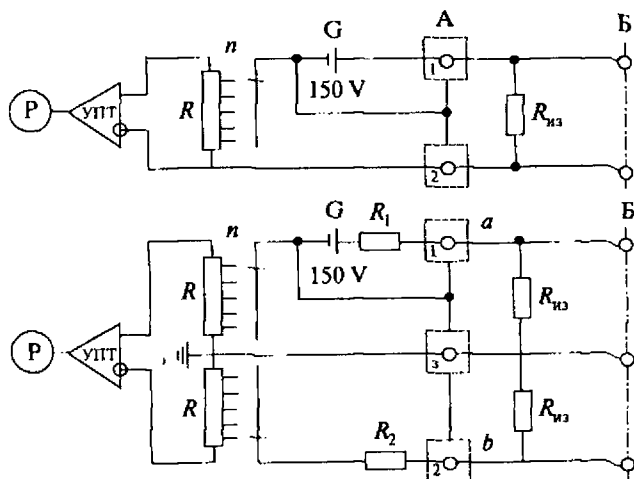


Рис. 6.9. Схемы измерения электрической прочности изоляции на КЛС (а) и в случае наличия помех (б)

лений измеряемой цепи и вспомогательной жилы. Для устранения влияния помех на схему используются два переключателя диапазонов измерения. При измерении $R_{из}$ между жилой a и «землей» жила b подключается к инвертированному входу УПТ. Напряжения помех в жилах одной пары, как правило, равны по значению, поэтому они будут компенсировать друг друга, и на выходе УПТ напряжение помехи будет отсутствовать.

6.2. Измерение параметров линий связи переменным током

Как указывалось выше, переменным током измеряются электрические характеристики цепей, каналов связи, а также групповых и линейных трактов передачи. На частотах, соответствующих рабочему режиму устройств связи, измеряются входное сопротивление цепи, степень влияния цепей друг на друга, а также помехи различного вида. Методы измерений цепей переменным током предусматривают определение следующих параметров: собственное затухание цепи, переходное затухание между цепями (см. п. 5.1), уровень помех (см. п. 5.3.6), неоднородность коаксиальных пар.

Погрешность измерений оценивается в соответствии с выражением

$$\delta = |(L_{изм} - L_d) / L| \cdot 100,$$

где $L_{изм}$ — определенное в результате измерений расстояние до места повреждений;

L_d — действительное расстояние до места повреждения,

L — длина измеряемой линии.

Для КЛС величина погрешности составляет $\delta \approx 0,5 \%$, для ВЛС — $\delta \approx 1,0 \%$.

6.3. Определение мест повреждений линий связи

6.3.1. Определение места обрыва проводов (жил кабеля), места сосредоточенной омической асимметрии

Для обнаружения данного вида повреждения используются следующие методы: метод сравнения емкостей, мостовой и импульсный. Метод сравнения емкостей применяется при наличии одной

исправной жилы, имеющей одинаковые длину, материал и диаметр с поврежденной жилой, имеющей переходное сопротивление не менее 10 МОм. Оптимальным является вариант, когда обе жилы принадлежат одной паре. Так как емкость жилы пропорциональна ее длине, то для определения расстояния до места повреждения достаточно сравнить емкости оборванной и исправной жил:

$$C_1/C_x = l/l_x \quad \text{или} \quad l_x = \frac{C_x}{C_1} \cdot l,$$

где C_1 — емкость исправной жилы;

l — длина кабеля;

l_x — расстояние до места измерения (или места повреждения).

При определении расстояния таким способом из-за наличия частичных емкостей погрешность может быть очень большой. Чтобы исключить влияние этих емкостей, проводят еще одно измерение с противоположного конца кабеля. Расстояние до места обрыва жилы определится выражением:

$$l_x = \frac{l}{1 + \sqrt{\frac{C_y}{C_x} \cdot \frac{C_l - C_x}{C_l - C_y}}},$$

где C_y — емкость поврежденной жилы с противоположного конца.

Если провести измерение емкости с противоположного конца по какой-либо причине невозможно, то C_x и C_1 измеряют по отношению ко всем закороченным жилам, подсоединенным к оболочке кабеля (рис. 6.10).

При обрыве всех жил кабеля измеряют емкость неисправной пары жил и, зная километрическое значение рабочей емкости C_p , вычисляют расстояние до места обрыва:

$$l_x = C_{1-2}/C_p,$$

где C_{1-2} — емкость поврежденной пары жил.

Расстояния до места обрыва жил определяют с помощью моста переменного тока на частотах 10 и 800 Гц (прибор ПКП-4) и 25 Гц (прибор ПКП-5). На коротких непупинизированных участках, длина которых не превышает 3 км, измерения выполняют на частоте 800 Гц, а на участках большой протяженности — на низких частотах.

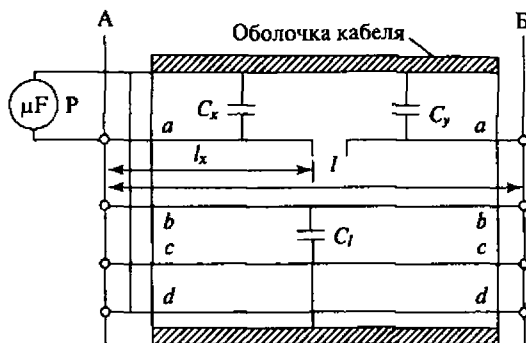


Рис. 6.10. Схема определения места обрыва методом сравнения емкостей

Мостовой метод используется для определения места обрыва жил симметричного кабеля при поврежденной или неповрежденной изоляции в месте обрыва и коаксиального кабеля — при неповрежденной изоляции в месте обрыва. При определении места обрыва жилы кабеля при неповрежденной изоляции в месте повреждения ($R_{II} > \text{МОм}$) балансировку моста обеспечивают регулировкой магазина сопротивлений R_M (рис. 6.11).

При равновесии моста справедливо выражение

$$R \frac{l}{j\omega(C_i + C_y)} = R_M \frac{l}{j\omega C_x}$$

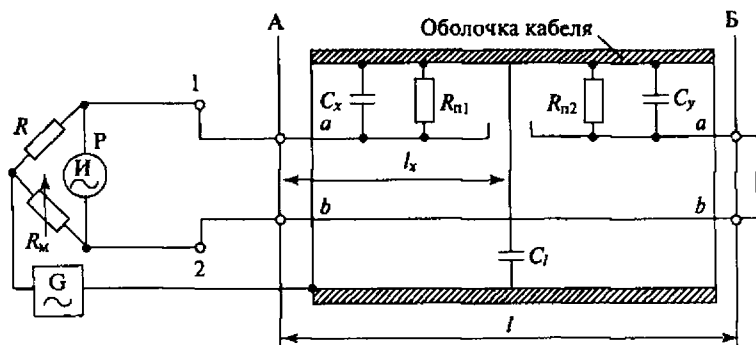


Рис. 6.11. Мостовой метод для определения места обрыва жил

После преобразования получим $R/(C_l + C_y) \approx R_M/C_x$, откуда $C_x = 2R_M C_l / (R + R_M)$. Разделив равенство на километрическое значение емкости C_{KM} , получим

$$l_x = \frac{2R_M l}{R + R_M},$$

где R — сопротивление плеча мостовой схемы.

Импульсный метод применяется для определения места обрыва проводов ВЛС и жил коаксиального кабеля при поврежденной и неповрежденной изоляции в месте обрыва.

Для определения расстояния до места сосредоточенной омической асимметрии при $R \geq 5$ Ом используют односторонний метод короткого замыкания с использованием моста переменного тока низкой частоты (10 Гц). Отношение плеч R_2 / R_1 устанавливают равным единице.

Измерения проводят при замкнутом и разомкнутом ключе Кз (рис. 6.12), отмечая при этом значения R_{M1} и R_{M2} . Расстояние до места сосредоточенной омической асимметрии цепи

$$l_x = \frac{R_{M2} - R_{M1}}{R_{M2}} \cdot l,$$

где l — длина исправной цепи.

Погрешность определения расстояния до места повреждения этим методом не превышает 3 %.

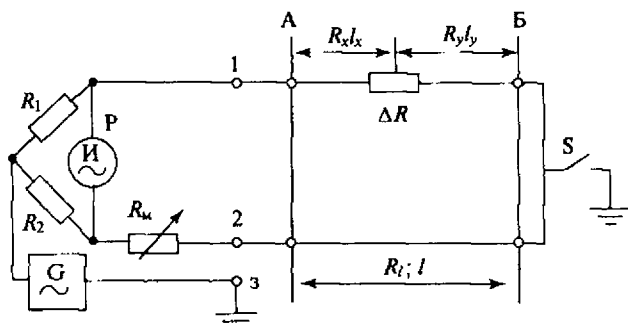


Рис. 6.12. Схема определения места обрыва импульсным методом

6.3.2. Определение места повреждения изоляции

Определение расстояния до места повреждения изоляции или места утечки на землю в поврежденной жиле симметричной линии производится методом Муррея посредством измерения отношения сопротивлений жилы до места повреждения к сопротивлению шлейфа, по схеме с замкнутыми жилами на противоположном конце кабеля. Схема метода приведена на рис. 6.13: два плеча моста состоят из известного сопротивления R и магазина сопротивлений R_M , два других плеча состоят из жил (проводов) цепи, образующих петлю, разделенную на две части в точке повреждения. Равновесие моста достигается регулировкой R_M . Прежде всего необходимо найти в кабеле «хорошую» жилу. Для этого измеряется сопротивление изоляции всех жил кабеля, которые предполагается использовать при измерениях. В качестве «хорошей» выбирается жила, имеющая наибольшее сопротивление изоляции. Далее нужно измерить сопротивление изоляции «хорошей» жилы R и поврежденной жилы R_X (жилы с пониженной изоляцией). Следует иметь в виду, что определение расстояния до места повреждения целесообразно проводить, если величина R_X не превышает 20 МОм. При этом переходное сопротивление до 10 МОм позволяет обеспечить погрешность определения расстояния не более 1 % (в пределах от 0,1 до 1 % в зависимости от условий). При более высоких значениях R_X погрешность увеличивается.

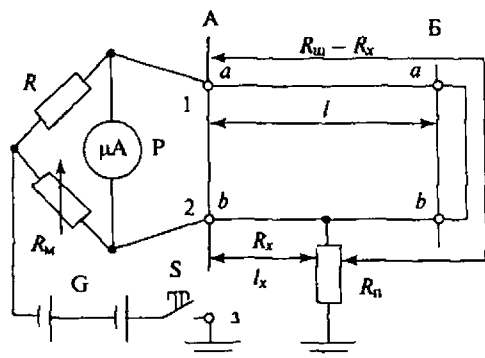


Рис. 6.13. Схема определения расстояния до места повреждения изоляции

При равновесии моста справедливо уравнение $RR_x = R_M \times (R_{III} - R_x)$; $R_x = R_M R_{III} / (R + R_M)$. Для симметричных цепей километрическое сопротивление жилы $R_{KM} = R_{III} / 2l$.

Сначала измеряется сопротивление R_{III} шлейфа жил a и b , а затем — сопротивление R_x части шлейфа от начала кабеля до места понижения изоляции жилы b . Затем вычисляется отношение $l_x = \frac{2R_M}{R + R_M} \cdot l$.

6.4. Импульсный метод измерения параметров линий связи

При выполнении регламентных работ по эксплуатации линий связи очень важно иметь возможность проводить измерения, не доставляя неудобств пользователям сети связи, т.е. не отключая их на время сеанса измерений. Вместе с тем комплекс проводимых мероприятий должен быть исчерпывающим для выявления даже незначительных ухудшений в состоянии линии.

В основе импульсного метода измерения кабельных и воздушных линий связи лежит явление частичного отражения электромагнитных волн в местах изменения волнового сопротивления цепи. Импульсный рефлектометр формирует короткий зондирующий импульс, который посылается в линию и принимает из линии отраженный сигнал. Если в линии присутствует повреждение, то в принимаемом сигнале будет содержаться «отраженный импульс». Рефлектометр определяет расстояние до места повреждения по величине времени задержки отраженного импульса относительно зондирующего.

Величина волнового сопротивления определяется выражением

$$Z = \sqrt{\frac{\dot{L}}{\dot{C}}}, \text{ где } \dot{L} \text{ и } \dot{C} - \text{ паразитные значения погонной индуктивности и}$$

емкости цепи. Величины L и C являются конструктивными параметрами кабеля, поэтому они должны оставаться неизменными вдоль его длины, что будет свидетельствовать об однородности параметров среды распространения. При появлении различных дефектов в линии волновое сопротивление в местах появления дефектов будет отличаться от номинального, а параметры кабеля станут неоднородными. В местах сосредоточения неоднородностей будет наблюдаться отра-

жение электромагнитных колебаний, падающих на место неоднородности. Отношение амплитуд отраженной и падающей электромагнитных волн называется коэффициентом отражения. Значение коэффициента отражения описывается выражением

$$\rho = \frac{Z_{\text{повр}} - Z_0}{Z_0 + Z_{\text{повр}}},$$

где Z_0 – волновое сопротивление исправной линии (участок от входа до неоднородности, повреждения);

$Z_{\text{повр}}$ – волновое сопротивление фрагмента поврежденной линии, обуславливающее неоднородность.

Из этого выражения следует, что отражения будут отсутствовать, если значения волновых сопротивлений будут равны. Одиночный импульс, распространяясь по однородной линии с волновым сопротивлением Z_0 , нагруженной на сопротивление Z_H , при согласованной нагрузке ($Z_B = Z_H$) будет полностью поглощаться сопротивлением нагрузки и отражаться не будет. В том случае, когда $Z_B \neq Z_H$, зондирующий импульс отразится от нагрузки. В зависимости от соотношения Z_B и Z_H будут отличаться амплитуда и фаза отраженного импульса.

Чаще всего встречаются два типа неоднородностей: обрыв и короткое замыкание. В случае обрыва линии волновое сопротивление поврежденного фрагмента линии оказывается бесконечно высоким ($Z_{\text{повр}} = \infty$), при этом значение коэффициента отражения $\rho = 1$. Таким образом, при $Z_H > Z_B$ отраженный импульс будет иметь тот же знак, что и зондирующий (рис. 6.14, а). В случае короткого замыкания значение волнового сопротивления поврежденного фрагмента линии

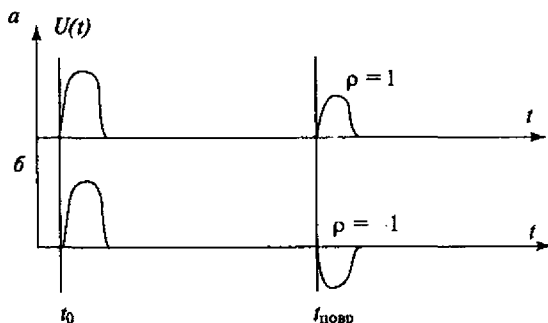


Рис. 6.14. Импульсная характеристика

принимается равным нулю ($Z_{\text{повр}} = 0$), при этом значение коэффициента отражения в линии $\rho = -1$, т.е. при $Z_B < Z_H$ отраженный импульс будет иметь противоположный знак (рис. 6.14, б). Следовательно, по полярности отраженного импульса можно судить о характере неоднородности.

При наличии в цепи потерь напряжение отраженного импульса

$$U_0 = U_{\text{нр}} \rho \cdot 10^{-0,1\alpha l_x},$$

где α — километрическое затухание цепи;

l_x — расстояние от начала линии до места неоднородности.

Так как отраженные импульсы возвращаются на измерительный прибор через некоторый интервал времени, то, зная скорость распространения электромагнитной энергии по линии и время пробега импульса от места проведения измерений до места неоднородности и обратно, можно сделать вывод о расстоянии до места неоднородности или повреждения:

$$l = vt/2,$$

где l — расстояние до места повреждения, км;

v — скорость распространения электромагнитной энергии, км/с;

t — время пробега импульса, с.

В линиях связи скорость распространения определяется по формуле

$$V \approx 300 / K_{\text{ук}},$$

где V — скорость распространения электромагнитного колебания в линии, мкс;

$K_{\text{ук}}$ — коэффициент укорочения длины волны (справочный параметр, указывается производителем).

Величина v для каждого типа линии имеет свое значение. Для ВЛС с медными проводами она равна $286 \cdot 10^3$ км/с, для коаксиального кабеля — $270 \cdot 10^3$ км/с, для симметричных кабелей — $220 \cdot 10^3$ км/с.

Время t определяется по горизонтальной оси осциллографа. Для повышения точности измерений зондирующие импульсы посылаются в линию многократно.

При наличии нескольких неоднородностей в линии часть энергии зондирующего импульса, которая не отразилась от первой неоднородности, продолжит движение вдоль цепи. Если на пути движения импульса еще встретятся неоднородности, то и от них с соответствующей задержкой во времени к прибору возвратятся отраженные

импульсы. Тогда на экране прибора появится столько отраженных импульсов, сколько неоднородностей имеется в линии.

Зондирующие импульсы посылаются в цепь периодически, через определенные промежутки времени. В результате периодического повторения зондирующих импульсов на экране прибора устойчивое изображение получают рефлектограммы линии, разомкнутой на конце. Период следования должен быть таким, чтобы он был больше времени, необходимого импульсу на прохождение до конца цепи и возвращение к ее началу.

К числу современных рефлектометров относятся РИ-10М1, РЕЙС-105Р, а также универсальные приборы (комплекс кабельный мост и рефлектометр) ИРК-ПРО (Альфа) и РЕЙС-205.

В табл. 6.1 приведены технические данные указанных приборов.

Таблица 6.1

Технические данные рефлектометров

Технические данные	РЕЙС-105Р	РИ-10М1	ИРК-Альфа	РЕЙС-205
Диапазон измерения, м	12,5, 25, 50, 100, 200, 400, 800, 1600, 3200, 6400, 12800, 25 600	250, 500, 1000, 2500, 5000, 12500, 25 000, 50 000	32, 64, 128, 256, 1024, 2048, 5120, 10240, 20 480, 30 720	12,5; 25, 50, 100, 200, 400, 800, 1600, 3200, 6400, 12 800, 25 600-102400
Динамический диапазон, дБ	60—80	80	80	80
Количество входов	2	2	2	3
Разрешение ЖКИ, точек	128×64	320×240	128×64	320×240
Согласование с линией, Ом	20—470	20—1000	20—470	30—420
Наличие режима сравнения	Да	Да	Нет	Да
Стык с ПЭВМ	RS-232	RS-232	ИК-порт IRDA	RS-232
Вес, кг	1	2	1	2
Время работы от аккумуляторов, ч	4	8	6	Данные отсутствуют

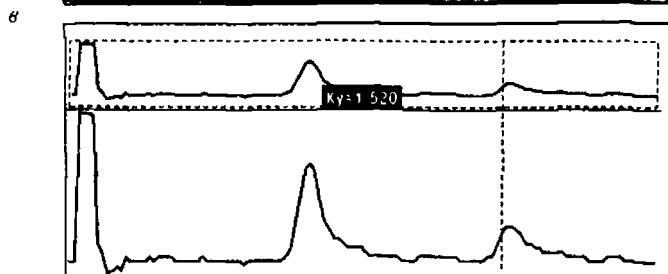
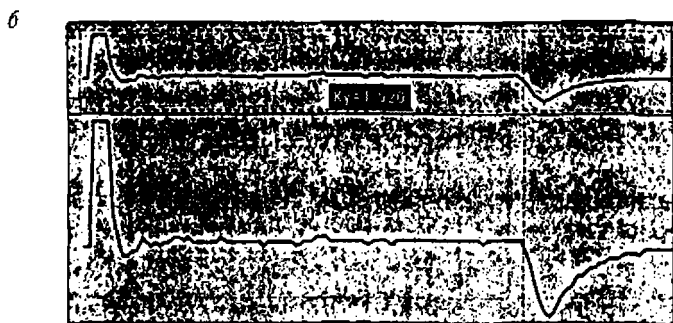
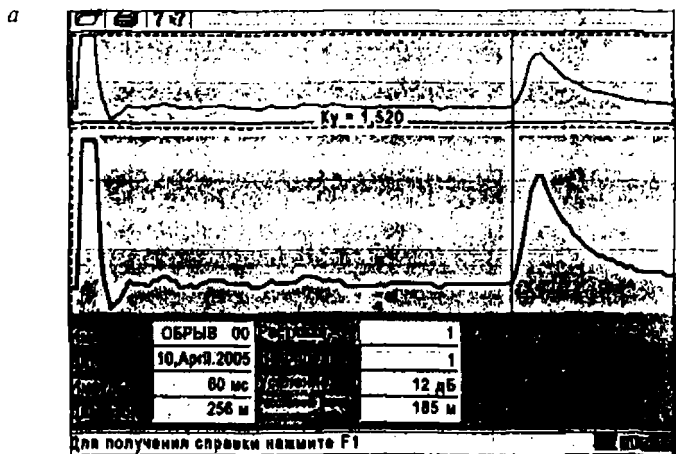


Рис. 6.15. Рефлектограммы отраженных импульсов

На рис. 6.15 представлены типовые рефлектограммы: *а* — обрыв жил, *б* — короткое замыкание. Для линий, имеющих небольшую длину, возможны многократные отражения импульсов через одинаковые интервалы. В этом случае второго импульса не существует (рис. 6.15, *в*).

В современных рефлектометрах существует возможность накопления информации с целью ее последующего анализа. Например, рефлектограммы, которые были сняты при строительстве линии связи, могут быть использованы в дальнейшем для сравнения при проведении измерений и облегчат обнаружение места неисправности.

6.5. Технология измерений в волоконно-оптических системах передачи (ВОСП)

Современные технологии высокоскоростной передачи информации основаны в первую очередь на использовании оптоволоконных кабелей, которые обеспечивают высокую пропускную способность. Сегодня ВОСП находят широкое применение на сети связи ОАО «РЖД» и используются для передачи информации в системах магистральной и дорожной сетей связи.

Волоконно-оптическая система передачи — это комплекс технических средств для генерации, переноса и приема оптической мощности, излучаемой лазерами, в которой передача осуществляется по оптическому волокну для связи и/или управления. Типовая схема волоконно-оптической системы передачи (ВОСП) приведена на рис. 6.16. В состав ВОСП входят: аппаратура передачи (оптический передатчик), оптический интерфейс, оптическое волокно (кабель),

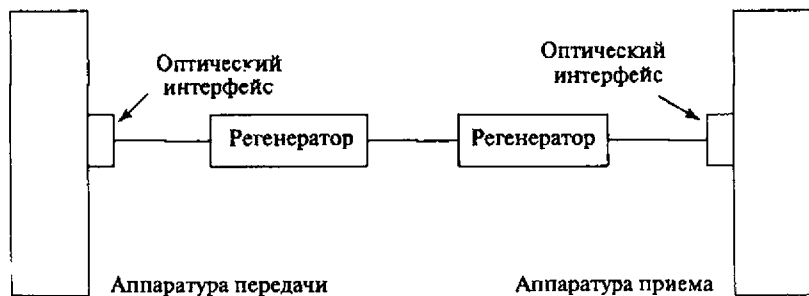


Рис. 6.16. Типовая схема волоконно-оптической системы передачи

регенерационные пункты, оптический приемник, а также аппаратура преобразования оптического сигнала в электрический.

Измерения в ВОСП можно разделить на системные и эксплуатационные. К первым, например, относятся измерения по определению целостности волокна с помощью оптического рефлектометра, ко вторым — определение параметров передачи (измерение затухания, потерь, дисперсии и т.д.).

6.5.1. Измерение параметров волоконно-оптических кабелей

Наиболее важными измерениями для ВОЛС являются измерения параметров оптических волокон, мест сопряжения кабелей, возможных неоднородностей кабеля. При эксплуатации ВОК особое значение должно уделяться тому, чтобы оптическое волокно (ОВ) в кабелях не повреждалось из-за воздействия факторов окружающей среды — таких, как температурные перепады, механические нагрузки и диффузия влаги.

Основным ограничением для передачи информации по волоконно-оптической линии связи является затухание оптического сигнала по мере его распространения по волокну. Так как рассеяние в световоде обуславливается флуктуациями плотности (неоднородностями) с размерами, которые, как правило, меньше длины волны света, то для объяснения этого процесса используется закон рассеяния Рэлея. Он гласит, что по мере увеличения длины волны λ потери из-за рассеяния a убывают пропорционально длине волны λ в четвертой сте-

пени: $a \approx \frac{1}{\lambda^4}$. Релеевское рассеяние является основной причиной

потерь, имеющих место в волокне. На более длинных световых волнах рассеяние меньше, чем на более коротких, так, например, свет на длине волны 1550 нм теряет из-за релеевского рассеяния от 0,2 до 0,3 дБ/км, в то время как на длине волны 850 нм — от 4,0 до 6,0 дБ/км. Имеющие более высокую плотность примеси также увеличивают рассеяние и, следовательно, повышают уровень удельного затухания.

Затухание a , дБ, оптического волокна длиной L определяется выражением:

$$a = 10 \cdot \log \frac{P(0)}{P(L)},$$

где $P(0)$ — мощность света направляемых мод, введенная в начале световода;
 $P(L)$ — мощность света, оставшаяся на расстоянии L от начала.

В установившемся состоянии мощность P направляемого света уменьшается экспоненциально по мере увеличения длины L .

Коэффициент затухания α позволяет оценить качество волокна с точки зрения потерь, показывает затухание волокна на единицу длины в 1 км:

$$\alpha = \frac{a}{L},$$

где a — затухание оптического волокна длиной L , дБ;

L — длина оптического волокна, км.

Некоторая часть световой энергии поглощается, а часть уходит из волокна наружу на дефектах, возникающих в стекле при чрезмерных изгибах волокна. Если световой энергии потеряно очень много, то сигнал может оказаться слишком слабым, чтобы приемник на дальнем конце мог различить в этом сигнале отдельные импульсы. В этом случае на передаче для того, чтобы компенсировать чрезмерное затухание, придется увеличить выходную мощность передатчика, повысить чувствительность приемника или уменьшить расстояние между передатчиком и приемником.

Затухание можно измерить несколькими методами, отличающимися технологией калибровки и точностью измерения. Для выполнения измерения требуются стабилизированный источник излучения — SLS (*Stabilized Light Source*) и измеритель оптической мощности — OPM (*Optical Power Meter*) — рис. 6.17. Задача заключается в определении разности мощности сигнала, поданного в линию, и мощности сигнала, полученного на ее выходе. Следует иметь в виду, что из-за различия условий распространения излучения в каждом направлении измерение необходимо выполнять в обоих направлениях на участках регенерации.

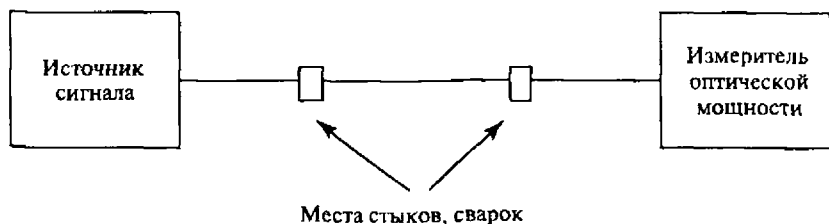


Рис. 6.17. Схема измерения затухания

Методы измерения затухания с использованием проходящего света.
 При этом методе свет вводится в начале волоконного световода (со стороны передатчика), затем проходит через него и измеряется на конце световода (со стороны приемника). Имеются два способа выполнения измерений по методике с использованием проходящего света: метод обрыва и метод вносимых потерь.

Метод обрыва относится к группе методов разрушающего контроля, имеет высокую точность и применяется чаще всего в лабораторных исследованиях при производстве ВОК. Рекомендуется при измерениях на коротких оптических волокнах. При методе обрыва (рис. 6.18) определяется световая мощность в двух точках световода: L_1 и L_2 . При проведении измерений световая мощность P сначала измеряется на конце в точке L_2 (км). Затем на передающем конце отрезают фрагмент волокна — длиной 1—1,5 м (L_1), скалывают его конец и с помощью адаптера на волокне измеряют уровень сигнала. Уровень в точке L_1 принимают за входной уровень. Разность двух уровней дает искомое значение затухания. Затем коэффициент затухания α световода рассчитывается по формуле

$$\alpha = \frac{10}{L_2 - L_1} \log \frac{P(L_1)}{P(L_2)},$$

а величина затухания определится выражением $a = P_{L1} - P_{L2}$.

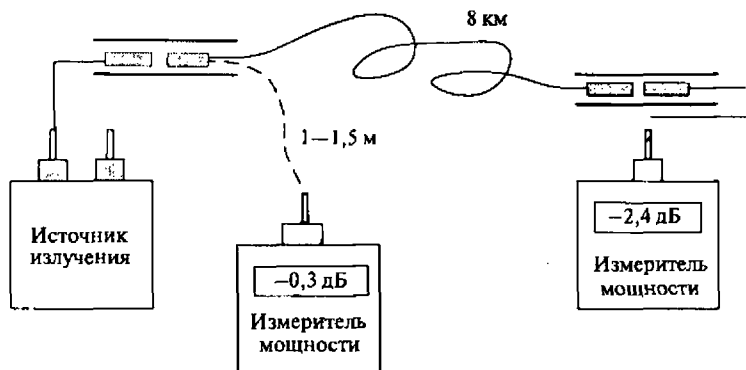


Рис. 6.18. Метод обрыва

Недостаток метода обрыва состоит в необходимости отрезать короткий кусок волоконного световода, что, например, при использовании волоконно-оптических кабелей с соединителями нецелесообразно. Для увеличения точности измерений рекомендуется провести их несколько раз, а за уровень входного сигнала принять среднее из измеренных значений. При каждом измерении происходит потеря 1...1,5 м волокна.

Метод вносимых потерь. Согласно ГОСТ 26599—85, оптическими вносимыми потерями называют отношение суммарной мощности оптического излучения на входных оптических полюсах компонента ВОСП ($P_{вх}$) к суммарной мощности оптического излучения на выходных полюсах компонента ВОСП, выраженное в децибелах ($P_{вых}$). При методе вносимых потерь измеряется световая мощность на дальнем конце испытуемого световода (рис. 6.19, а), которая затем сравнивается со световой мощностью на конце короткого отрезка

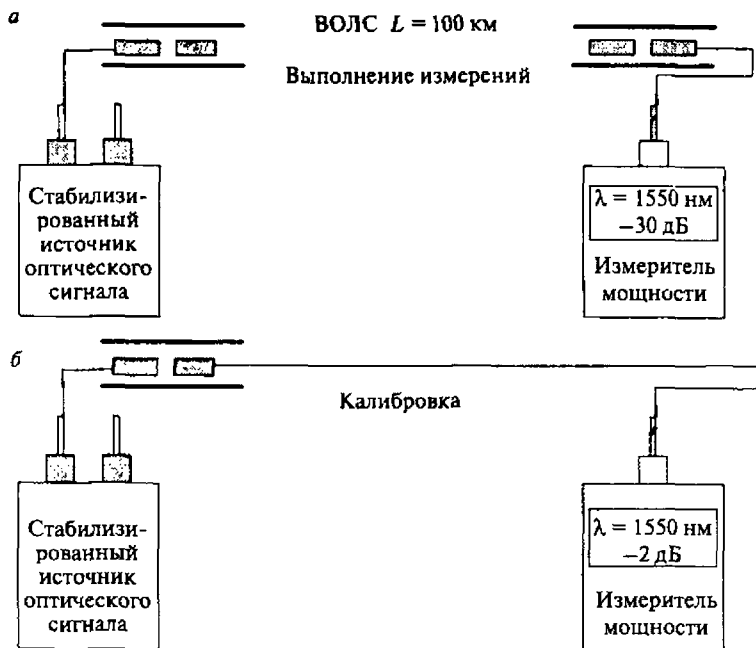


Рис. 6.19. Метод вносимых потерь

световода (рис. 6.19, б). Такой отрезок световода служит эталоном, по которому выполняется калибровка, и он должен быть сопоставим с испытываемым световодом по структуре и характеристикам. Во время проведения измерений необходимо добиться того, чтобы условия возбуждения для эталонного отрезка были одинаковыми, насколько возможно, с условиями ввода для испытываемого отрезка световода. Из-за этих ограничений точность и воспроизводимость метода вносимых потерь менее предпочтительны, чем при использовании метода обрыва. Затухание линии определится выражением $a_{\text{вн}} = P_{\text{вх}} - P_{\text{вых}}$. Погрешность этого метода выше, чем метода обрыва, однако она приемлема для испытания регенерационных участков.

При данном методе измерения можно использовать либо пару приборов: стабилизированный источник оптического сигнала и оптический измеритель мощности, либо два анализатора затухания — OLTs (*Optical Loss Test Set*). Анализатор затухания представляет собой комбинацию оптического измерителя мощности и источника оптического сигнала. Использование двух анализаторов затухания позволит провести измерения, попеременно меняя направление — сначала использовать источник в точке А, а затем — в точке Б.

6.5.2. Измерение параметров ВОК методом обратного рассеяния

При методе обратного рассеяния свет вводится и выводится на одном конце волоконного световода (рис. 6.20). Дополнительно можно получить информацию о процессе затухания вдоль световода.

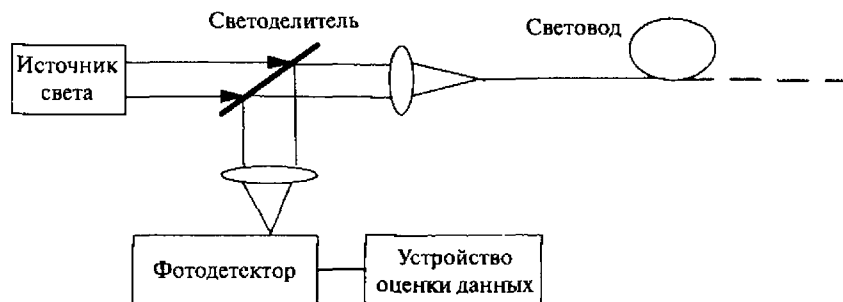


Рис. 6.20. Измерение параметров ВОК методом обратного рассеяния

В основу метода положено рэлеевское рассеяние. Основная часть световой мощности распространяется в направлении «вперед», небольшая ее часть рассеивается назад к передатчику. Эта мощность обратного рассеяния по мере прохождения назад по волоконному световоду также претерпевает затухание. Оставшаяся часть мощности с помощью светоделителя, например, полупрозрачного зеркала, расположенного перед световодом, выводится и измеряется. По этой световой мощности обратного рассеяния и времени прохождения по световоду можно построить кривую, на которой наглядно видно затухание по всей длине световода (рис. 6.21). На рисунке цифрами обозначены следующие события: 1 — обратное рассеяние в начале световода, 2 — обратное рассеяние в соединителе, 3 — обратное рассеяние в конце световода. Прохождение сигнала обратного рассеяния во времени можно легко наблюдать с помощью осциллоскопа.

Если коэффициент затухания и коэффициент обратного рассеяния остаются постоянными по длине световода, то кривая убывает от начала световода экспоненциально. Из-за скачка показателя преломления в начале и конце световода относительно большая часть световой мощности рассеивается обратно в этих местах, что обуславливает наличие пиков в начале и конце кривой. По разности времени Δt между этими двумя пиками, скорости света в вакууме c_0 и групповому показателю преломления $n_g \approx 1,5$ в стекле сердцевины можно рассчитать длину волоконного световода:

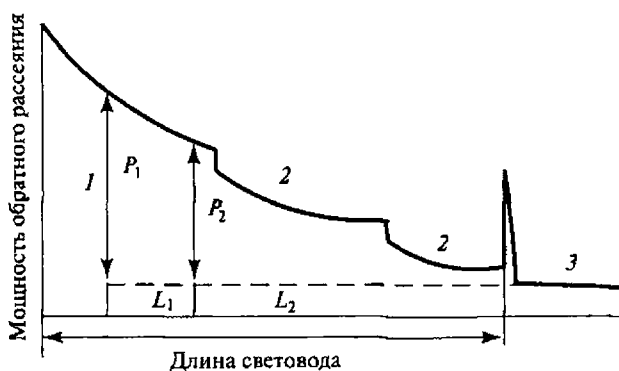


Рис. 6.21. Кривая результатов измерения обратного рассеяния

$$L = \frac{\Delta t}{2} \cdot \frac{c_0}{n_g},$$

где L — длина волоконного световода, км;

Δt — разность времени между пиками начального и конечного импульсов, с;

c_0 — скорость света в вакууме 300 000 км/с;

n_g — действительный групповой показатель преломления стекла сердцевинны.

Коэффициент затухания α для любого участка световода между точками L_1 и L_2 определяется по формуле

$$\alpha = \frac{5}{L_2 - L_1} \log \frac{P(L_1)}{P(L_2)}.$$

Вследствие того, что свет проходит как вперед, так и назад, в формуле применен коэффициент 5 вместо коэффициента 10, используемого в аналогичном уравнении для метода светопропускания. Это уравнение имеет силу исходя из предположения, что коэффициент обратного рассеяния, числовая апертура и диаметр сердцевинны остаются неизменными по длине световода. Если это не обеспечивается, то рекомендуется сделать два измерения на обоих концах световода, а результаты усреднить.

Поскольку мощность обратного рассеяния относительно мала, выдвигаются повышенные требования к чувствительности приемника. Для улучшения принимаемого сигнала проводится многократное усреднение отдельных измеренных величин. Измерительные приборы, работающие по принципу обратного рассеяния, называются *оптическими рефлектометрами*, использующими метод наблюдения за отраженным сигналом. Наряду с измерением коэффициента затухания, они позволяют определить местоположение дефектов (изломов) в волоконном световоде, а также проверить оптические потери в соединенных световодах (скачки затухания из-за разъемных и неразъемных соединений). Кроме релеевского рассеяния, в основе работы оптического рефлектометра лежит и френелевское отражение.

Всегда, когда свет, распространяющийся в каком-нибудь материале (например, в оптическом волокне), попадает в материал с другой плотностью (например, в воздух), часть световой энергии (до 4 %) отражается назад, к источнику света, в то время как остальная световая энер-

гия продолжает распространяться дальше. Резкие изменения плотности материала имеют место на концах волокна, у обрывов волокна и иногда — у оптоволоконных стыков. Количество отраженного света зависит от величины изменения плотности материала (которая характеризуется показателем преломления — более высокий показатель преломления означает большую плотность), а также от того угла, под которым свет падает на поверхность раздела между двумя материалами. Это явление называется *френелевским отражением*. Оно используется в оптическом рефлектометре для точного определения мест обрывов волокна.

Для обеспечения эффективной работы ВОСП очень важным является быстрое определение места повреждения ВОК и его восстановление. Использование оптических усилителей позволило в современных системах передачи увеличить длину участка регенерации, а это привело к необходимости создания систем автоматизированного дистанционного мониторинга и обнаружения неисправностей ВОЛС. В основе решения этих задач лежит использование *оптического рефлектометра* -- OTDR (*Optical Time Domain Reflectometer*). OTDR — электронно-оптический измерительный прибор, который используется для определения характеристик оптических волокон. Он измеряет уровень потерь сигнала и определяет местонахождение дефектов и повреждений в любой точке оптического волокна.

Работа рефлектометра основана на введении в волокно импульсного оптического излучения и последующем анализе той части излучения, которая возвращается на фотодиод в результате обратного рассеивания и отражений световой волны, распространяющейся в волокне. Оптический рефлектометр производит тысячи измерений по всей длине волокна. Точки с результатами измерений находятся друг от друга на расстоянии от 0,5 до 16 м. Эти точки выводятся на экран и образуют наклонную линию, идущую слева направо и сверху вниз. Таким образом в результате математической обработки сигнала на экране прибора строится кривая, называемая рефлектограммой. При этом по горизонтальной оси графика откладывается расстояние, а по вертикальной — уровень сигнала. Выбрав с помощью подвижных курсоров две любые точки с результатами измерений, можно определить расстояние между ними и разницу между уровнями сигнала в этих точках (рис. 6.22).

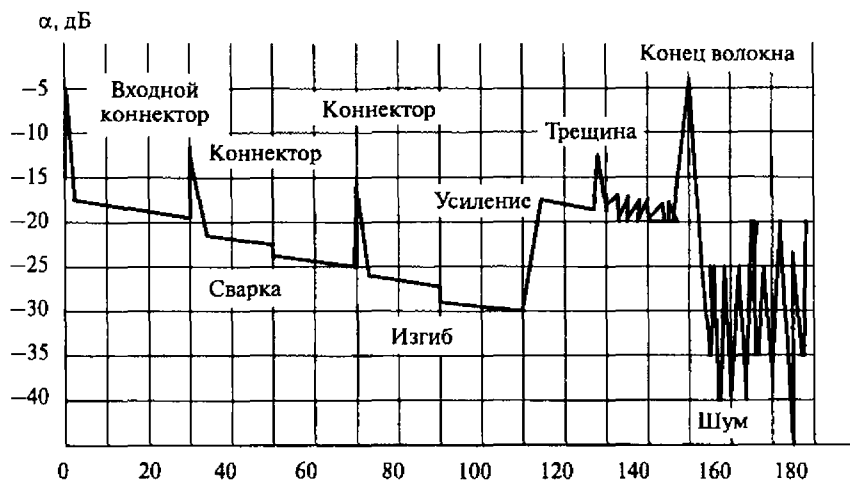


Рис. 6.22. Пример рефлектограммы

Оптические рефлектометры широко применяются на всех этапах создания и эксплуатации волоконно-оптической сети — от сооружения до технического обслуживания (определения мест повреждений и их исправления).

Рефлектограмму можно проанализировать на месте, распечатать для создания документации о сети или сохранить на диске компьютера для более позднего анализа и сопоставлений. По рефлектограмме оператор может точно определить конец волокна, местонахождение оптоволоконных стыков и потери в них, а также полные потери в волокне. В большинстве последних моделей рефлектометров предусмотрена возможность автоматического анализа полученных рефлектограмм, что упрощает пользование им.

Хотя оптический рефлектометр измеряет только уровень обратного рассеяния, а не уровень передаваемой световой энергии, существует определенное соотношение между уровнем обратного рассеяния и уровнем переданного импульса: обратное рассеяние составляет определенный процент переданной световой энергии.

Соотношение между световой энергией обратного рассеяния и переданной световой энергией называется *коэффициентом обратного рассеяния*. Если — из-за сильного изгиба, соединения двух волокон

(оптоволоконного стыка) или какого-нибудь дефекта — количество передаваемой световой энергии между точками А и Б резко падает, то и соответствующее обратное рассеяние между точками А и Б уменьшится в той же пропорции. Те вызывающие потери факторы, которые приводят к понижению уровней передаваемых импульсов, приведут и к понижению уровня обратного рассеяния этих импульсов.

Схема оптического рефлектометра приведена на рис. 6.23. Импульс, сформированный устройством управления, создает при помощи формирователя и источника оптического излучения зондирующий оптический импульс. Рассеянные назад оптические сигналы представляют собой рэлеевское рассеяние и френелевские отражения от различных участков волоконно-оптического тракта.

Оптические сигналы обратного рассеяния направляются на ответитель, соединенный с оптическим входом фотоприемника. Сигналы преобразуются в электрическое напряжение, усиливаются и поступают на вход электронного ключа, управляемого микроконтроллером при помощи программируемой линии задержки. Ключ открывается в строго определенное время, соответствующее приходу сигналов рассеяния от выбранного участка волоконно-оптического

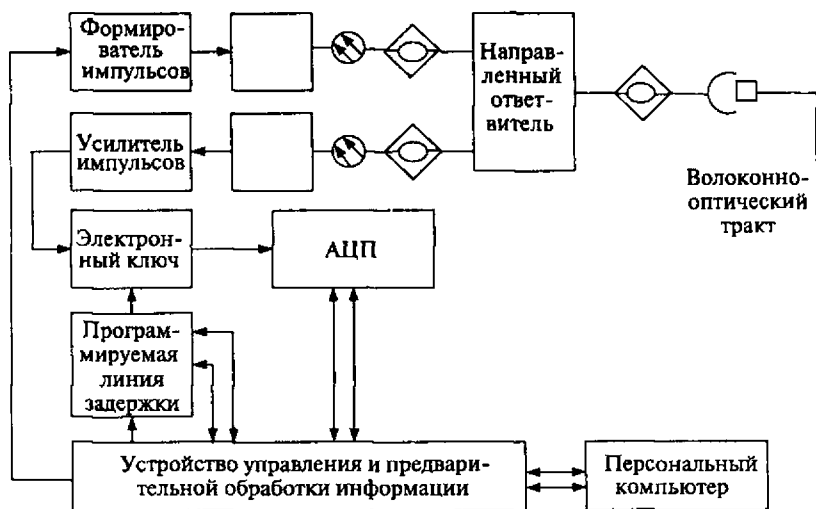


Рис. 6.23. Схема оптического рефлектометра

тракта. Выбор контролируемого участка тракта осуществляет микроконтроллер устройства управления и предварительной обработки по заданной программе. Выделенные сигналы направляются на вход АЦП, преобразуются в цифровой код и направляются на микроконтроллер, который производит цифровое интегрирование этих сигналов. В случае использования быстродействующего микроконтроллера может отпасть необходимость в программируемой линии задержке, однако использование современных быстродействующих программируемых линий задержки в сочетании с дешевыми микроконтроллерами с развитой системой команд упрощает измеритель и позволяет получить лучшие характеристики.

Окончательная обработка измеренной информации производится в персональном компьютере. На экране монитора представляется вертикальная развертка сигнала в зависимости от его мощности и горизонтальная временная развертка. Потери в ВОК и других компонентах тракта определяются по рефлектограмме. Соединитель или концевой скол волокна проявляются в виде увеличения амплитуды сигнала на экране в виде импульсов за счет того, что вклад френелевского отражения в рассеянный назад сигнал значительно больше по сравнению со вкладом рэлеевского рассеяния.

Когда контроллер собрал все точки измерений, он выводит эту информацию на экран дисплея. Первая точка с результатами измерений выводится на левый край графика как точка начала волокна. Ее положение на вертикальной оси зависит от уровня мощности отраженного сигнала: чем выше мощность, тем выше находится точка. Последующие точки измерений располагаются правее. Получающаяся в результате этого рефлектограмма представляет собой наклонную линию, идущую из верхнего левого угла в правый нижний. Наклон рефлектограммы указывает на удельные потери (дБ/км). Чем круче наклон кривой, тем больше значение удельных потерь. Сама линия образуется точками измерений, соответствующими уровням обратного рассеяния. Френелевское отражение изображено на рефлектограмме в виде всплесков, идущих вверх от уровня обратного рассеяния. Резкий сдвиг уровня обратного рассеяния указывает на «точечную потерю», что может означать наличие либо сварного соединения (оптоволоконного стыка), либо точки с механическим напряжением, через которую свет выходит из волокна.

Блок дисплея рефлектометра — это экран на ЭЛТ или на жидких кристаллах, на который выводятся точки измерений, образующие рефлектограмму волокна, а также параметры настройки рефлектометра и результаты измерений. На большинстве дисплеев рефлектометров точки измерений для большей наглядности соединяются друг с другом линией. С помощью выведенных на экран курсоров на рефлектограмме можно выбрать любую точку измерений. Когда курсор находится на какой-либо точке, на экран выводится расстояние до этой точки. У рефлектометра с двумя курсорами на экран будут выводиться расстояния до каждого из них, а также разница между уровнями обратного рассеяния в обеих точках. С помощью курсоров можно измерять различные параметры: потери в двух точках, удельные потери, потери на стыки и потери на отражение. Результаты таких измерений выводятся на экран.

Характеристики оптического рефлектометра

Основными характеристиками OTDR являются: динамический диапазон, разрешающая способность, точность определения места неоднородности, мертвая зона, точность измерения потерь, показатель преломления, длина волны, тип используемых разъемов.

Динамический диапазон определяет длину волокна, контролируруемую оптическим рефлектометром. Однозначного ответа о величине динамического диапазона рефлектометра дать нельзя, так как он будет определяться типом волокна и его параметрами. Диапазон выражается в виде отношения максимальной излучаемой мощности (P_0) к минимальной регистрируемой мощности (P_{\min}):

$$D = -10 \lg(P_0 / P_{\min}), \text{ дБ.}$$

Чем больше величина диапазона, тем больше длина волокна, которое можно измерить. Тестирующий импульс должен быть достаточно сильным, чтобы достичь конца тестируемого волокна, а измеритель — достаточно чувствительным, чтобы быть в состоянии измерить самые слабые сигналы обратного рассеяния, поступающие с конца длинного отрезка волокна. Динамический диапазон зависит как от импульсной мощности лазерного источника света, так и от чувствительности измерителя: очень мощный источник света и чувствительный измеритель обеспечат большой динамический диапазон и наоборот.

При большом динамическом диапазоне индикация на дисплее уровня обратного рассеяния на дальнем конце волокна будет четкой и плавной. При маленьком динамическом диапазоне рефлектограмма будет «зашумлена» на дальнем конце — точки с результатами измерений, показывающие на рефлектограмме уровень обратного рассеяния, не образуют плавной линии, а будут постоянно уходить то вверх, то вниз. На зашумленной части рефлектограммы трудно различить какие-нибудь детали, так как разница между результатами измерений в двух смежных точках может быть больше значения потерь на оптоволоконном соединении.

Увеличение полной выходной импульсной мощности лазерного источника может быть осуществлено двумя способами: увеличением абсолютного количества излучаемой световой энергии или увеличением длительности импульса. У каждого способа есть свой предел.

У лазерного диода имеется естественный максимальный уровень выходной мощности, который невозможно превысить. Высокая выходная мощность означает сокращение срока службы, так как лазер может быстрее перегореть.

Увеличение длительности импульса затрагивает другие рабочие характеристики, например, мертвую зону: чем больше длительность импульса, тем длиннее мертвые зоны.

У измерителей имеются естественные ограничения их способности измерять низкие уровни световой энергии. В некоторой точке уровень посланного измерителем электрического сигнала (соответствующий обнаруженному уровню мощности оптического излучения) теряется в электрическом шуме схемы, так что контроллер не может отличить шум от результатов, полученных измерителем. Решающее значение для ослабления отрицательного воздействия на рефлектометр электрического шума имеет внутреннее электрическое экранирование. Кроме того, когда измеритель работает на максимальной чувствительности, уровень его точности понижается. Для повышения точности измерений при более низких уровнях световой энергии в рефлектометре применяется метод усреднения, объединяющий результаты измерений тысяч импульсов. Использование этого метода повышает чувствительность измерителя и тем самым помогает увеличивать динамический диапазон.

Имеется несколько различных способов расчета динамического диапазона. Упомянутый выше метод, рекомендуемый многими веду-

щими организациями, называется *методом определения 98 %-го уровня шума*. При применении этого метода определяется точка, в которой уровень обратного рассеяния только начинает смешиваться с уровнем шума в приборе.

Другой общепринятый метод называется $SNR = 1$ (SNR — это отношение сигнал/шум). Он аналогичен методу 98 %-го уровня шума, но увеличивает значение динамического диапазона примерно на 2...3 дБ. При использовании метода $SNR = 1$ определяется точка, у которой уровень обратного рассеяния рефлектограммы идет вниз и опускается ниже уровня внутреннего шума рефлектометра. Это означает, что, возможно, не удастся получить от рефлектограммы подробные данные о конце волокна.

Третий метод называется *обнаружение френелевского отражения*. Он может увеличить значение динамического диапазона на 10 дБ и более. При использовании этого метода производится измерение точки, в которой пик френелевского отражения в конце волокна можно обнаружить сразу же над уровнем шума. Этот метод дает самое большое значение динамического диапазона, но в то же время он вводит в заблуждение, поскольку не связан с работой рефлектометра в обычном режиме.

Имеются две разновидности *разрешающей способности*: по потерям (уровень) и пространственная (расстояние).

Разрешающая способность по потерям (по затуханию) — это способность измерителя различать воспринимаемые им уровни мощности. Большинство измерителей рефлектометров могут выводить на экран дисплея разность между уровнями обратного рассеяния вплоть до 0,01 или 0,001 дБ. Эту характеристику не надо путать с точностью определения уровня. По мере распространения лазерного импульса по волокну соответствующие сигналы обратного рассеяния становятся слабее, а разница между уровнями обратного рассеяния в двух смежных точках измерения — больше. Таким образом, чем дальше импульс распространяется по волокну от рефлектометра, тем относительно больше (по сравнению с частью волокна, примыкающей к рефлектометру) становится расстояние по вертикали между точками с результатами измерений, образующими рефлектограмму. Это приводит к тому, что ближе к концу всего волокна рефлектограмма становится зашумленной и для своего выравнивания нуждается в усреднении множества результатов измерения импульсов. Шум на

рефлектограмме может лишить оператора возможности обнаружить или измерять оптоволоконные соединения и дефекты с низкими потерями.

Пространственная разрешающая способность (разрешение по расстоянию) — это параметр, определяющий, насколько близко друг к другу по времени (и, соответственно, по расстоянию) находятся отдельные образующие рефлектограмму точки с результатами измерений. Эта способность выражается в единицах расстояния: высокая разрешающая способность — 0,5 м, низкая — от 4 до 16 м.

Контроллер рефлектометра через определенные интервалы времени получает из измерителя точки с результатами измерений. Если он снимает показания измерителя очень часто, то расстояния между точками измерений будут небольшими, и рефлектометр сможет обнаруживать в волокне неоднородности, которые расположены близко друг к другу. Разрешающая способность по расстоянию оказывает влияние на способность рефлектометра определять местонахождение конца всего волокна: если точки измерений находятся друг от друга на расстоянии 8 м, то конец волокна может быть определен лишь с точностью ± 8 м.

Можно выбирать и измерять расстояния (и потери) между любыми двумя точками измерений рефлектограммы. Чем ближе эти точки расположены друг к другу, тем больше сведений о волокне будет получено. Рефлектограмма выводится на экран дисплея в виде линии, соединяющей точки измерений; курсор можно устанавливать как между точками, так и на них самих. Это означает, что разрешающая способность дисплея выше, чем действительная пространственная (или относящаяся к точкам с результатами измерений) разрешающая способность. На экране дисплея легко достичь и сантиметровой разрешающей способности — для этого надо расширить на экране пространство между двумя точками измерений так, чтобы курсор можно было перемещать на очень небольшое расстояние. Но это не означает, что оптический рефлектометр производит измерения с высокой разрешающей способностью — речь идет только о высокой разрешающей способности дисплея.

Пространственная разрешающая способность в некоторых местах уменьшается из-за наличия мертвой зоны. Достоверные измерения затухания в волокне — это те, которые сделаны между двумя уровня-

ми обратного рассеяния. Для измерения потерь нельзя использовать точки измерений, полученные, когда измеритель был в состоянии насыщения из-за френелевского отражения, так как в то время измеритель не мог точно измерять уровни. Более низкая пространственная разрешающая способность в районе вокруг френелевского отражения объясняется тем, что единственные точки измерений, которые можно использовать, находятся до и после мертвой зоны по обе стороны оптоволоконного соединения.

Точность определения места неоднородности. Скорость распространения оптического импульса определяется выражением

$$V = \frac{c}{n_g} = \frac{\omega}{b},$$

где c — скорость распространения света в волокне;

n_g — групповой показатель преломления;

$\omega = 2\pi\nu$ — частота оптического излучения;

b — постоянная распространения.

Как видно из этого выражения, V зависит от n_g , при $n_g = 1,5$ величина V составит 0,2 м/нс. Точность измерения расстояния зависит от точности измерения величины t и правильного указания величины n_g

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta t}{t} + \frac{\Delta n}{n}. \text{ Следовательно, максимально возможное расстояние,}$$

которое OTDR сможет тестировать с заданной точностью при задан-

ной длине импульсов определится выражением $L = \frac{\Delta L t n}{\Delta t n + \Delta n t}$.

Мертвая зона — это та часть показывающей френелевское отражение рефлектограммы волокна, в которой высокий уровень этого отражения «перекрывает» более низкий уровень обратного рассеяния.

Измеритель оптического рефлектометра рассчитан на измерение низких уровней обратного рассеяния в волокне, и в тех случаях, когда обратное рассеяние перекрывается более сильным френелевским отражением, он «слепнет». Период «слепоты» продолжается столько времени, сколько длится импульс. Когда измеритель воспринимает отражение высокого уровня, он оказывается в состоянии насыщения и не способен измерять более низкие уровни обратного рассеяния, которые могут иметь место сразу же после отражающей неоднородно-

сти. Мертвая зона включает в себя длительность отражения плюс время восстановления максимальной чувствительности измерителя. У высококачественных OTDR время восстановления меньше, чем у дешевых моделей, поэтому при их использовании и мертвые зоны становятся короче.

Поскольку мертвая зона непосредственно связана с длительностью импульса, ее можно уменьшить, сократив длительность импульса. Но сокращение длительности импульса приведет к уменьшению динамического диапазона. Поэтому в конструкции любого рефлектометра должен быть найден компромисс между этими двумя характеристиками. Аналогично оператор оптического рефлектометра должен выбирать длительность импульса в зависимости от того, что для него является более важным — различать близко расположенные друг к другу неоднородности или просматривать волокно большей длины. Самая лучшая конструкция обеспечивает большой динамический диапазон при небольшой длительности импульса. Соотношение «динамический диапазон/длительность импульса» и будет определять, на каком расстоянии в волокне вы сможете отличать друг от друга две находящиеся близко друг к другу неоднородности (оптоволоконные соединения).

Значение мертвых зон. Мертвые зоны появляются на рефлектограмме волокна во всех случаях, когда в волокне использованы разъемы, а также при наличии в волокне некоторых дефектов, например, трещин. В каждом волокне имеется по крайней мере одна мертвая зона (в месте, присоединения к рефлектометру). Это означает, что в начале тестируемого волокна имеется участок, в котором нельзя проводить никаких измерений. Этот участок имеет непосредственное отношение к длительности импульса лазерного источника. Обычно импульсы у оптических рефлектометров имеют длительность от 3 до 20 000 нс. При переводе в расстояние это означает от 60 см до почти 2 км. Если нужно получить характеристику части волокна, находящейся рядом с ближним концом, или измерить два события (неоднородности) на рефлектограмме, находящиеся друг от друга на расстоянии менее 30 м, нужно выбрать самую короткую из возможных длительностей импульса, при которой можно увидеть необходимую точку.

Мертвые зоны можно разделить на две категории: мертвые зоны события (неоднородности) и мертвые зоны затухания.

Мертвая зона события (называемая также мертвой зоной отражения) — это расстояние от одного френелевского отражения до другого, которое можно обнаружить. Такая мертвая зона говорит о том, когда после какого-либо отражения (обычно от разъема у рефлектометра) можно будет обнаружить отражение от обрыва или оптоволоконного соединения. Это важно в том случае, если необходимо отделить друг от друга два разных соединения, находящихся менее чем в 30 м друг от друга, например, во время восстановления чувствительности.

Наличие короткой мертвой зоны события означает, что после первого оптоволоконного соединения можно увидеть второе. В этом случае будет получена информация о том, как скоро после отражения можно измерить второе событие, такое, как сварное соединение (оптоволоконный стык) или дефект волокна. Чтобы осуществлять какие-либо измерения потерь в волокне, человек, проводящий измерения, должен быть в состоянии увидеть обратное рассеяние по обе стороны от оптоволоконного соединения. Это означает, что рефлектограмма должна опуститься со своего пика у отражения до уровня обратного рассеяния.

Мертвые зоны затухания всегда длиннее, чем мертвые зоны события, поскольку для обнаружения уровня обратного рассеяния детектор должен полностью восстановить свою чувствительность.

Точность измерения потерь. Точность измерений, производимых измерителем оптического рефлектометра, определяется точно так же, как и у оптических ваттметров и фотоприемников любого вида. Точность любого оптического измерителя зависит от того, насколько близко выходная мощность электрического сигнала соответствует входной мощности оптического излучения. Большинство оптических измерителей преобразуют поступающую мощность оптического излучения равномерно по всему рабочему диапазону в электрический сигнал соответствующего уровня, но выходная мощность электрического сигнала оказывается крайне низкой. Во всех измерителях используются электрические усилители, повышающие низкий уровень выходной мощности электрического сигнала, но все эти усилители вносят в сигнал определенные искажения. Высококачественные усилители могут усиливать как высокие, так и низкие уровни на одну и ту же величину. То есть, в большей части рабочего диапазона у них «линейная» реакция на входную мощность. Усилители более низкого

качества вносят в усиливаемый сигнал значительные искажения либо на высоком, либо на низком уровне входной мощности, так что эти уровни по краям рабочего диапазона становятся нелинейными. От того, в какой степени оптическому измерителю и его усилителю присуща линейность, будет зависеть, насколько точно поступающая оптическая мощность будет преобразовываться в усиленный электрический сигнал.

Точность измерений у многих оптических измерителей выражается либо (если диапазон измерений невелик) в виде просто $\pm \dots$ дБ (например, $\pm 0,10$ дБ), либо как определенное число процентов от уровня мощности (например, 2 %). Для оптических рефлектометров лучшим представлением точности измерений является указание степени линейности, выраженной как $\pm \dots$ дБ на 1 дБ мощности, измеряемой в определенных диапазонах измерений — например, $\pm 0,10$ дБ/дБ в диапазоне от 10 дБ до 20 дБ. Предполагается, что оптические рефлектометры должны поддерживать приемлемую точность в весьма широких диапазонах измерений — некоторые рефлектометры охватывают диапазоны уровней обратного рассеяния, превышающие 40 дБ. Поэтому рефлектометрам требуется поддержание довольно высокой степени линейности во всем измеряемом диапазоне входных мощностей оптического излучения. Недостаточная степень линейности оптических рефлектометров часто отражается на характере рефлектограммы волокна, выводимой на дисплей. Она то круто падает вниз, то загибается вверх, то приобретает крайне неровный характер. Характеристики линейности оптических рефлектометров в рекламных описаниях обычно не приводятся.

Френелевские отражения обычно находятся вне диапазона измерений и поэтому при характеристике линейности рефлектометра не учитываются. Однако в выводимой на экран рефлектограмме в период восстановления чувствительности после отражения часто проявляется нелинейность, возникающая при переходе уровня поступающей мощности от крайне высокого (отражение) к очень низкому (обратное рассеяние).

Показатель преломления — это соотношение между скоростью света в вакууме и скоростью света в каком-нибудь определенном волокне. Поскольку быстрее всего свет распространяется в вакууме (например, в безвоздушном пространстве), а в плотных материалах

(таких, как атмосфера или стекло) медленнее, то значение этого показателя всегда больше единицы. Для стекла оно равно примерно 1,5. Скорость света меняется в зависимости от плотности материала, в котором он распространяется. Плотность волокна определяется количеством и видом примесей, применяемых в процессе изготовления; их распределение может быть не абсолютно одинаковым в различных частях волокна и в различных волокнах. Таким образом, значение показателя преломления изменяется как в различных волокнах, так и в пределах одного волокна. Показатель преломления является «калибровочным» коэффициентом, который «сообщает» рефлектометру, с какой скоростью распространяется свет, и тем самым предоставляет ему возможность точно измерять расстояния.

В большинстве случаев нужно использовать значения показателя, рекомендованные изготовителем для различных видов тестируемых волокон и различных длин волн. В табл. 6.2 приведены показатели преломления волокон.

Таблица 6.2

Показатели преломления

Изготовитель	Одномод. волокно, тип	1300 нм Одномод.	1550 нм Одномод.	Многомод. размер сердечника	850 нм Многомод	1300 нм Многомод
Alcatel	Обычный	1,4660	1,4660	—	Не примен.	Не примен.
AT&T	Обычный	1,4659	1,4666	50/125	1,4840	1,4790
	Смещенная дисперсия	1,4743	1,4750	62,5/125	1,4960	1,4910
Corning	SMF-21	1,4640	1,4640	50/125	1,4897	1,4856
	SMF-28	1,4675	1,4681	62,5/125	1,5014	1,4966
	Смещенная дисперсия	1,4718	1,4711	100/140	1,4805	1,4748
Sumitomo	Обычный	1,4670	1,4670	50/125	1,4840	1,4790
				62,5/125	1,4960	1,4910

Длина волны. Оптическое волокно обычно используется и тестируется только на трех диапазонах длин волны: 850, 1300 и 1550 нм. Мно-

гомодовые волокна работают в диапазонах 850 и 1300 нм, одномодовые — только в диапазонах 1300 или 1550 нм.

Длина волны, на которой рефлектометр производит измерения, называется его *центральной длиной*. Она обладает определенной шириной. Под шириной линии излучения понимается определенный разброс длин волн вокруг центральной длины волны лазерного источника. Так, например, если центральная волна лазера — 1300 нм, а ширина линии равна 20 нм, то это значит, что излучение охватывает диапазон от 1290 (1300 – 10) до 1310 нм (1300 + 10). Лазеры с небольшой шириной линии излучения более дорогие, чем с большой шириной. Центральные длины волн обычно характеризуются как имеющие определенные допуски, такие как ± 30 нм. Если в технических характеристиках сказано, что 1310 нм ± 30 нм, ширина волны — 20 нм, то длина центральной волны может быть какой угодно в пределах между 1280 и 1340 нм, а все относящиеся сюда волны — в диапазоне между 1270 и 1350 нм.

Потери в волокне зависят от длины волны. Волокно необходимо тестировать примерно на той же длине волны, на которой оно будет работать. Оптические передатчики (лазеры и светодиоды) обычно делятся на категории по длине волны — 850, 1300 или 1550 нм. Конкретная длина их центральной волны и ширина линии излучения не всегда точно указываются. В некоторых случаях — если тестирование на определение затухания проводится на одном конце диапазона длин волн (например, на 1320 нм), а сеть будет работать на другом конце диапазона (например, 1280 нм) — затухание тестирующего сигнала будет количественно отличаться от затухания рабочего сигнала, что может привести к проблемам работы сети.

Зависимость величины потерь от длины волны можно видеть при сравнении двух рефлектограмм одного и того же волокна, снятых на двух различных длинах волн. На рефлектограмме, снятой на более длинной из этих двух волн, общие потери будут ниже, чем на рефлектограмме, снятой на более короткой волне, поскольку у нее меньше потери на рассеяние. Это выглядит как более пологий наклон рефлектограммы (более низкие погонные, или удельные потери — дБ/км). Однако на более длинной волне наблюдается тенденция к большим потерям световой энергии на изгибах волокна. Сравнивая две рефлектограммы, сделанные на этих двух длинах волн, можно легко

определить, возникло ли в волокне напряжение из-за изгибов. Чрезмерные изгибы часто имеют место на стыках, в соединительных кожухах, на изгибах кабеля на трассе, а также в концевых разъемах. Разницу между двумя рефлектограммами можно видеть на рис. 6.24.

Тип разъема. Для того чтобы подсоединить волокно к источнику света или измерителю, к волокну надо присоединить оптический разъем. На рынке имеется множество типов разъемов; наиболее часто среди них встречаются: FC/PC, ST, SC, Biconic, SMA и D4. К волокнам всегда присоединяются вилочные части разъемов; к оборудованию для тестирования и передающему оборудованию — розеточные части (или оптические переходные разъемы «розетка—розетка», позволяющие использовать вилочные части разъемов).

Надо принимать во внимание некоторые характеристики разъемов — коэффициент отражения, пригодность для многократных соединений, стойкость, размеры (обычно значение имеет длина разъема), а также материалы, из которых разъем сделан. У разъемов, предназначенных для обеспечения контакта друг с другом, значения коэффициента отражения более низкие. Разъемы с ключом и прорез-

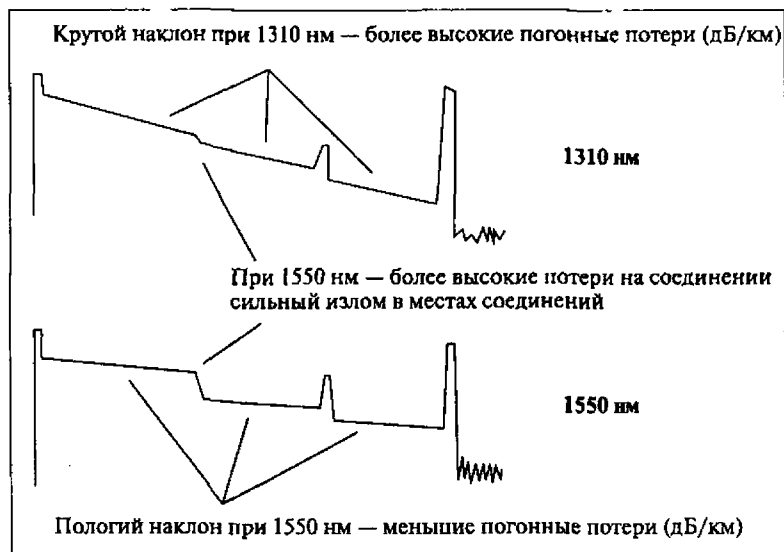


Рис. 6.24. Разница между двумя рефлектограммами

зью могут присоединяться только одним способом, и поэтому их можно использовать большее число раз, чем разъемы других типов. При правильном сопряжении разъема должна быть исключена возможность его легкого вращения или смещения, которые могли бы привести к изменению количества проходящей через него световой энергии. От длины разъема зависит, насколько он будет выступать из распределительных панелей и передающего оборудования. Металлические разъемы служат дольше и обладают большей стойкостью, чем пластмассовые. Одними из лучших разъемов для одномодовых и многомодовых волокон являются разъемы различных видов, принадлежащие к типу FC/PC и обладающие хорошими характеристиками. Разъемы типа ST также считаются хорошими; сейчас для многих сетей они становятся стандартными. SC-разъемы — это разъемы с самозапирающимся сочленением, обычно применяющиеся на линиях с большой плотностью волокон.

Для соединения оптического рефлектометра с волокном почти всегда используют патчкорд, или перемычку — короткий отрезок одножильного волоконно-оптического кабеля, снабженный разъемами на обоих концах.

Подключение внешних устройств. У большинства рефлектометров имеются различные приспособления для подсоединения внешних устройств — принтеров, графопостроителей, дисководов, модемов, внешних мониторов и компьютеров. Подключение этих устройств осуществляется с помощью одного или нескольких из следующих стандартных интерфейсов:

- IEEE-488 — «GP-IB» — параллельный интерфейс для компьютера или перьевого графопостроителя;
- RS-232C — 9-штырьковый последовательный интерфейс для подключения компьютера (COM порт) или принтера;
- Centronics — 25-штырьковый параллельный интерфейс для большинства принтеров компьютеров;
- композитный — интерфейс BNC для подключения видеографопостроителей, кассетных видеоманитофонов и некоторых мониторов;
- RGB Video — 9-штырьковый интерфейс для подключения цветных мониторов для компьютеров более старого типа (CGA);

- VGA Video – 15-штырьковый интерфейс для подключения цветных мониторов с высокой разрешающей способностью;
- RJ-11 – телефонная розетка встроенного модема.

В настоящее время на рынке средств измерения оптических волокон имеется огромный выбор оптических рефлектометров с сопоставимыми характеристиками. Это, прежде всего: HP (HP8147, E600A), ANDO (AQ7110, AQ7220), Wavetek (Helios 7920, MTS5100, MTS5200), EXFO FTB-300, Laser Precision (CMA4000 TD, CMA3000 TD), ИИТ (OP-2-1) и т.д.

6.6. Эксплуатационные измерения в волоконно-оптических системах передачи (ВОСП)

6.6.1. Технология измерений в ВОСП

Для волоконно-оптической системы передачи (ВОСП), как и для любой кабельной системы, существуют общие параметры, которые измеряются при строительстве, пусконаладочных работах, сертификационных испытаниях, а также в процессе эксплуатации при проведении профилактических работ. Однако ВОСП присущи особенности, обусловленные тем, что носителем информации является поток фотонов. Для работы в оптическом диапазоне применяются оптические квантовые генераторы (лазеры), генерирующие когерентное излучение, квантовые фотоприемники (фотодиоды и фототранзисторы), само оптическое волокно и ряд других элементов. Из них созданы не только оборудование для ВОСП, но и сами измерительные приборы.

На ВОСП необходимо измерять следующие параметры: мощность оптического излучения; затухание оптического сигнала в линии (дБ); ширину спектральной линии излучения (нм); длину волны оптического излучения (мкм или нм); дисперсию оптического импульса в оптическом тракте (пс/нм·км).

Для проведения этих измерений используются эксплуатационные приборы, указанные в табл. 6.3.

Кроме указанных параметров, в ВОСП контролируются автоматическое отключение лазера при аварии (например, обрыве оптического кабеля), а также периодичность и длительность его временного включения при тестировании восстановленной линии.

Приборы, используемые для измерения параметров

Параметр тестирования	Необходимое измерительное оборудование
Оптическая мощность	OPM, OLTS
Затухание в кабеле, интерфейсах и волокнах	OPM, SLS, OLTS
Уровень возвратных потерь	Анализатор ORL, OTDR
Определение места и характера повреждения оптоволоконного кабеля	Визуальный дефектоскоп, OTDR
Спектральные характеристики источника	Оптический анализатор спектра
Параметры дисперсии	Анализаторы дисперсии
Стрессовое тестирование ВОСП	Перестраиваемые аттенюаторы, OPM, SLS, OLTS

Примечание. Анализатор ORL — анализатор возвратных потерь

Специфическими особенностями обладают также измеряемые характеристики квантовых и оптических элементов ВОСП, особенно параметры излучателя — полупроводникового лазера: длина волны излучения $\lambda_{\text{изл}}$ (мкм или нм), ширина спектральной линии D (нм), средняя мощность излучения P_0 (мВт) и др.

6.6.2. Средства измерений в ВОСП

Стабилизированные источники оптического сигнала (SLS) служат для ввода в оптическую линию сигнала заданной длины волны и мощности. Оптический измеритель мощности принимает этот сигнал и оценивает уровень затухания, вносимого оптическим кабелем. Иногда в качестве стабилизированных источников оптического сигнала при проведении измерений используются источники сигнала линейного оборудования (в работающей сети).

Структурная схема SLS представлена на рис. 6.25. Основным элементом SLS является излучатель — источник оптического сигнала. Стабильность генерируемого сигнала поддерживается регулировкой тока излучателя по сигналу рассогласования источника опорного напряжения и напряжения эталонного фотоприемника. Фотоприемник служит для контроля мощности, генерируемой излучателем, для

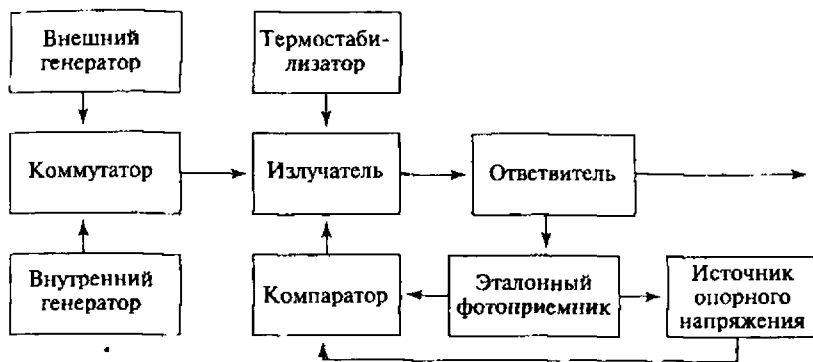


Рис. 6.25. Структурная схема SLS

этого часть излучаемого оптического сигнала через оптический ответвитель подается на эталонный фотоприемник. Стабилизация рабочей точки излучателя осуществляется компаратором. Температурный режим работы излучателя поддерживается термостабилизатором. Иногда при измерениях параметров оптических систем передачи используются модулированные оптические сигналы, для обеспечения генерации которых в состав SLS включается коммутатор, обеспечивающий модуляцию оптического сигнала за счет управления током излучателя от внешнего или внутреннего генератора.

Тип SLS определяется типом используемого излучателя. В современных приборах широкое применение нашли лазерные и светодиодные источники (LED). Они отличаются характеристикой добротности источника — шириной полосы излучения. Более высокую добротность имеют лазерные источники.

Выходная мощность SLS зависит от параметров источника сигнала и механизма ввода оптического сигнала в кабель. В лазерных источниках сигнала высокая эффективность ввода (до 30 %) обеспечивается за счет использования специального загрузочного кабеля (*pigtail*), что дополнительно увеличивает их стоимость; в светодиодных SLS, являющихся более дешевыми, эффективность ввода невелика и составляет обычно 5 %. Оптические измерители мощности (ОПМ) используются для измерения оптической мощности сигнала и затухания в кабеле. Основным элементом оптического измерителя мощности, определяющим характеристики прибора, является опти-

ческий детектор, в состав которого (рис. 6.26) входит фотодиод, который принимает входной оптический сигнал и преобразует его в электрический сигнал заданной интенсивности. Полученный электрический сигнал после процедуры аналого-цифрового преобразования попадает на сигнальный процессор, в котором производится пересчет полученного электрического сигнала в единицы измерений (дБм или Вт) в соответствии с характеристикой фотодиода. Для обеспечения стабильной работы фотодиода используется термостабилизация.

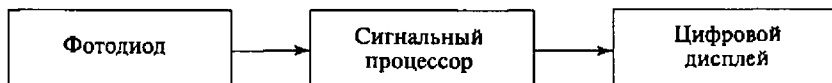


Рис. 6.26. Структурная схема оптического детектора

Основной характеристикой прибора является характеристика зависимости выходного сигнала фотодиода от мощности входного оптического сигнала на разных длинах волн, т.е. равномерность этой характеристики. В зависимости от степени неравномерности сигнальный процессор в большей или меньшей степени выполняет ее компенсацию.

Другой важной характеристикой фотодиодов является спектральная характеристика, т.е. зависимость эффективности работы фотодиода от длины волны передаваемого сигнала. Эффективность работы фотодиода определяется отношением тока на выходе к мощности принимаемого сигнала. Эта характеристика определяет диапазон использования различных фотодиодов в приборах.

6.6.3. Измерение оптической мощности

Измерение выполняется в соответствии со схемой, приведенной на рис. 6.27: источник излучения подключается к измерителю мощности. Для измерения оптической мощности необходим датчик, чувствительный к оптическому излучению в соответствующем спектральном диапазоне волн: это три диапазона — три окна прозрачности:

I ОП — $D\lambda_1 = 0,82...0,86$ мкм;

II ОП — $D\lambda_2 = 1,31...1,35$ мкм;

III ОП — $D\lambda_3 = 1,53...1,56$ мкм.



Рис. 6.27. Схема измерения оптической мощности

Для измерения мощности применяются специально разработанные для этого фотодиоды. К прибору могут подключаться как одномодовые, так и многомодовые оптические волокна, диаметр которых может достигать до 500 мкм. Измерение оптической мощности с помощью фотодиода основано на соотношении фототока, вызванного оптическим излучением, который пропорционален мощности оптического излучения и обратно пропорционален длине волны. В соответствии с этим шкала измерителя мощности градуируется в милливаттах (мВт) или в дБм для соответствующего окна прозрачности.

Погрешность измерения будет отсутствовать, если спектр излучения фотодиода будет симметричным и зависимость чувствительности фотодиода от длины волны будет иметь линейный характер. Так как эти условия не всегда выполняются, то рекомендуется использовать следующий порядок измерений: сначала определить центральную длину волны фотодиода (из технических данных). Затем настроить измеритель мощности на эту длину волны и выполнить измерение мощности.

Погрешность измерений содержит как систематическую составляющую, которая определяется точностью калибровки ОПМ, так и случайную составляющую, зависящую от степени нестабильности источника излучения или наличия отраженного извне излучения.

Измерители оптической мощности имеют малые габариты, вес, автономное питание и могут быть использованы как в лабораторных или заводских условиях, так и при строительстве, пусконаладочных работах, а также в

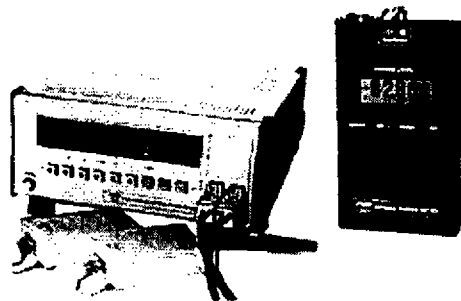


Рис. 6.28. Общий вид измерителя оптической мощности

процессе эксплуатации ВОСП. Табло приборов выполнено на основе цифровых индикаторов, чаще всего жидкокристаллических. Они имеют переключатели диа-пазонов измерений для трех окон прозрачности — 0,85, 1,3 и 1,55 мкм, переключатели градуировки мВт/дБм, а также лимб установки нуля. Измеряемое оптическое излучение подается с помощью оптического волокна, оконцованного оптическим разъемом, для чего на одной из боковых стенок приборов установлены розетки (гнезда) оптического разъема.

Оптические параметры, габариты, вес и условия эксплуатации приборов представлены в табл. 6.4, а общий вид некоторых из них — на рис. 6.28.

Таблица 6.4

Характеристики измерителей оптической мощности

Оптические характеристики	FOD (КБ волоконно-оптических приборов. Россия)			ЛОНИИР (Россия)	SIEMENS (Германия)	Schlumberger (Франция)
	FOD-1201	FOD-1204	FOD-1204H	АЛМАЗ 3-21	K2410	S1 7745
Рабочие спектральные диапазоны, нм	850, 1300 ±550	850, 980, 1300, 1480, 1550	850, 980, 1300, 1480, 1550	850 ... 900, 1200... 1400, 1400... 1600	850, 1300, 1550	850, 1300, 1550
Измеряемая оптическая мощность, дБ	От 3 до 70	От 10 до -83	От 26 до -67	От 3 до -60	От 20 до -60	От 3 до -70
Относительная погрешность, дБ	±0,25	±0,15	±0,15	±0,20	±0,25	±0,20
Габариты, мм	147×74×21	174×74×23	174×74×23	200×100×40	..	190×110×60
Вес, г	220	250	250	280	..	500
Рабочий диапазон температур, °С	0... +5	-10... +55	-10... +55	0...-45	..	+5...+40

6.6.4. Измерение ширины полосы пропускания

Ширина полосы пропускания B является важным параметром для описания передающих характеристик световода наряду с затуханием α . Затухание описывает потери света вдоль волоконного световода, а ширина полосы пропускания определяет меру его дисперсионных характеристик. Вследствие дисперсии импульсы света по мере прохождения по волоконному световоду расширяются во времени. С точки зрения частоты это означает, что световод ведет себя как фильтр нижних частот. То есть, амплитуда световой волны в световоде уменьшается по мере повышения частоты модуляции f_m до тех пор, пока не исчезнет. Поэтому волоконный световод пропускает сигналы низкой частоты, но ослабляет те сигналы, частота которых повышается. Если измерить амплитуды световой мощности в зависимости от частоты модуляции f_m в начале световода $P_1(f_m)$ и в его конце $P_2(f_m)$, то можно получить значение передаточной функции $H(f_m)$:

$$H(f_m) = \frac{P_2(f_m)}{P_1(f_m)}.$$

Значение передаточной функции нормируется путем деления ее на $H(0)$ — передаточную функцию при частоте $f_m = 0$ Гц, (без модуляции). На рис. 6.29 показана ее типичная кривая. Частота модуляции,

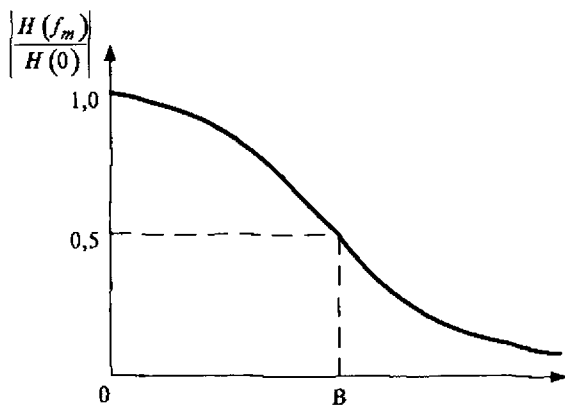


Рис. 6.29. Типичная кривая передаточной функции

при которой нормированная величина передаточной функции равна 0,5, называется шириной полосы пропускания B волоконного световода:

$$\frac{H(f_m = B)}{H(0)} = 0,5.$$

Следовательно, ширина полосы пропускания — это частота модуляции, при которой амплитуда (световая мощность) уменьшилась на 50 %, или — в оптическом измерении — на 3 дБ по сравнению с величиной, когда частота равна нулю.

Методы измерений ширины полосы пропускания. Полоса пропускания в одномодовых волокнах определяется исходя из измерений дисперсии, в многомодовых чаще всего используется метод определения по импульсной характеристике передачи.

При импульсном методе исследуется расширение импульса во времени, обусловленное влиянием дисперсии в волоконном световоде. Схема измерений приведена на рис. 6.30. В испытуемый световод вводится короткий световой импульс (обычно длительностью 100 пс). Вследствие модовой дисперсии и дисперсии материала входной импульс по мере прохождения по световоду расширяется. Результирующий выходной импульс поступает на фотодиод приемника, усиливается и подается на вход регистрирующего устройства. Этот процесс измерения необходимо повторить на коротком (около 2 м) волоконном световоде, чтобы определить параметры входного импульса.

С помощью накопленных данных о входном и выходном сигналах можно рассчитать среднеквадратичную длительность импульсов T_1 и T_2 . По этим данным можно получить среднеквадратичное уши-

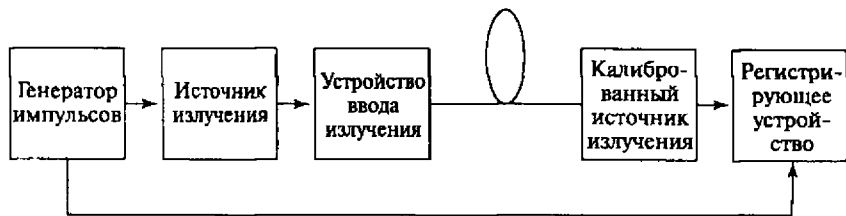


Рис. 6.30. Импульсный метод измерения ширины полосы пропускания

рение импульса $\Delta T_{\text{ср.кв}} = \sqrt{T_2^2 - T_1^2}$ и ориентировочное значение ширины полосы пропускания $B \approx \frac{0,375}{\Delta T_{\text{ср.кв}}}$.

При этом приближении предполагается, что импульсы имеют гауссовскую форму (поэтому и коэффициент равен 0,375), и не учитывается фактическая структура импульса кроме среднеквадратичной длительности. На рис. 6.31 приведена временная диаграмма импульсных измерений.

6.6.5. Измерение длины волны отсечки оптического излучения

В волокне в световоде в зависимости от длины волны распространяется либо одна, либо несколько мод. Для эксплуатации волоконных световодов важно определить длину волны, при которой в рассматриваемом световоде распространяется только основная мода. С помощью термина критическая длина волны волоконного световода обозначается наименьшая эксплуатационная длина волны, при которой может распространяться только фундаментальная мода. Выше этой критической длины волны λ_c ближайшая мода высшего порядка исчезает. Ниже λ_c при более коротких длинах волн добавляются другие моды. Оптический волновод является многомодовым при длинах волн менее λ_c и одномодовым — при более длинных волнах.

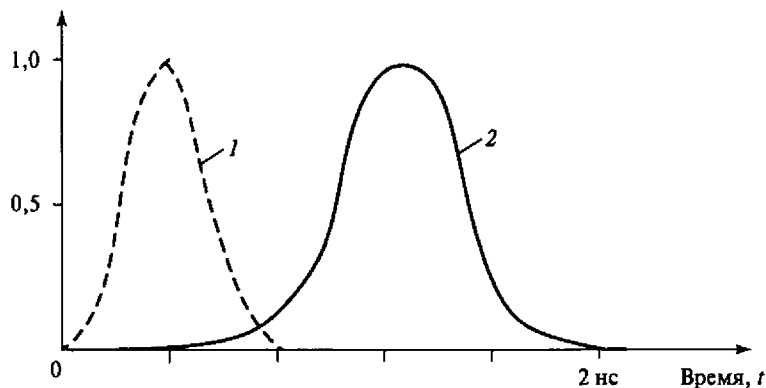


Рис. 6.31. Временная диаграмма импульсных измерений:
1 — входной импульс; 2 — выходной импульс

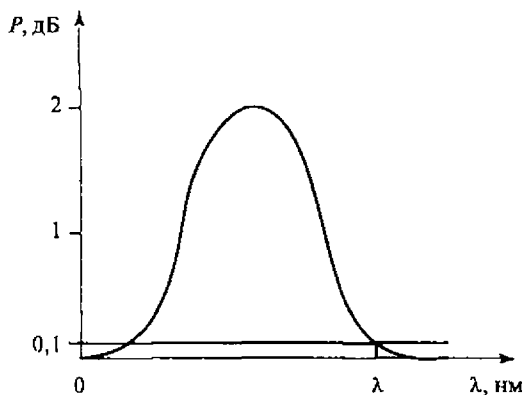


Рис. 6.32. Диаграмма для определения длины волны отсечки

При этом выходную мощность $P_1(\lambda)$ определяют для каждой длины волны диапазона. Затем рассчитывается затухание, обусловленное

изгибом, как функция длины волны $\xi(\lambda) = 10 \lg \frac{P_1(\lambda)}{P_2(\lambda)}$ и значение затухания наносится на диаграмму (рис. 6.32). Длину волны отсечки определяют по максимальной длине волны, при которой $\xi(\lambda) = 0,1$ дБ.

6.6.6. Измерение хроматической дисперсии

Импульсы света распространяются в волоконном световоде с групповой скоростью

$$c_g = \frac{c}{n_g},$$

где n_g — групповой показатель преломления стекла сердцевины, который зависит от длины волны λ .

Для прохождения по волоконному световоду длиной L световому импульсу требуется групповое время задержки

$$t_g = \frac{L}{c_g} = \frac{L}{c} n_g.$$

Измерение длины волны методом передаваемой мощности. Процедура измерения состоит из двух этапов. На первом этапе измеряется световая мощность $P_1(\lambda)$ на отрезке длиной 2 м испытуемого световода в его максимально прямой форме (радиус изгиба больше 140 мм). На втором этапе измеряется $P_2(\lambda)$ при однократном его витке вокруг сердечника диаметром 30 мм.

Следовательно, групповое время задержки из-за группового показателя преломления n_g также зависит от длины волны λ . Любой источник света для волоконного световода излучает свой свет не только на одной длине волны λ , а скорее со спектральной шириной $\Delta\lambda$, распределяемой вокруг длины волны λ . Поэтому отдельные порции света в пределах $\Delta\lambda$ распространяются с различными скоростями и имеют различные задержки времени. Мерой изменения группового показателя преломления n_g при различных длинах волн является *дисперсия материала* $M_0(\lambda)$, которая обычно выражается в пс/нм·км.

Поскольку групповой показатель преломления кварцевого стекла при длине волны 1300 нм имеет минимальное значение, производная для этой точки будет равна нулю и дисперсия материала при этой длине волны также пренебрежимо мала. Дисперсия материала - это величина, зависящая от его характеристик. С другой стороны, существует еще волноводная дисперсия, которая особенно важна при использовании одномодовых волоконных световодов. Она вызывается зависимостью распределения света фундаментальной моды по стеклу сердцевинки и оболочки и, следовательно, разности показателей преломления от длины волны $\Lambda = \Lambda(\lambda)$. Чем больше длина волны, тем больше фундаментальная мода расширяется из стекла сердцевинки в стекло оболочки. Следовательно, возрастающая доля света фундаментальной моды направляется по оболочке с ее сравнительно малым по отношению к сердцевинке показателем преломления, и вследствие этого, фундаментальная мода распространяется в целом быстрее. В пределах спектральной ширины $\Delta\lambda$ возникают различия временных задержек. Фактическая скорость распространения фундаментальной моды в стекле сердцевинки и оболочки однородна, т.е. она получается как взвешенное среднее значение из скоростей распространения в стекле сердцевинки и оболочки.

Сумма двух видов дисперсии (дисперсия материала и волноводная дисперсия) называется *хроматической дисперсией* $M(\lambda) = M_0(\lambda) + M_1(\lambda)$.

Длина волны $\Delta\lambda$, при которой хроматическая дисперсия исчезает, называется длиной волны с нулевой дисперсией. Импульс света, введенный в одномодовый световод от передатчика, имеющего спектральную ширину $\Delta\lambda$ или полную среднеквадратичную ширину $\Delta\lambda_{\text{ср.кв}}$, изменяется во времени из-за хроматической дисперсии $M(\lambda)$. Среднеквадратичное уширение импульса $\Delta\lambda_{\text{ср.кв}}$ для среднеквадра-

тичной длительности импульса T_1 в начале и T_2 на определенном расстоянии L определяется по формуле

$$\Delta T_{\text{ср.кв}} = \sqrt{T_2^2 - T_1^2} = M(\lambda) \Delta\lambda_{\text{ср.кв}} L.$$

Расширение импульса увеличивается пропорционально длине L волоконного световода и спектральной ширине $\Delta\lambda$ передатчика. Типичные значения $\Delta\lambda$ для лазерного диода равны от 3 до 5 нм, а для светодиода — от 40 до 70 нм (при длине волны 850 нм) и от 120 до 150 нм (при длине волны 1300 нм).

Ширина полосы пропускания B одномодового волоконного световода для гауссообразного спектра передатчика и среднеквадратичного уширения импульса $\Delta T_{\text{ср.кв}}$ может быть рассчитана как функция средней длины волны λ_m :

$$B = \frac{\sqrt{\ln 4}}{\pi} \cdot \frac{1}{\Delta T_{\text{ср.кв}}} = \frac{\sqrt{\ln 4}}{\pi} \cdot \frac{1}{\Delta T} \approx \frac{0,441}{\Delta T}.$$

Для измерения хроматической дисперсии $M(\lambda)$ как функции длины волны λ обычно используется либо передатчик с перестраиваемой длиной волны, либо несколько передатчиков с различными фиксированными длинами волн. С помощью монохроматора желаемая измерительная длина волны отфильтровывается и вводится в испытуемый волоконный световод. На конце световода с помощью прием-

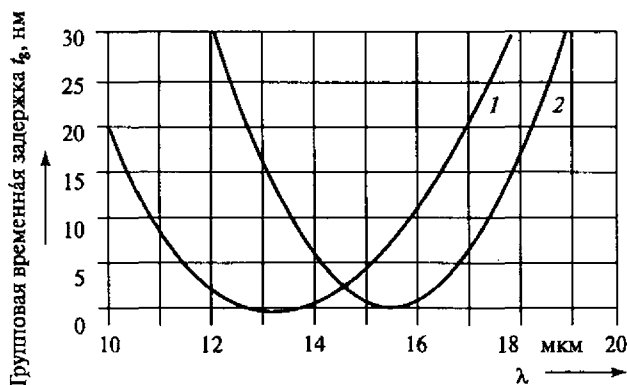


Рис. 6.33. Зависимость группового времени задержки t_g от длины волны λ :

1, 2 — см. рис. 6.34

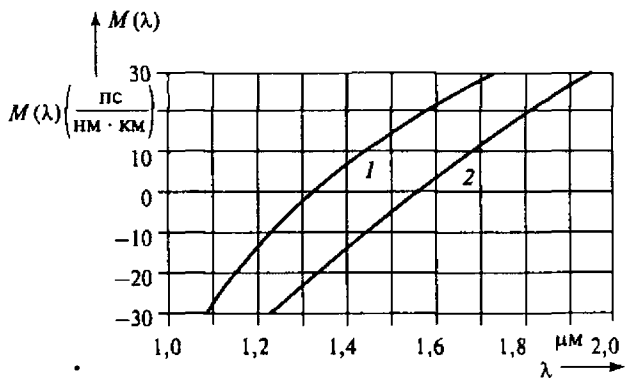


Рис. 6.34. Кривые хроматической дисперсии:

1 — одномодовый волоконный световод с нулевой дисперсией при длине волны 1,3 мкм; 2 — одномодовый волоконный световод с нулевой дисперсией при длине волны 1,55 мкм

ника и осциллографа измеряется абсолютная величина группового времени задержки t_g для длины L световода. Таким образом, посредством нескольких измерений получают зависимость группового времени задержки t_g от длины волны λ (рис. 6.33). Хроматическая дисперсия $M(\lambda)$ определяется по кривой групповой временной задержки путем расчета крутизны этой кривой и деления ее на длину L световода. На рис. 6.34 показаны соответствующие кривые хроматической дисперсии.

6.6.7. Алгоритм поиска неисправностей в ВОСП

При поиске неисправности в ВОСП необходимо ответить на вопрос, относится неисправность к электрической части оборудования или к оптической. Для этого с помощью ОРМ измеряется уровень оптической мощности и затем производится его сравнение с нормативным значением уровня. Если уровень оптической мощности находится в пределах нормы, то неисправность находится в электронной части аппаратуры передачи, которая нуждается в замене или ремонте. Если уровень принимаемой мощности слишком низкий, неисправность находится либо в передатчике, либо в волоконно-оптическом кабеле. Для дальнейшего поиска неисправности

необходимо выполнить измерение выходной мощности передатчика. Для этого используются ОРМ. Если выходная мощность передатчика низкая, он подлежит ремонту. Если мощность находится в пределах нормы, неисправность связана с волоконным кабелем.

Поиск неисправности в кабеле начинается с анализа его целостности. Для этого могут быть использованы визуальный дефектоскоп (для кабелей малой протяженности) или OTDR (для кабелей большой длины). Основные неисправности кабеля проявляются в местах с плохим качеством сварки, коннекторах, местах обрыва кабеля в результате внешних воздействий. Для поиска неисправности в коннекторах применяются эксплуатационные микроскопы. Для диагностики сварок и локализации обрывов применяются OTDR с учетом описанных выше ограничений на точность измерений. Основные виды неисправностей в ВОСП приведены в табл. 6.5.

Таблица 6.5

Основные виды неисправностей в ВОСП

Неисправность	Причина	Оборудование диагностики	Процедура устранения
Коннектор	Пыль или загрязнение	Микроскоп	Очищение, полировка, обновление
Кабель pigtail	Перекручивание кабеля	Визуальный дефектоскоп	Устранение перекручивания
Локальный всплеск затухания в кабеле	Перекручивание кабеля	OTDR	Устранение перекручивания
Распределенное увеличение затухания в кабеле	Некачественный кабель	OTDR	Замена участка кабеля
Потери в сварочном узле	Некачественная сварка Потери, связанные с близким расположением волокон в сварочном узле	OTDR Визуальный дефектоскоп	Вскрытие узла и проведение сварки заново
Обрыв кабеля	Внешние воздействия	OTDR, визуальный дефектоскоп	Ремонт/замена

Стрессовое тестирование аппаратуры ВОСП

Проектирование волоконно-оптических систем передачи обязательно включает в себя расчет энергетического бюджета оптического сигнала в ВОСП. Реальное значение обычно отличается от расчетного в связи с различием в качестве сварочных узлов, соединений и т.д. Это реальное значение энергетического бюджета оптического сигнала, полученное в ходе приемо-сдаточных испытаний, включается в паспорт ВОСП. В связи с тем что расчетное значение, как правило, имеет запас мощности по сравнению с реальным значением, возникает вопрос оценки потенциального запаса по мощности в ВОСП. Знание величины этого запаса может быть использовано для анализа влияния различных условий эксплуатации: например, определения предельного значения затухания заданного узла ВОСП, при котором система передачи еще будет работать.

Для анализа этого запаса по мощности применяются принципы стрессового тестирования, т.е. имитации плохих условий функционирования ВОСП, для чего используются оптические аттенюаторы. Измерения могут сопровождаться анализом цифрового канала связи по параметру ошибки (BER) в зависимости от уровня сигнала в линии. В линию передачи включается оптический аттенюатор, который вносит дополнительное затухание в ВОСП. При этом измеряется зависимость параметра ошибки BER от уровня вносимого затухания. Предельное значение вносимого затухания, при котором аппаратура ВОСП функционирует согласно техническим условиям, определяет запас по мощности в ВОСП.

6.6.8. Анализаторы возвратных потерь

Роль измерений возвратных потерь — ORL (*Optical Return Loss*) в современных телекоммуникационных системах возникла в связи с развитием широкополосных цифровых систем передачи, в результате чего повысились требования к подавлению возвратных потерь в оптических системах. Наличие возвратных потерь приводит к увеличению параметра ошибки в цифровых системах передачи и понижению отношения сигнал/шум в аналоговых системах. Применительно к оптическим системам передачи влияние ORL существенно для систем, использующих различные типы модуляции. Измерение параметра возвратных потерь касается всех участков волоконно-оптиче-

ской системы передачи, включая кабель, оптические интерфейсы, разветвители и другие компоненты.

Анализаторы возвратных потерь предназначены для измерения уровня отражения от ВОСП и представляют собой оптические рефлектометры с постоянным сигналом — OCWR (*Optical Continuous Wave Reflectometer*). Устройство анализаторов аналогично устройству оптического рефлектометра, представленному на рис. 6.23 с той лишь разницей, что в анализаторах ORL в качестве источника сигнала используется SLS непрерывного действия, а в качестве измерителя мощности отраженного сигнала — OPM. В отличие от оптических рефлектометров, обеспечивающих анализ уровня отражения от времени, анализаторы возвратных потерь дают интегральную характеристику среднего уровня отражения от ВОСП. В то же время использование анализаторов возвратных потерь оправдано в случае необходимости точных измерений уровня отражения, OTDR обеспечивают лишь оценку этого параметра.

В отличие от оптических рефлектометров анализатор не может определить местоположение участка с повышенным отражением, но зато обеспечивает большую точность измерений.

Основным фактором, влияющим на работу анализатора ORL, является стабильность источника сигнала. В анализаторах возвратных потерь могут использоваться как внутренние, так и внешние источники сигнала. Обычно используются лазерные SLS. Спектральная нестабильность источника приводит к удвоению ошибки измерения за счет отражения. В качестве OPM используется оптический детектор на основе InGaAs с линейным оптическим усилителем, таким образом, все факторы, влияющие на работу OPM, актуальны для анализаторов возвратных потерь. Дополнительно на работу анализатора ORL могут оказывать влияние параметры оптического разветвителя, такие как чувствительность к поляризации отраженного сигнала.

Глава 7. ИЗМЕРЕНИЯ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ

7.1. Методология измерения параметров бинарных цифровых каналов

Бинарным называется канал, на входе которого могут появляться последовательности двоичных сигналов 0 и 1. В ЦСП для измерения параметров бинарных цифровых каналов используется одна из следующих схем:

- с отключением канала,
- без отключения канала.

В первом случае в качестве источника и приемника сигнала служат специализированные приборы — анализаторы цифрового сигнала, в которых предусмотрено получение стандартизованного для конкретного типа канала или тракта измерительного сигнала.

Измерительный сигнал представляет собой тестовую последовательность, которая анализируется на приеме. Тестовые последовательности могут быть как фиксированными, так и псевдослучайными (ПСП) с различными заданными алгоритмами синхронизации.

Измерения «без отключения канала» используются в аппаратуре, имеющей встроенные средства контроля без прерывания связи, которые осуществляют оценку показателей ошибок по блокам реального сигнала и выдают сведения об обнаруженных аномалиях и дефектах в систему технической эксплуатации (ТЭ). Система ТЭ осуществляет их фиксацию и последующий анализ с использованием специальных алгоритмов. Этот процесс называется мониторингом.

Наиболее предпочтительным является измерение с прекращением связи, так как способ оценки показателей без прекращения связи менее точен.

7.1.1. Тестовые последовательности

Тестовые последовательности используются в том случае, если применяется схема «с отключением канала». Генератор и анализатор тестовой последовательности либо подключаются к разным концам бинарного цифрового канала (рис. 7.1, а), либо используется измерение «по шлейфу» (рис. 7.1, б), когда применяется один анализатор, выполняющий функции как генератора, так и анализатора. На рисунках СИ — средство измерений.

Тестовые последовательности бывают фиксированными и псевдослучайными. Фиксированные последовательности представляют собой чередующиеся комбинации бит, например:

1010101 — «альтернативная»,

1111111 — «все единицы»,

0000000 — «все нули».

Указанные последовательности используются для так называемого «стрессового тестирования», которое подразумевает измерение по схеме «воздействие—отклик». При этом на вход исследуемого объекта подаются сигналы с параметрами, не соответствующими норме, и отслеживается реакция системы на это воздействие (срабатывание световой индикации, регистрация ошибок и т.д.).

Фиксированная комбинация 1010101... называется *альтернативной* и используется для проверки гарантированной работы аппаратуры. Эта последовательность может передаваться без указания или с указанием начала цикла $f1010101$.



Рис. 7.1. Схемы измерений бинарного канала

Для того чтобы быть уверенными в том, что каждая ошибка зафиксирована, нужно передать заранее известную тестовую последовательность. Но желательно, чтобы такая последовательность была максимально приближена к реальному случайному сигналу. Этим требованиям удовлетворяют так называемые *псевдослучайные последовательности* (ПСП).

Псевдослучайные последовательности создаются генераторами ПСП (см. п. 4.1.11). Работа генератора основывается на сверточном кодировании с использованием N регистров сдвига и обратной связью перед регистром N . Структура последовательности является детерминированной на цикле и определяется числом регистров сдвига, а ее длина составляет $L = 2^N - 1$.

Чем больше число регистров сдвига в генераторе ПСП, тем больше будет длина тестовой последовательности и тем меньше ее повторяемость, т.е. она будет максимально приближена к случайной. В соответствии с Рекомендацией МСЭ-Т О.151 длина тестовой последовательности определяется скоростью передачи по бинарному цифровому каналу или тракту (табл. 7.1).

Таблица 7.1

Длина тестовой последовательности

Скорость передачи, кбит/с	Наименование тракта (канала)	Длина тестовой последовательности, бит
64, $n \times 64$	ОЦК	$2^{11} - 1 = 2047$
2048	ПЦСТ	$2^{15} - 1 = 32\,767$
8448	ВЦСТ	$2^{15} - 1 = 32\,767$
34 368	ТЦСТ	$2^{23} - 1 = 8\,388\,607$
139 264	ЧЦСТ	$2^{23} - 1 = 8\,388\,607$

Канал со скоростью 64 кбит/с называется основным цифровым каналом (ОЦК), а каналы со скоростями выше 64 кбит/с — цифровыми сетевыми каналами (трактами). Тракт со скоростью 2048 кбит/с называется первичным цифровым сетевым трактом (ПЦСТ), 8448 кбит/с — вторичным (ВЦСТ), 34 368 кбит/с — третичным (ТЦСТ), 139 264 кбит/с — четвертичным (ЧЦСТ).

7.1.2. Основные параметры ОЦК

В международной практике и нормативных документах $K_{\text{ош}}$ обозначают аббревиатурой BER (*bit error ratio* — коэффициент ошибок по битам). Параметр BER является основным при тестировании цифровых каналов. Он определяется на основании подсчета числа ошибочных бит в принимаемой тестовой последовательности. Существует два основных метода определения BER. В основе каждого метода лежит предположение о нормальном законе распределения ошибок в цифровой последовательности

Таким образом, BER представляет собой математическое ожидание функции вероятности $p(t)$ появления ошибок. В этом случае относительная погрешность измерений определяется выражением:

$$p(t) = \frac{1}{\sqrt{N}},$$

где N — число зарегистрированных ошибок.

Для целей эксплуатации погрешность измерений в 10 % является допустимой, что позволяет в качестве границы интервала объема выборки принять число битовых ошибок $N = 100$.

Методы вычисления величины BER

Первый метод заключается в подсчете числа битовых ошибок и сбора статистики после фиксации ровно 100 первых ошибок (рис. 7.2, а).

Недостатком данного метода является необходимость проведения измерений в течение длительного периода времени, т.е. до того момента, пока анализатор не зафиксирует 100 ошибок.

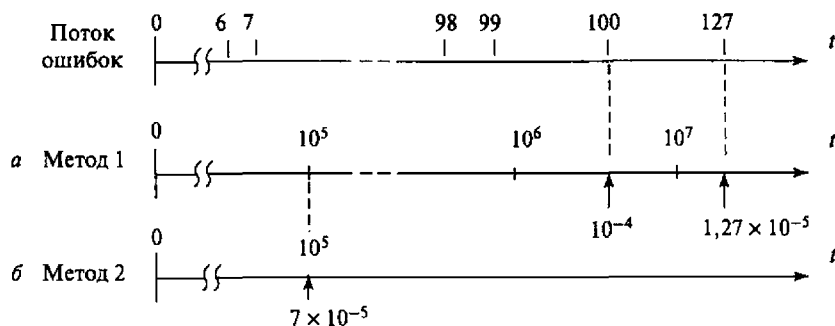


Рис. 7.2. Методы вычисления величины BER

Второй метод позволяет производить расчет BER сразу после начала измерений (рис. 7.2, б). Этот метод для обеспечения требуемой точности измерений предусматривает необходимость передачи определенного количества бит. На рисунке это число равно 10^7 . Точность измерений предполагается на порядок хуже обратного значения количества принятых бит. Если передано 10^7 бит, то точность составит 10^{-6} .

Чем больше интервал времени, за который производится измерение, тем ближе значение $K_{\text{ош}}$ к значению вероятности ошибки рош, которая является теоретической величиной при интервале измерений, равном бесконечности.

В процессе изучения причин возникновения ошибок в цифровых каналах и трактах было установлено, что критерий $K_{\text{ош}}$ не может быть универсальной оценкой качества, так как он отражает реальную картину лишь в тех случаях, когда ошибки имеют характер стационарного случайного процесса. На практике в цифровых системах передачи ошибки имеют тенденцию к группированию, т.е. возникают пачки ошибок, свойства которых с помощью этого показателя не могут быть достоверно правильно оценены, так как этот процесс не постоянен во времени.

Перечень основных параметров, измеряемых в цифровом канале, определен Рекомендацией МСЭ-Т G.821. Первоначально в качестве универсального оптимального показателя ошибок для оценки качества передачи была предложена процентная доля временных интервалов, в которых ошибки превышают определенный порог. Было введено два показателя ошибок:

- процент секунд с ошибками (одной и более);
- процент секунд со значительным количеством ошибок ($K_{\text{ош}} \geq 10^{-3}$).

На основании указанных показателей были определены следующие показатели ошибок для каналов ЦСП:

ES (*Errored Seconds*) — секунда с ошибками — период длительностью в 1 с, в течение которого наблюдалась хотя бы одна ошибка.

ESR (*Errored Second Ratio*) — коэффициент ошибок по секундам с ошибками — отношение числа ES к общему числу секунд в период готовности канала, в течение фиксированного интервала измерений.

SES (*Severely Errored Second*) — секунды, пораженные ошибками, — количество периодов длительностью в 1 с, в течение которых

$BER > 10^{-3}$. Подсчет SES производится только во время готовности канала (AS), следовательно, SES является частью ES.

SESR (*Severely Errored Second Ratio*) — коэффициент ошибок по секундам, пораженным ошибками, — отношение числа SES к общему числу секунд в период готовности канала (AS), в течение фиксированного интервала измерений.

Кроме указанных основных производится измерение следующих параметров:

AS (*Availability Second*) — время готовности канала (с) — разность между общей длительностью теста и временем неготовности канала.

AS (%) (*Availability Seconds*) — относительное время готовности канала. Определяет время готовности канала в процентах.

BIT (*Bit Errors*) — число ошибочных бит.

BER (*Bit Error Ratio*) — коэффициент ошибок по битам, равен отношению числа ошибочных бит к общему числу переданных за время нахождения канала в период готовности (AS).

ES (%) — процент времени с ошибками.

EFS (*Error Free Seconds*) — секунда, свободная от ошибок, — время, в течение которого отсутствовали ошибки.

EFS (%) — процент времени, свободного от ошибок. Данный параметр связан с предыдущими следующим соотношением:

$$EFS(\%) + ES(\%) = AS(\%);$$

SES (%) — относительная продолжительность времени со значительным количеством ошибок.

UAS (*Unavailability Seconds*) — секунды неготовности канала. UAS начинает отсчитываться с начала регистрации 10 последовательных SES (которые считаются частью периода неготовности — UAS) и заканчивается до начала 10 последовательных секунд без SES (которые считаются частью периода готовности — AS). Методика определения UAS и AS поясняется рис. 7.5.

7.1.3. Методы вычисления параметров ES (EFS)

Параметр ES обозначает количество периодов длительностью в 1 с, в течение которых наблюдалась хотя бы одна ошибка (этот параметр определяется во время готовности канала (AS)). В соответствии с европейским стандартом в измерительных приборах реализо-

ван подсчет ES, не «привязанный» к моменту обнаружения ошибки в канале (тракте). Время измерения разбивается на односекундные интервалы, начинающиеся с момента начала сеанса измерения (рис. 7.3, а). Интервал, в течение которого наблюдалась одна или больше ошибок, считается секундой с ошибкой — ES. Достоинством данного метода является простота его реализации и определения параметра EFS:

$$EFS = AS - ES.$$

В соответствии с американским стандартом, секундой с ошибкой (ES) считается секунда, следующая непосредственно за моментом регистрации ошибки (рис. 7.3, б). Данный метод «привязан» к моменту появления ошибки (т.е. является синхронным), что делает его более точным, чем европейский, так как измерения, проведенные на одном канале одновременно несколькими приборами, точно совпадут.

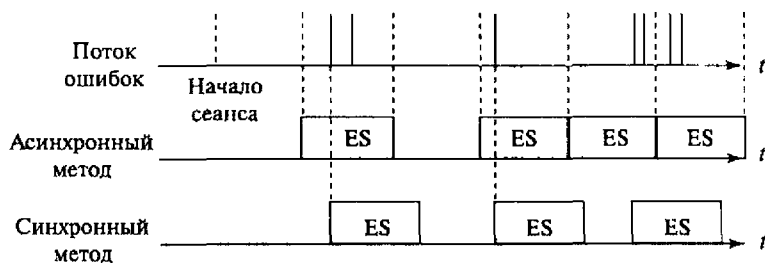


Рис. 7.3. Методы вычисления параметров ES (EFS)

Недостатком синхронного метода является то, что явное определение EFS при его использовании невозможно, как и при асинхронном. Для того чтобы определить EFS, необходимо просуммировать все зафиксированные интервалы, свободные от ошибок, а затем разделить их на временные отрезки длительностью в 1 с.

Последовательность определения и расчета указанных параметров ОЦК в соответствии с Рекомендацией G.821 представлена на рис. 7.4.

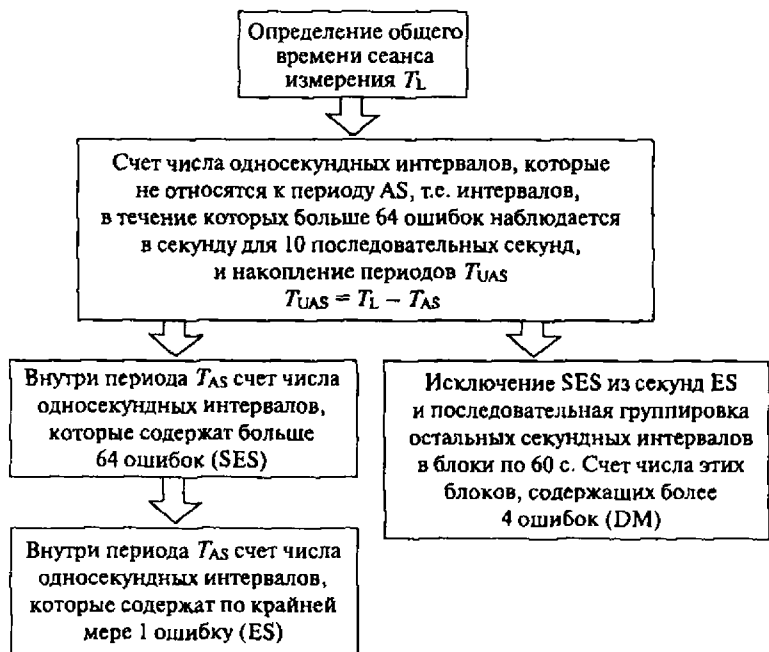


Рис. 7.4. Последовательность определения и расчета параметров ОЦК в соответствии с Рекомендацией G.821

7.1.4. Показатели ошибок для сетевых трактов

Рекомендация G.821 была разработана для каналов со скоростью передачи 64 кбит/с, а контроль ошибок необходимо осуществлять и в трактах, работающих с более высокими скоростями. Таким образом, в процессе эксплуатации ЦСП появилась необходимость в разработке параметров для цифровых сетевых трактов.

Рекомендация G.821 предусматривала оценку показателей качества с перерывом связи, так как только при использовании заранее определенной тестовой последовательности становятся известными ошибочные символы в передаваемой последовательности.

Однако перерыв в деятельности связи нежелателен, поэтому при разработке в Рекомендации МСЭ-Т G.826 был использован принцип измерения ошибок не по битам, а по блокам. Данная рекомендация

предлагает методику оценки параметров ошибок без перерыва связи на основе устройств встроенного контроля.

В первом случае блочные ошибки определяются с помощью процедуры CRC или VIP, а во втором — с помощью ПСП, создаваемых анализаторами потоков.

Рекомендация G.821 оставлена в действии только для основного цифрового канала (ОЦК) 64 кбит/с.

Блок — последовательность бит, ограниченная по числу бит, относящихся к данному тракту; при этом каждый бит принадлежит только одному блоку.

Количество бит в блоке зависит от скорости передачи в цифровом сетевом тракте. Размеры блока, установленные Нормами на электрические параметры цифровых каналов и трактов магистральных и внутризоновых первичных сетей Госкомсвязи [10] на основе Рекомендации G.826, приведены в табл. 7.2. Значение величины блока основано на кратности 125 мкс.

Таблица 7.2

Значения величины блоков для контроля характеристик ошибок

Скорость передачи, кбит/с	Величина блоков, бит	Длина блоков, мкс
2048	2048	1000
8448	4224	500
34 368	4296	125
139 264	17 408	125

Каждый блок проверяется с помощью кода «с проверкой на четность» — VIP (*Bit Interleaved Parity*) для ЦСП СЦИ или циклического кода с избыточностью — CRC для ЦСП ПЦИ. Примерами указанных кодов являются VIP-8 и CRC-4, которые позволяют определить до 90 % ошибок, имеющих пуассоновское распределение.

Контроль характеристик ошибок в сетевых трактах основан на выявлении и регистрации следующих событий, появляющихся в передаваемом цифровом сигнале:

ЕВ (*Errored Block*) — блок, в котором один или несколько бит, входящих в блок, являются ошибочными.

ES (*Errored Seconds*) — секунда с ошибками — период длительностью в 1 с, в течение которого наблюдался хотя бы один блок с ошибкой.

SES (*Severely Errored Second*) — секунда, пораженная ошибками — период длительностью в 1 с, содержащий $\geq 30\%$ блоков с ошибками (EB) или по крайней мере один период с серьезными нарушениями (-SDP).

ESR (*Errored Second Ratio*) — коэффициент ошибок по секундам с ошибками — отношение ES к общему числу секунд в период готовности канала в течение фиксированного интервала измерений.

SESR (*Severely Errored Second Ratio*) — коэффициент ошибок по секундам, пораженным ошибками, — отношение числа SES к общему числу секунд в период готовности канала, в течение фиксированного интервала измерений.

SDP (*Severely Disturbed Period*) — период с серьезными нарушениями — период длительностью, равной 4 смежным блокам, в каждом из которых коэффициент ошибок $\geq 10^{-2}$, или в среднем за 4 блока коэффициент ошибок $\geq 10^{-2}$, или же наблюдалась потеря сигнальной информации.

BBE (*Background Block Error*) — блок с фоновой ошибкой — блок с ошибками, не являющийся частью SES.

BBER (*Background Block Error Ratio*) — коэффициент ошибок по блокам с фоновыми ошибками — это отношение числа блоков с фоновыми ошибками ко всему количеству блоков в течение времени готовности за фиксированный интервал измерений за исключением всех блоков в течение SES.

Период неготовности для тракта — период, когда хотя бы одно из его направлений находится в состоянии неготовности.

BLER (*Block Error Rate*) — коэффициент ошибок по блокам — отношение числа ошибочных блоков данных к общему числу переданных блоков.

Последовательность SES может быть предвестником периода неготовности тракта (UAS), когда отсутствуют процедуры восстановления.

Периоды следующих подряд SES в течение T секунд, где $2 \leq T \leq 10$ (некоторые операторы сетей считают их отказами и называют ударом по сервису) могут привести, например, к разъединению коммутируемого соединения. Как видно из рис. 7.5, период неготовности (UAS) начинается с приема 10 последовательных SES.

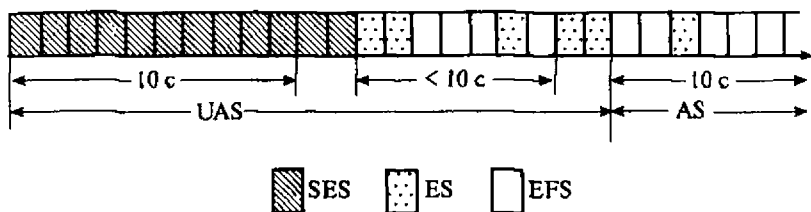


Рис. 7.5. Критерий определения периода UAS

Эти 10 SES рассматриваются как часть периода UAS. Новый период готовности AS начинается с приема 10 последовательных секунд, не являющихся SES, которые будут являться частью периода AS.

Критерий определения периода UAS для двустороннего тракта поясняется рис. 7.6. Время неготовности регистрируется в том случае, если хотя бы одно направление находится в периоде неготовности. В том случае если тракт находится в периоде неготовности, события ES, SES, BBE можно суммировать в обоих направлениях. Такой подсчет может быть полезным для анализа повреждений. Однако, согласно рекомендации, эти события не включаются в оценку параметров ESR, SESR, BBER.

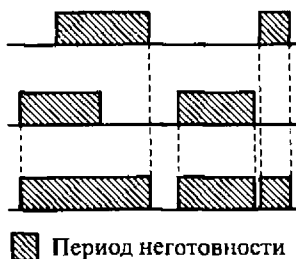


Рис. 7.6. Критерий определения периода UAS для двустороннего тракта

На рис. 7.7 представлен алгоритм определения параметров согласно Рекомендации G.826. При проведении измерений «без отключения тракта» показатели качества могут быть оценены с помощью событий, которые можно разделить на две группы: аномалии и дефекты (см. гл. 8).

Одиночная аномалия не является препятствием для выполнения требуемых функций. Аномалии используются как входной сигнал для процесса мониторинга показателей и определения дефектов. Плотность аномалий может достичь такого уровня, при котором возможность выполнения функций прерывается.

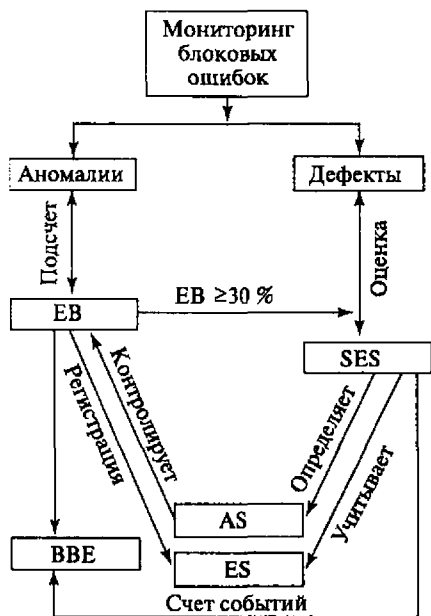


Рис.7.7. Алгоритм определения параметров согласно Рекомендации G.826

(проверка на четность — ВР, циклический контроль избыточности — CRC).

Дефектами называются следующие события:

- d_1 — пропадание сигнала — LOS (*Loss of Signal*);
- d_2 — сигнал индикации аварийного состояния — AIS (*Alarm Indication Signal*);
- d_3 — пропадание цикловой синхронизации — LOF (*Loss of Frame*).

7.2. Измерения в системах передачи ПЦИ

7.2.1. Измерения первичного цифрового сетевого тракта (Е1)

Тракт Е1 является первичным трактом в системах передачи плезиохронной цифровой иерархии (ПЦИ). Этот тракт наиболее часто используется во вторичных сетях общеслужебной и оперативно-технологической связи (передачи данных, телефонных). Особенность

Дефекты используются как входные сигналы мониторинга показателей для управления последовательностью действий и определения причины повреждений.

В зависимости от типа системы передачи (ПЦИ, СЦИ) эти понятия отличаются и включают в себя различный перечень событий.

Для систем ПЦИ под аномалиями понимаются две следующие категории событий, регистрируемые во входном сигнале:

a_1 — цикловой синхросигнал — FAS (*Frame Alignment Signal*) с ошибками;

a_2 — блок с ошибкой — ЕВ, обнаруженной с помощью методов встроенного контроля

этого тракта по сравнению с другими трактами системы ПЦИ состоит в том, что он имеет цикловую и сверхцикловую структуры.

Общая концепция измерений потока Е1 представлена на рис. 7.8. Измерения потока можно разделить на две группы:

- первая рассматривает вопросы, связанные с измерениями на элементах системы передачи (мультиплексорах и регенераторах);
- вторая рассматривает измерения на сети в целом (измерения параметров физического, канального и сетевого уровней).

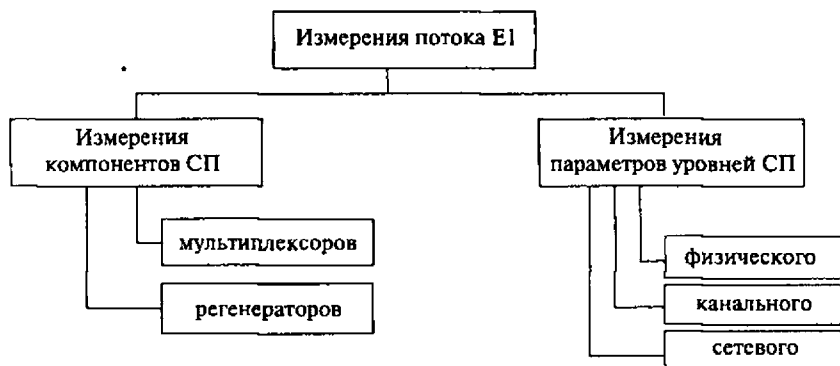


Рис. 7.8. Общая концепция измерений потока Е1

Первая группа измерений проводится на этапе установки нового оборудования, его инсталляции. Вторая группа соответствует измерениям, которые выполняются в процессе эксплуатации уже существующей сети для поиска и устранения неисправностей.

Эксплуатационные измерения систем передачи тракта Е1, могут быть рассмотрены в соответствии с ЭМВОС (эталонной моделью взаимодействия открытых систем).

Архитектура цифровых систем передачи включает три уровня: физический, канальный и сетевой. Целью физического уровня является описание электрических интерфейсов и параметров сигнала Е1. Канальный уровень описывает процедуры мультиплексирования и демультиплексирования ОЦК (64 кбит/с) и каналов ТЧ в поток Е1, цикловую и сверхцикловую структуры потока, встроенные процедуры контроля ошибок. Задачей сетевого уровня являются описание

процедур управления трактом, созданным из потоков Е1, и контроль ошибок на сетевом уровне.

Схемы подключения анализаторов к цифровому потоку

В сетях связи используются три основных схемы подключения анализаторов потоков к цифровым трактам (рис. 7.9):

- с отключением канала (рис. 7.9, а);
- без отключения канала (высокоомное подключение) (рис. 7.9, б);
- подключение «вразрез» (рис. 7.9, в).

Схема с отключением канала предусматривает, что анализатор берет на себя функции линейного оборудования. Эта схема используется при проведении измерений параметров физического и канального уровней.

Схема без отключения канала не нарушает процесса передачи информации по тракту, но не позволяет вносить изменения в структуру потока. Эта схема наиболее часто применяется при эксплуатации сети. Анализаторы, используемые в такой схеме, должны иметь два входа для потока Е1.

Схема подключения «вразрез» предусматривает, что анализатор пропускает поток «через себя», т.е. поток передается со входа анализа-

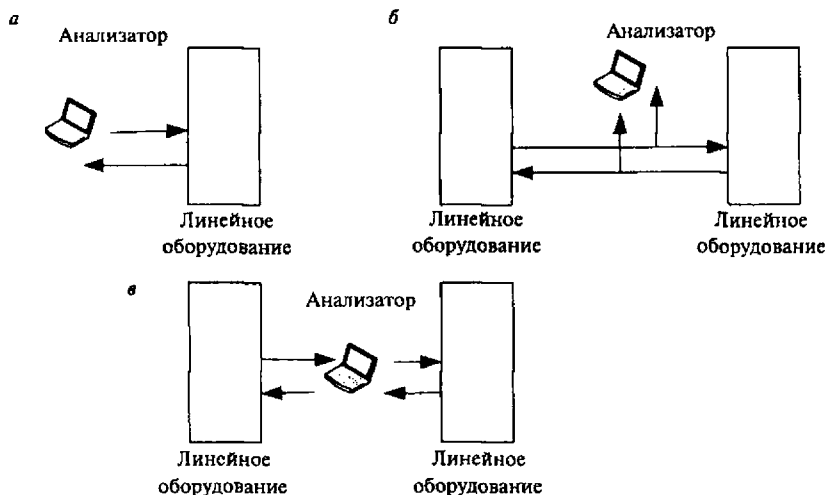


Рис. 7.9. Схемы подключения анализаторов потоков к цифровым трактам

тора на его выход. Для одновременного исследования тракта передачи и тракта приема анализатор должен иметь два входа и два выхода.

Проверка работы мультиплексоров и регенераторов

Проверка работы мультиплексоров заключается в проверке корректной работы мультиплексорного и демультиплексорного оборудования. Мультиплексирование заключается в объединении 32 каналов тональной частоты (ТЧ) или n цифровых каналов со скоростью передачи 64 кбит/с в один поток 2048 кбит/с. В случае объединения каналов ТЧ оборудование должно выполнять аналого-цифровое преобразование.

Схема проведения измерений представлена на рис. 7.10, а. Анализатор должен поддерживать функцию генерации аналоговых сигналов или цифровых сигналов ПСП со скоростью 64 кбит/с и функцию анализа цифрового потока Е1. Для этого анализатор должен поддерживать интерфейсы V.35, RS-449, X.21 и сонаправленный интерфейс G.703. В схеме следует обратить внимание на способ синхронизации, она должна быть выполнена по входящему потоку Е1, в противном случае возможно возникновение проскальзываний.

Анализируемыми параметрами качества в данной схеме измерений будут параметры ошибок:

- количество битовых ошибок (ЕБИТ);

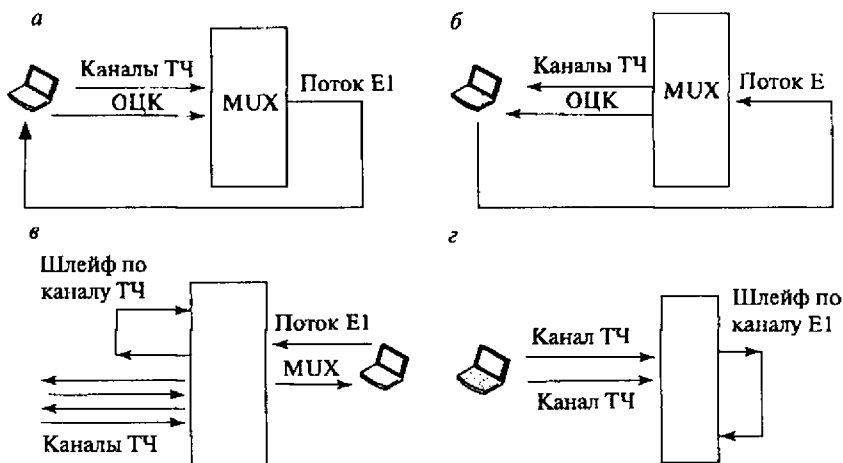


Рис. 7.10. Схема проверки работы мультиплексоров

- количество блоковых ошибок (EBLOC);
- коэффициент ошибок по битам (BER).

Работа мультимплексора будет признана корректной, если он не вносит ошибок при мультимплексировании и не генерирует сигналов неисправной работы.

Проверка работы демультимплексора производится по той же схеме, что и мультимплексора (рис. 7.10, б), изменяются только направления передачи и приема. Синхронизация мультимплексора должна производиться от потока Е1, а анализатор синхронизируется от внутреннего или внешнего источника.

Оценка работы демультимплексора производится по тем же принципам, что и мультимплексора: если не возникает битовых и кодовых ошибок, его работу следует признать удовлетворительной.

Обе схемы измерений позволяют проводить так называемое «стрессовое» тестирование. Суть его состоит в проверке реакции оборудования на нестандартные условия работы. Анализатор имитирует некорректный сигнал того или иного вида, например можно задать изменение частоты, дрожание фазы, или ввести в поток пачку ошибок. Такое тестирование позволяет сделать вывод об устойчивости работы оборудования и выявить его скрытые резервы.

Кроме рассмотренных методов, существуют способы одновременной проверки работы мультимплексорного и демультимплексорного оборудования. Схема измерений приведена на рис. 7.10, в. Согласно этой схеме, по одному или нескольким аналоговым каналам организуется «шлейф», а анализатор подключается к оборудованию по схеме «с отключением канала». Анализатор в этой схеме генерирует цифровой аналог синусоидального сигнала по одному или нескольким канальным интервалам. Этот сигнал пройдет процедуру преобразования «цифра—аналог» и «аналог—цифра» на мультимплексоре и будет принят анализатором. Такие измерения позволяют оценить параметры физического и канального уровней потока Е1 и проверку корректности работы АЦП. Анализ аналогового сигнала позволяет оценить уровень сигнала, его частоту, уровень шумов и соотношение сигнал/шум.

Второй способ проведения одновременной проверки мультимплексора и демультимплексора заключается в организации «шлейфа» по каналу Е1 (рис. 7.10, г). Такая схема измерений требует наличия двух анализаторов, способных генерировать синусоидальный сигнал и проводить его измерения. Один анализатор создает аналоговый сиг-

нал в полосе канала ТЧ, этот сигнал подвергается процедуре мультиплексирования, затем передается по «шлейфу» в канале Е1 и демultiplexируется. Второй анализатор принимает аналоговый сигнал и измеряет его уровень. Это измерение позволяет оценить величину затухания, вносимого мультиплексором.

Проверка работы регенераторов

Регенераторы предназначены для устранения действия помех и линейных искажений в линейном тракте, которые изменяют амплитуду, длительность и форму импульсов линейного сигнала, а также величину временного интервала между соседними символами. Регенерация позволяет «очистить» от помех и искажений сигнал, который прошел через участок линии связи, и восстановить его в том виде, в каком он поступил на вход этого участка. Регенераторы устанавливаются в тракте приема оконечной станции (станционные регенераторы) и в промежуточных необслуживаемых регенерационных пунктах.

Проверка работы регенератора заключается в измерении линейного сигнала до регенератора и после него (рис. 7.11). Измерения включают не только оценку усиления, вносимого регенератором, но и проверку корректности восстановления линейного сигнала (количество кодовых ошибок, ошибок CRC, проверку цикловой и сверхцикловой структуры).

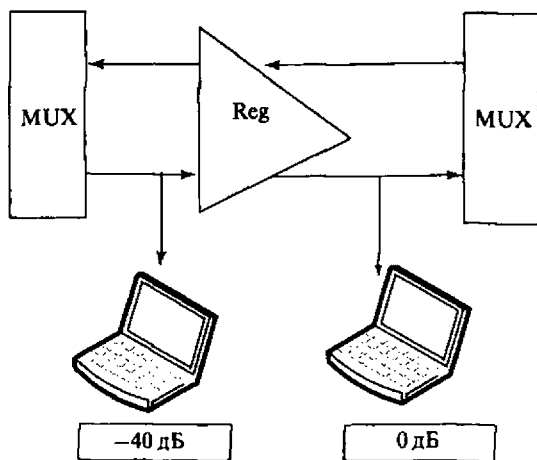


Рис. 7.11. Проверка работы регенератора

Физический уровень E1

Стандартами МСЭ-Т физического уровня являются Рекомендации G.703 (Физические/Электрические характеристики интерфейсов цифровой иерархии) и G.823 (Управление джиттером и вандером на цифровых сетях, основанных на иерархии 2048 кбит/с).

В соответствии с рекомендацией G.703, основными характеристиками интерфейса являются:

- *скорость передачи* — 2048 кбит/с ± 50 ppm (1 ppm (*parts per million*) = 10^{-6}). Для скорости 2048 кбит/с 50 ppm = $50 \cdot 2,048$ Гц = 102,4 Гц, таким образом, допускается отклонение частоты: 2048 кбит/с $\pm 102,4$ Гц.

- *используемый код*: HDB3 (G.703) или AMI. Код AMI (*Alternate Mark Inversion Code*) определен Рекомендацией G.701 и предусматривает инверсию каждой следующей единицы (рис. 7.12, а). Он не нашел широкого применения, так как длинные последовательности нулей или единиц приводят к потере синхронизации. Код HDB3 (*High Density Bipolar of order 3*) является модернизацией AMI, он предусматривает замену четырех последовательных нулей на комбинацию 000V или V00V, где V представляет собой двухимпульсную вставку «плюс импульс–минус импульс» (рис. 7.12, б).

Выбор между 000V или V00V зависит от того, какую полярность имеет последний инвертированный бит и каково число бит в последней вставке. Если количество бит четное — вставляется 000V, причем импульс V имеет ту же полярность, что и предшествовавший импульс. Если количество бит нечетное — используется вставка V00V, полярность импульса V противоположна полярности предыдущего импульса, а полярность V — совпадает с полярностью V. На приемном конце оборудование осуществляет замену двухимпульсных вставок, восстанавливая последовательность нулей. Этот код обеспечивает большую плотность импульсов и обеспечивает лучшие параметры синхронизации.

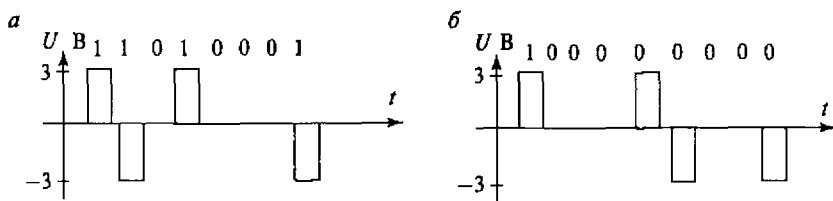


Рис. 7.12. Примеры кодовых последовательностей:

а — AMI; б — HDB3

• *Электрические параметры интерфейса и форма сигнала.* Нормы на электрические параметры интерфейса приведены в табл. 7.3. Рекомендация рассматривает два стандарта: для симметричного (120 Ом) и несимметричного интерфейса (75 Ом). На территории России стандартом является симметричный интерфейс.

Таблица 7.3

Нормы на электрические параметры интерфейса

Форма импульса	Должна соответствовать шаблону. Значение V определяется номинальной пиковой амплитудой импульса	
	Одна коаксиальная пара	Одна симметричная пара
Импеданс, Ом	75	120
Номинальное пиковое напряжение импульса, В	2,37	3
Пиковое напряжение при отсутствии импульса, В	$0 \pm 0,237$	$0 \pm 0,3$
Номинальная ширина импульса, нс	244	
Отношение амплитуд положительного и отрицательного импульсов в середине импульсного интервала	0,95 + 1,05	
Отношение ширины положительного и отрицательного импульсов в середине импульсного интервала	0,95 - 1,05	
Максимальный джиттер на выходе	Рекомендация G.823	

Измерения частоты линейного сигнала и его уровня производятся по схеме, приведенной на рис. 7.9, б. Анализатор включается высокоомно, без нарушения связи.

Измерение уровня сигнала производится по той же схеме (рис. 7.9, а), причем уровень может оцениваться как в вольтах, так и в дБм.

Анализ формы импульса позволяет оценить степень искажений импульса в процессе распространения цифрового сигнала по тракту.

Кроме указанных параметров, на физическом уровне потока E1 измеряется время задержки линейного сигнала — RTD (*Round Trip*

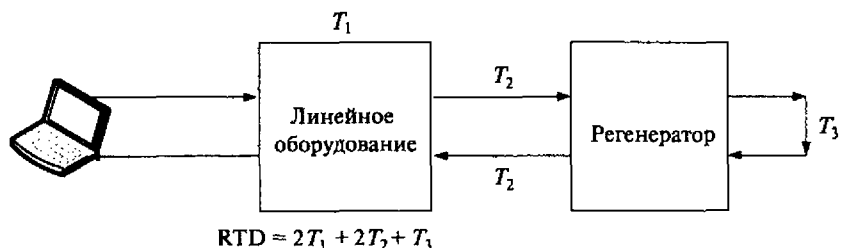


Рис. 7.13. Измерение времени задержки линейного сигнала RTD

Delay). Это измерение является актуальным для трактов, имеющих значительные задержки времени распространения сигналов, например, спутниковых. Схема проведения измерений приведена на рис. 7.13.

Измерения RTD производятся «по шлейфу» и в качестве измерительного сигнала используется псевдослучайная последовательность PRBS.

Измерения производятся с пошаговой установкой различных шлейфов. Например, как видно из схемы, вначале можно установить шлейф на выходе линейного оборудования системы передачи и измерить $RTD_1 = 2T_1 + T_3$, затем установить шлейф на выходе регенератора и измерить $RTD_2 = 2T_1 + 2T_2 + T_3$. Считая, что T_3 является незначительной величиной, можно оценить параметры T_1 и T_2 .

Канальный уровень E1

Структура цикла и сверхцикла. Цифровой поток, передаваемый по сети, имеет стандартную логическую структуру — цикл (*frame*). Такая структура обеспечивает процедуры мультиплексирования и демultipлексирования, а также передачу служебной информации (управляющей, встроенной диагностики).

Поток E1 по своей структуре может быть: неструктурированным, с цикловой структурой, с цикловой и сверхцикловой структурой.

Неструктурированный поток не разделен на каналные интервалы (обычно это каналы 64 кбит/с).

Поток с цикловой структурой разделен на 32 каналных интервала от 0 до 31. Структура цикла определена Рекомендацией G.704 и приведена на рис. 7.14. Как видно из рисунка, цикл имеет длину 256 бит, каждый каналный интервал КИ—TS (*Time Slot*) имеет 8 бит, ско-

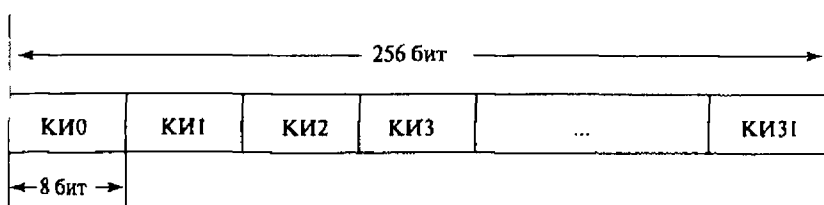


Рис. 7.14. Структура цикла

рость, с которой передается каждый бит, 8000Гц, таким образом скорость в КИ составляет 8 бит 8000 Гц = 64000 Гц.

Сигнал FAS (*Frame Alignment Signal*) является сигналом цикловой синхронизации и передается в нулевом канальном интервале (КИ0) нечетных по порядку следования циклов, т.е. циклов с номерами 0, 2, 4... Сигнал NFAS передается в TS0 четных по порядку следования циклов — 1, 3, 5...

Распределение бит 1–8 циклов приведено в табл. 7.4.

Таблица 7.4

Распределение бит 1–8 циклов E1

Nбит	1	2	3	4	5	6	7	8
Фрэйм с FAS	S_i	0	0	1	1	0	1	1
	FAS							
Фрэйм без FAS	S_i	1	A	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8
	NFAS							
	Прим. 1		Прим. 2		Прим. 3			

Примечания: 1. S_i — биты, зарезервированные под задачи международного использования.

2. A — бит индикации аварии на удаленном конце. В случае аварии $A = 1$, при отсутствии аварии $A = 0$.

3. Биты S_4+S_8 рекомендованы под задачи национального использования.

Поток с цикловой и сверхцикловой структурой представляет собой объединение 16 циклов, пронумерованных от 0 до 15, в один сверхцикл (*Multi frame*), как показано на рис. 7.15. Сверхцикл делится на два подсверхцикла — SMF (*Sub Multi frame*) по 8 циклов каждый, обозначаемые SMFI и SMFII. SMF является блоком размером 2048 бит (8 строк по 256 бит). Значения бит 1–8 сверхцикла показаны в табл. 7.5.

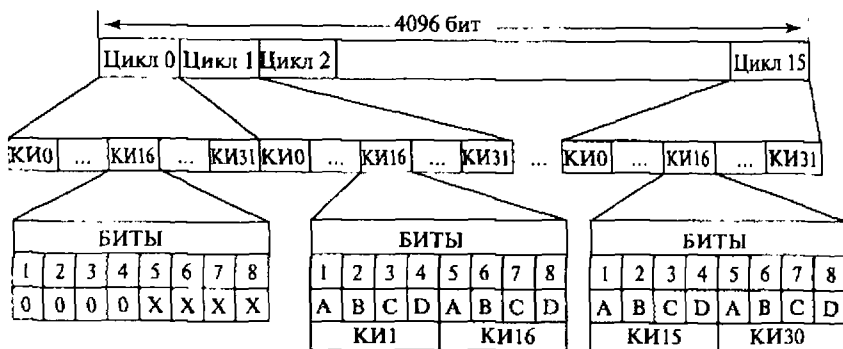


Рис. 7.15. Структура сверхцикла

Таблица 7.5

Значения бит 1–8 сверхцикла

		Биты 1–8 в нулевом канальном интервале нулевого цикла								
Сверхцикл	Подсверхцикл	Цикл	1	2	3	4	5	6	7	8
	SMFI	0	C_1	0	0	1	1	0	1	1
1		0	1	A	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	1
2		C_2	0	0	1	1	0	1	1	S_8
3		0	1	A	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	1
4		C_3	0	0	1	1	0	1	1	1
5		1	1	A	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	1
6		C_4	0	0	1	1	0	1	1	1
7	0	1	A	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	1	
SMFII	8	C_1	0	0	1	1	0	1	1	1
	9	1	1	A	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	1
	10	C_2	0	0	1	1	0	1	1	1
	11	1	1	A	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	1
	12	C_3	0	0	1	1	0	1	1	1
	13	E	1	A	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	1
	14	C_4	0	0	1	1	0	1	1	1
15	E	1	A	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	1	

В структуре сверхцикла сигнал FAS каждого цикла теряет свою значимость, так как необходимо иметь информацию о сверхцикле в целом. Такая информация — MFAS (*Multi Frame Alignment Signal*) содержится в шестнадцатом канальном интервале нулевого цикла. Сигнал MFAS имеет вид 0000XYXX.

Во фреймах, не содержащих сигнал FAS, бит 1 в нулевом канальном интервале используется для передачи сигнала сверхцикловой структуры (001011) и двух бит индикации ошибки (E).

При объединении циклов в один сверхцикл появляется возможность встроенной диагностики при использовании циклического кода с избыточностью — CRC-4 (*Cyclic Redundancy Check*), который формирует четыре бита $C_1 C_2 C_3 C_4$. Эти биты располагаются на месте бита 1 (S_1) в циклах, содержащих сигнал FAS. Процедура CRC-4 представляет собой простой математический расчет, заключающийся в следующем:

• на этапе кодирования:

- биты CRC-4 в SMF заменяются двоичными нулями;
- поток бит SMF преобразуется в полиномиальную форму $D(x)$ степени x

$$D(x) = a_{2047} x^{2047} + a_{2046} x^{2046} + \dots + a_2 x^2 + a_1 x + a_0,$$

где $a_i = 0$ или 1, степень x определяется позицией бита внутри SMF;

- SMF умножается на x^4 , затем делится по модулю 2 на образующий полином вида $G(x) = x^4 + x + 1$:

$$x^4 D(x) / G(x) = Q(x) + R(x) / G(x);$$

- результат деления запоминается и затем вставляется на соответствующие места бит $C_1 C_2 C_3 C_4$ следующего SMF.

• на этапе декодирования:

- в принятом SMF биты $C_1 C_2 C_3 C_4$ заменяются двоичными нулями;
- SMF проходит обработку, аналогичную описанной выше;
- остаток от деления, полученный декодером, сравнивается с остатком, принимаемым в следующем SMF.

Если оба остатка от деления совпадают, то принимается решение, что ошибки в подсверхцикле отсутствуют.

Если остатки не совпадают, регистрируется наличие ошибки в подсверхцикле. Об этом противоположная сторона оповещается, путем установки одного бита E в значение, равное двоичной 1 для каждого ошибочного подсверхцикла.

Значения битов E необходимо учитывать всегда, даже если SMF, который их содержит, является ошибочным, так как маловероятно,

что биты E сами будут искажены. Задержка между определением ошибочного подсверхцикла и установкой бита E, указывающего на наличие ошибки, должна быть менее 1 с.

Процедура CRC-4, являясь удобным методом контроля ошибок в процессе мониторинга, не отменяет необходимости проведения измерений BER, так как ошибка, обнаруженная с помощью CRC-4, необязательно соответствует одной битовой ошибке, и несколько битовых ошибок в подсверхцикле могут дать одну ошибку CRC-4 для блока.

Измерения параметров канального уровня E1

Измерения канального уровня систем передачи являются наиболее важными для их эксплуатации, поэтому именно к ним относится большинство стандартов на нормы каналов и трактов систем передачи.

Измерения канального уровня можно разделить на несколько групп:

- анализ кодовых ошибок;
- анализ цикловой и сверхцикловой структур;
- измерение битовых ошибок;
- измерение блоковых ошибок;
- измерение параметров аналоговых сигналов, передаваемых в потоке E1.

Анализ цикловой и сверхцикловой структур

Причинами возникновения сбоев в цикловой и сверхцикловой структурах могут быть:

- битовые ошибки, находящиеся в КИ0 и КИ16;
- неисправная работа каналаобразующего оборудования;
- некорректное формирование последовательностей FAS и MFAS.

Наличие единичных битовых ошибок в КИ0 и КИ16 компенсируется алгоритмами поддержания цикловой и сверхцикловой синхронизации. Вероятность появления битовых ошибок в КИ0 и КИ16 в нескольких последовательных циклах невелика и может иметь место, если параметр ошибки приближается к величине $BER = 10^{-3}$, что свидетельствует о времени неготовности (UAS) тракта.

Неисправная работа каналаобразующего оборудования приведет к появлению сигналов:

LOS (*Loss of Signal*) — потеря сигнала;

LOF (*Loss of Frame*) — потеря цикловой синхронизации;

AIS (*Alarm Indication Signal*) -- сигнал индикации неисправности.

Правила генерации дефектов LOS и AIS описаны в Рекомендации G.775. Дефект LOS на интерфейсах 2048 кбит/с генерируется в том случае, если уровень входящего сигнала снижен на 35 дБ и больше по отношению к номинальному уровню. Дефект LOS перестает генерироваться тогда, когда уровень входного сигнала будет снижен на 9 дБ по отношению к номинальному.

Кроме указанных критериев, генерация LOS происходит при пропадании сигнала на входе интерфейса в течение интервала времени 5 мс — 1 мс.

Дефект AIS в канале 64 кбит/с генерируется в том случае, когда сигнал в принимаемом КИ16 имеет 3 и меньше нулей в каждом из двух последовательных сверхциклов. Генерация сигнала этого дефекта будет прекращена, когда число нулей в двух последовательных сверхциклах достигнет 4.

Дефект AIS на интерфейсе 2048 кбит/с будет генерироваться в следующих случаях:

- входной сигнал будет иметь 2 или менее нулей в каждом из двух последовательных циклов — 512 бит (250 мс). Генерация сигнала дефекта AIS прекратится, когда число нулей в двух последовательных циклах достигнет 3;
- входной сигнал будет иметь 1 или менее нулей в каждом из двух последовательных циклов (512 бит), причем сигнал FAS не определен. Генерация сигнала дефекта AIS прекратится, когда число нулей в двух последовательных циклах достигнет 3 и более или будет принят сигнал FAS.

Как было показано в п. 7.1, на основе произведенного анализа *аномалий и дефектов* производится их пересчет в параметры ES и SES. Порядок пересчета приведен в табл. 7.6.

Измерения, связанные с цикловой и сверхцикловой структурами, включают анализ сигналов FAS, MFAS и анализ ошибок по CRC-4, они определяются Рекомендацией G.706. В большинстве приборов генерация ошибки FAS и MFAS производится при обнаружении ошибки в структуре этого сигнала, без уточнения характера нарушения.

К сигналам о неисправности цикловой и сверхцикловой структур относятся:

- LOF (*Loss of Frame*) — потеря цикловой синхронизации;
- CAS-LOM (*Channel Associated Signalling — Loss of Multi Frame*) — потеря сверхцикловой синхронизации;

Пересчет аномалий и дефектов в параметры ES и SES

Скорость передачи, кбит/с	Информация в битах 1—8 циклов	Критерии оценки параметров ES и SES (аномалии и дефекты в 1 с)			Примечание
		Аномалии и дефекты в 1 с	Интерпретация в направлении приема	Интерпретация в направлении передачи	
2048 (без CRC) С.704	FAS А-бит	\geq LOF \geq 1 LOS \geq 1 AIS \geq 1 FAS с ошибками \geq 28 оп. FAS \geq 1 RDI	ES+SES ES+SES ES+SES ES ES+SES —	— — — — — ES+SES	Количество переданных ES ограничено секундами, относящимися к SES
2048 (без CRC) С.704	CRC-4	\geq LOF \geq 1 LOS \geq 1 AIS \geq 1 блока CRC-4 с ошибками \geq 805 бл. CRC-4 с ошибками \geq 1 Е-бита \geq 805 Е-бит \geq 1 RDI	ES+SES ES+SES ES+SES ES ES+SES — — —	— — — — — ES — ES — ES+SES	Количество переданных ES ограничено секундами, относящимися к SES

- CRC-LOM (*Cyclic Redundancy Check — Loss of Multi Frame*) — потеря сверхцикла CRC;
- MAIS (*Multi Frame Alarm Indication Signal*) — сигнал индикации неисправности в сверхцикле;
- MRAI (*Multi Frame Remote Alarm Indication*) — сигнал индикации неисправности в сверхцикле на удаленном конце.

Указанные сигналы несут полезную информацию о нарушениях цикловой и сверхцикловой структур. Они используются в системе самодиагностики и управления, а также могут генерироваться анализаторами потока Е1 (табл. 7.7)

Параметры и условия их генерации

Параметр	Условия регистрации сигнала
LOF	Подряд принимаются 3 некорректных сигнала FAS; подряд принимаются 3 сигнала NFAS, в которых бит 2 равен 0
CAS-LOM	В случае приема двух последовательных MFAS с ошибкой
CRC-LOM	Является сигналом о неисправности и генерируется в случае приема трех последовательных циклов с некорректным сигналом FAS или NFAS, а также, если обнаружены более чем 915 ошибок CRC в секунду
MAIS	Генерируется в случае приема двух последовательных сверхциклов с количеством нулей менее 4
MRAI	Генерируется в случае, если бит 6 в составе MFAS равен единице в двух последовательных сверхциклах

Измерение битовых и блоковых ошибок

Нормы на параметры битовых и блоковых ошибок приведены в гл. 8, где рассмотрены рекомендации G.821, G.826 для долговременного нормирования и рекомендации M.2100/M.2101.1 для проведения экспресс-измерений.

7.2.2. Анализаторы каналов E1 (2048 кбит/с)

Все анализаторы можно подразделить на портативные и стационарные. Портативные анализаторы имеют небольшой размер и вес, просты в эксплуатации, разработаны для повседневной работы в неблагоприятных «полевых» условиях и рассчитаны на пользователей с различной подготовкой. Они позволяют проводить тестирование потока по сокращенному перечню параметров.

Стационарные анализаторы используются в узлах связи и производят оценку трактов по полному перечню параметров в соответствии с рекомендациями G.821, G.826, M.2100. Некоторые типы анализаторов позволяют не только проводить измерения на цифровом стыке, но и выполнять измерение и генерацию сигналов тональной частоты (ТЧ) как в канальных интервалах потока E1, так и на аналоговых стыках с сопротивлением 600 Ом.

Как портативные, так и стационарные анализаторы предназначены для наладки, ввода в эксплуатацию и технического обслуживания.

Они могут работать от сетевого адаптера или от внутренних аккумуляторов. Большинство анализаторов имеет интерфейс для подключения к ПЭВМ. Это позволяет выполнять построение диаграмм по каждому измеряемому параметру, архивацию результатов, составление протоколов измерений.

На рис. 7.16 приведена упрощенная блок-схема передающей и приемной сторон анализатора Е1. Тестовый сигнал на выходе регистра сдвига в генераторе ПСП распределен по n выбранным канальным интервалам ($n = 1+31$), при этом остальные КИ заполнены так называемым «сигналом свободного канала». Добавляется информация сигнализации (КИ16) и информация о мониторинге ошибок и

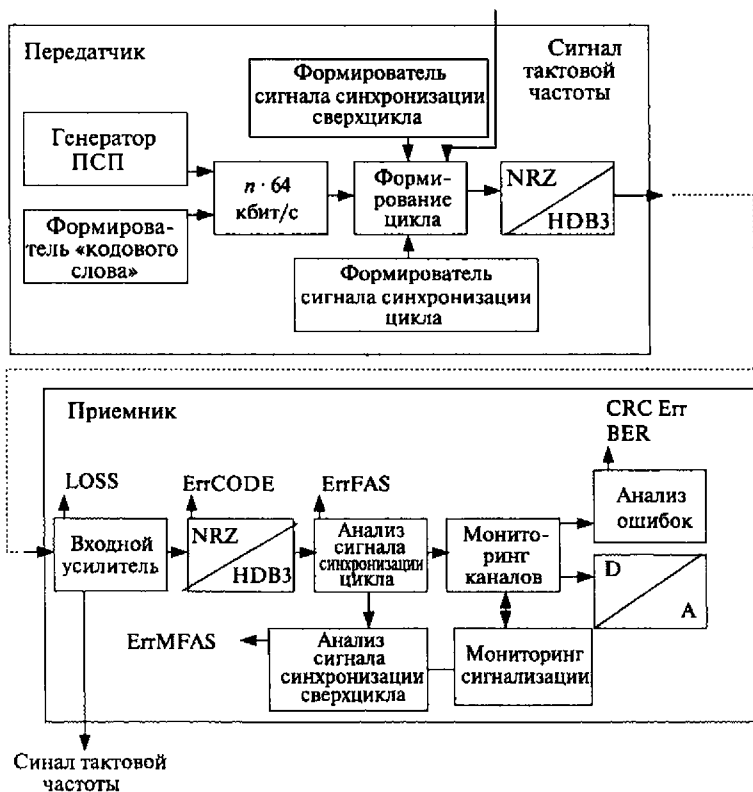


Рис. 7.16. Упрощенная блок-схема передающей и приемной сторон анализатора Е1

синхронизации. Преобразователь кода формирует из исходного бинарного сигнала (NRZ) линейный код HDB3.

В приемнике входной сигнал, который может быть ослаблен, сначала усиливается (в динамическом диапазоне до 46 дБ) и регенерируется. После преобразования в NRZ-код сигнал начала цикла (КИ0), сигнал сигнализации (КИ16) и каналы пользователей, содержащие тестовый сигнал, проверяются по отдельности на наличие ошибок (*error*) и сигналов аварии (*alarm*). При необходимости выбранный КИ может быть передан в цифроаналоговый преобразователь (D/A), что позволяет проверить кодовое слово и оценить качество передачи сигнала на слух.

Некоторые модели тестеров имеют два входных и два выходных интерфейса, что позволяет одновременно тестировать два направления передачи. В тестере, который может отслеживать оба направления передачи, предусмотрены две входные секции.

Поскольку заранее неизвестно, когда и какие именно сбои могут случиться, тестовый прибор должен быть способен захватывать одновременно все возможные ошибки и сигналы аварии.

В зависимости от объекта измерений выбирается тип испытательного сигнала. Неструктурированный сигнал используется для контроля линейного тракта, при этом линия может проверяться как в одном направлении, так и по шлейфу на удаленном конце.

Анализаторы предусматривают проведение измерений с нарушением или без нарушения связи. В первом случае пользователи отключаются от каналов и возможно проведение измерения потока Е1 с использованием фиксированных или псевдослучайных последовательностей. При измерениях без отключения связи производится анализ сигналов, передаваемых пользователями. Основные схемы подключения анализаторов приведены на рис. 7.9: с отключением канала (*a*), высокоомным включением анализатора (*b*) и включением анализатора в режиме THRU (*в*).

Длительность сеанса измерений может быть различной, в зависимости от поставленной задачи. В соответствии с Рекомендациями МСЭ-Т длительность стандартного сеанса измерений составляет 15 мин. В отдельных случаях для обнаружения причин появления ошибок, связанных с изменением трафика, необходимо сеанс измерений увеличить до 24 ч.

Анализаторы позволяют осуществлять измерения в выбранном формате цикла, типичными форматами являются:

- PCM 30 – цикл 2048 кбит/с с каналом сигнализации;
- PCM 30CRC – цикл 2048 кбит/с со сверхциклом CRC;
- PCM 31 – цикл 2048 кбит/с без канала сигнализации;
- PCM 31 CRC – цикл 2048 кбит/с со сверхциклом CRC без канала сигнализации.

7.2.3. Уровни иерархии ПЦИ

Иерархия ПЦИ определена Рекомендацией G.702 и включает в себя несколько уровней. В основе иерархии лежит канал со скоростью передачи 64 кбит/с, называемый основным цифровым каналом — ОЦК или E0. Объединение 32 каналов E0 в один канал первичной группы, названный первичным цифровым сетевым трактом — ПЦСТ, создает поток со скоростью 2048 кбит/с, называемый также потоком E1. Потоки с более высокими скоростями образуются путем объединения 4 потоков со скоростью 8448 кбит/с, 4 потока E2 объединяются в поток E3 (34 368 потоков более низкой скорости: 4 потока E1 создают поток E2 кбит/с), 4 потока E3 создают поток E4 со скоростью 139 264 кбит/с.

На первом этапе мультиплексирования происходит побайтовое объединение потоков, а на всех остальных — побитовое. При побитовом мультиплексировании выполняется процедура стаффинга, заключающаяся в подстановке служебных бит для выравнивания скоростей. Стаффинг делает невозможным непосредственное выделение потока E1 из потоков с более высокими скоростями. Поток E1 можно выделить только путем поэтапного мультиплексирования/демультиплексирования.

Структура систем передачи ПЦИ может быть рассмотрена с точки зрения ЭМВОС, она может быть представлена тремя уровнями иерархии: физическим, канальным, сетевым.

Физический уровень систем передачи ПЦИ

Основные характеристики интерфейсов. Физический уровень описывает параметры электрического интерфейса и сигналов ПЦИ (уровень сигнала, тип кодирования, скорость передачи и т.д.). Электрические параметры интерфейсов и типы линейного кодирования

определяются Рекомендацией МСЭ-Т G.703, они даны в табл. 7.8 и 7.9 соответственно.

Таблица 7.8

Электрические параметры интерфейсов

Уровень иерархии	Тип пары	Импеданс, Ом	Номинальное пиковое напряжение импульса, В	Пиковое напряжение при отсутствии импульса, В	Номинальная ширина импульса
E0	Симметричная	120	1	$0 \pm 0,1$	15 мс
E1	Симметричная	120	3	$0 \pm 0,3$	244 нс
	Коаксиальная	75	2,37	$0 \pm 0,237$	
E2	Коаксиальная	75	2,37	$0 \pm 0,237$	59 нс
E3	Коаксиальная	75	1	$0 \pm 0,1$	14,55 нс
E4	Коаксиальная	75	1	$0 \pm 0,1$	—

Таблица 7.9

Типы линейного кодирования

Уровень иерархии	Количество каналов ОЦК	Скорость передачи, кбит/с	Допустимое отклонение скорости передачи, ppm	Тип линейного кодирования
E1	30	2 048	± 50	AMI/HDB3
E2	120	8 448	± 30	HDB3
E3	480	34 368	± 20	HDB3
E4	1920	139 264	± 15	СМ1

Измерения параметров физического уровня систем ПЦИ

В практике измерений параметров физического уровня наибольшее распространение получили измерения параметров:

- частоты линейного сигнала;
- времени распространения линейного сигнала.

Измерения параметров импульсов не получили широкого распространения, не все анализаторы имеют возможность их выполнять, поэтому требуется применение цифрового осциллографа.

Эти измерения описаны выше на примере потока E1.

Канальный уровень систем передачи ПЦИ

Цикловые структуры потоков ПЦИ

Канальный уровень определяет цикловую структуру потоков и правила их мультиплексирования и демупльтиплексирования. Структура цикла и сверхцикла потока 2048 кбит/с описана выше.

Цикловая структура потока E2 (8448 кбит/с) определена Рекомендацией G.742. Цикл потока содержит 848 бит и состоит из четырех подциклов, каждый из которых состоит из 212 бит. Один цикл отделяется от другого сигналом цикловой синхронизации — FAS (1111010000). Структура цикла представлена в виде табл. 7.10.

Таблица 7.10

Структура цикла E2

№ подцикла	Номера бит																			
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	...	212		
1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	A	S	T1	T2	T3	T4	...	T4		
2	JC1	JC2	JC3	JC4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	...	T4		
3	JC1	JC2	JC3	JC4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	...	T4		
4	JC1	JC2	JC3	JC4	JB1	JB2	JB3	JB4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	...	T4		

В первом подцикле биты 1–10 — сигнал FAS; бит 11 — бит индикации неисправности, передаваемый удаленному оборудованию; бит 12 предназначен под задачи национального использования (например, для передачи сигнала EXBER); биты 13–212 — это биты объединяемых потоков E1 (с 1 по 4 соответственно).

Во втором и третьем подциклах биты 1–4 — это биты управления выравниванием (JC — *Justification Control*), биты 5–212 — биты потоков E1.

В четвертом подцикле биты 1–4 — биты управления выравниванием, биты 5–8 — биты выравнивания (JB — *Justification Bits*).

Коэффициент стаффинга равен 0,424.

Цикловая структура потока E3 (34 368 кбит/с) определяется Рекомендацией G.751. Каждый цикл содержит 1536 бит, он состоит из четырех подциклов по 384 бит в каждом. Структура цикла аналогична структуре потока E2, представлена в виде табл. 7.11.

Структура цикла ЕЗ

№ под-цикла	Номера бит																			
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	...	384		
1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	A	S	T1	T2	T3	T4	...	T4		
2	JC1	JC2	JC3	JC4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	...	T4		
3	JC1	JC2	JC3	JC4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	...	T4		
4	JC1	JC2	JC3	JC4	JB1	JB2	JB3	JB4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	...	T4		

Сигнал FAS = 1111010000.

Бит А — бит индикации неисправности.

Бит S предназначен под задачи национального использования.

Коэффициент стаффинга равен 0,436.

Цикловая структура потока Е4 (139 264 кбит/с) определяется Рекомендацией G.751. Каждый цикл содержит 2928 бит, он состоит из шести подциклов по 488 бит в каждом. Структура цикла представлена в виде табл. 7.12.

Таблица 7.12

Структура цикла потока Е4

№ под-цикла	Номера бит																					
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	...	488
1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	A	S	S	S	T1	T2	T3	T4	...	
2	JC1	JC2	JC3	JC4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	...	
3	JC1	JC2	JC3	JC4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	...	
4	JC1	JC2	JC3	JC4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	...	
5	JC1	JC2	JC3	JC4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	...	
6	JC1	JC2	JC3	JC4	JB1	JB2	JB3	JB4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4	...	

Последовательность FAS = 111110100000.

Бит А — бит индикации неисправности.

Биты S (14, 15, 16) предназначены под задачи национального использования.

Коэффициент стаффинга равен 0,419.

Измерения канального уровня ПЦИ

Канальный уровень является наиболее важным при эксплуатации систем передачи ПЦИ, поэтому именно к нему относится большинство стандартов. Канальный уровень включает:

- измерения ошибок;
- анализ цикловой структуры.

Измерение ошибок в трактах ПЦИ предусматривает измерение блоковых ошибок, в том числе и CRC. Используются рекомендации G.826, M.2100, режим измерений по блокам позволяет проводить пассивный мониторинг.

Сетевой уровень систем передачи ПЦИ

Так же как и рассмотренные параметры сетевого уровня потока E1, сообщения сетевого уровня ПЦИ могут быть разбиты на три группы:

- сообщения о наличии ошибок в системе передачи;
- сообщения о неисправностях;
- сообщения, используемые для реконфигурации сети.

Таблица 7.13

Сообщения о неисправностях

Тип оборудования	Тип неисправности	Вытекающие действия				
		Генерация срочного сигнала о неисправности	Передача сигнала о неисправности на удаленный конец	AIS передается		
				на все объединяемые потоки	на общий поток	на соответствующий КИ
Мультиплексор и демultipлексор	Сбой в цепи питания	Да	—	Да (если возможно)	Да (если возможно)	—
Мультиплексор (только)	Потеря входного сигнала	Да	—	—	—	Да
Демultipлексор (только)	LOS	Да	Да	Да	—	—
	LOF	Да	Да	Да	—	—

Последний тип сообщений аналогичен указанным для потока E1, за исключением сообщений, относящихся к каналу сигнализации (CAS-LOM) и сверхцикловой структуре (CRC-LOM).

Сообщения о неисправностях, генерируемые оборудованием потока 8448 кбит/с, описаны в Рекомендации G.744 и аналогичны указанным для потока E1.

Сообщения о неисправностях, генерируемые оборудованием 34 368 кбит/с и 139 264 кбит/с, приведены в табл. 7.13.

Анализ работы мультиплексоров и регенераторов

Мультиплексоры более высокого уровня в отличие от мультиплексоров E1 объединяют функции:

- мультиплексирования нескольких потоков E_n в один поток более высокого уровня E_{n+1} ;
- регенератора.

Мультиплексоры подвергаются штатным проверкам и стрессовому тестированию. В режиме штатных проверок анализатор проверяет выходные параметры сигнала в случаях:

- внесения битовой ошибки и ошибки цикловой синхронизации;
- снижения уровня входного сигнала;
- сдвига по частоте входного сигнала;
- имитации сигнала низкого качества (т.е. высокий процент ошибок во входном сигнале);
- внесения джиттера.

Анализатор:

- проверит работу световой индикации и наличие выходных сигналов о наличии неисправностей;
- определит:
 - параметр ошибки BER;
 - параметр SES;
 - величину джиттера на выходе;
 - уровень сигнала.

7.3. Измерения в системах передачи СЦИ

7.3.1. Классификация измерений в СЦИ

В соответствии с предложенной в [1] многомерной концепцией измерений, предлагается рассмотреть СП СЦИ как многомерный объект, каждое измерение которого является одним из методов его классификации.

Первый способ классификации состоит в разделении на группы компонентов сети. В сетях СЦИ можно выделить мультиплексоры ввода/вывода (МВВ), мультиплексоры (М), коммутаторы (Комм) и регенераторы (Р). Следовательно, одна из «осей» классификации измерений состоит в разделении на следующие группы: измерение параметров мультиплексоров, измерение параметров коммутаторов, измерение параметров регенераторов, анализ сети в целом.

Второй способ учитывает структуру тракта СЦИ. В тракте СЦИ можно выделить следующие уровни анализа: уровень нагрузки, маршрут низкого уровня, маршрут высокого уровня, секционный уровень (рис. 7.17). Основные параметры измерений, относящиеся к конкретному уровню архитектуры, приведены в табл. 7.14.

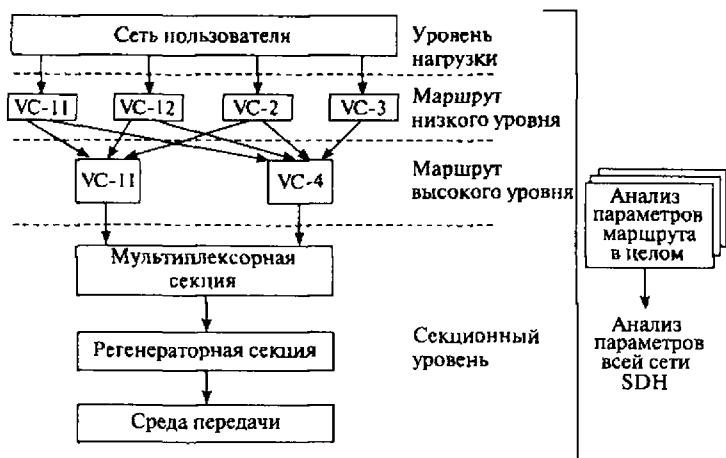


Рис. 7.17. Структура тракта СЦИ

Основные параметры измерений по уровням

Уровни архитектуры	Параметры
Уровень нагрузки	Параметры электрических интерфейсов, параметры потоков ПЦИ, джиттер нагрузки, процесс загрузки/выгрузки
Маршрут низкого уровня	Параметры ошибок, анализ сообщений о неисправностях. Анализ заголовков
Маршрут высокого уровня	Параметры ошибок, анализ сообщений о неисправностях. Анализ заголовков
Секционный уровень	Параметры электрических/оптических интерфейсов. Параметры ошибок, анализ сообщений о неисправностях. Контроль автоматического переключения. Анализ джиттера и вандера линейного сигнала
Маршрут в целом	Анализ виртуального контейнера и логического взаимодействия устройств в составе маршрута. Проверка процессов генерации, передачи и анализа сообщений о неисправностях
Сеть СЦИ	Анализ системы синхронизации и работы указателей, параметров качества системы передачи (производительность, надежность и т.д.). Работа системы управления

Третий способ рассматривает методы проведения измерений, отражающие их цели: функциональное, стрессовое и логическое тестирование.

Функциональное тестирование выполняется путем пассивного мониторинга и предусматривает выполнение измерений, связанных с проверкой функционирования отдельных элементов тракта и сети в целом.

Стрессовое тестирование, как было указано ранее, позволяет имитировать различного вида ситуации в сети и проверять реакцию на них элементов сети. Такого вида тестирование проводится с отключением трактов.

Логическое тестирование предусматривает анализ обмена управляющей информацией в сети СЦИ как между элементами сети, так и между системой передачи и системой управления.

Используя рассмотренные «оси координат», можно построить классификацию измерений в системе СЦИ. Используя трехмерную

модель, группы измерений можно указать, используя три координаты: X , Y , Z , где X — номер в классификации по компонентам сети, Y — номер в классификации по уровням измерений, Z — номер по типу метода измерений.

Номера классификационных групп даны в табл. 7.15.

Таким образом, каждая группа измерений имеет свой номер $\{X, Y, Z\}$. Используются не все возможные координаты групп. Например, для регенераторов и мультиплексоров не имеют смысла измерения уровня нагрузки или маршрута высокого уровня, а логическое тестирование не применяется для анализа работы компонентов сети, поэтому общее количество групп измерений составляет 39.

В табл. 7.16—7.18 указаны группы измерений для каждой «плоскости» в системе координат. Количество измерений, выполняемых в каждой группе, различно. Оно может составлять от нескольких единиц до нескольких десятков измерений, таким образом, общее количество измерений в системах СЦИ определяется несколькими сотнями.

Таблица 7.15

Классификационные группы измерений в SDN

Номер классификационной группы (X, Y, Z)	Классификация по компонентам (X)	Классификация по уровням (Y)	Классификация по типу метода измерений (Z)
1	Анализ MBW	Секционный	Функциональный тест
2	Анализ мультиплексоров	Маршрут низкого ранга	Стрессовое тестирование
3	Анализ регенераторов	Маршрут высокого ранга	Логическое тестирование
4	Анализ коммутаторов	Нагрузки	—
5	Анализ сети	Маршрута	—
6	—	Сети	—

Плоскость X—Y

Классификация по компонентам	(1) Секционный уровень	(2) Маршрут низкого ранга	(3) Маршрут высокого ранга	(4) Уровень нагрузки	(5) Уровень маршрута	(6) Уровень сети
(1) МВВ	1.1. Z	1.2. Z	1.3. Z	1.4. Z	1.5. Z	—
(2) М	2.1. Z	—	—	—	—	—
(3) Реператор	3.1. Z	—	—	—	—	—
(4) Коммутатор	4.1. Z	4.2. Z	4.3. Z	—	4.5. Z	—
(5) Сеть в целом	5.1. Z	5.2. Z	5.3. Z	5.4. Z	5.5. Z	5.6. Z

Таблица 7.17

Плоскость Z—Y

Классификация по методам	(1) Секционный уровень	(2) Маршрут низкого ранга	(3) Маршрут высокого ранга	(4) Уровень нагрузки	(5) Уровень маршрута	(6) Уровень сети
(1) Функциональные тесты	X.1.1	X.2.1	X.3.1	X.4.1	X.5.1	X.6.1
(2) Стрессовое тестирование	X.1.2	X.2.2	X.3.2	X.4.2	X.5.2	X.6.2
(3) Логическое тестирование	X.1.3	X.2.3	X.3.3	X.4.3	X.5.3	X.6.3

Плоскость X—Z

Классификация по методам	(1) MBV	(2) M	(3) Регенератор	(4) Коммутатор	(5) Сеть в целом
(1) Функциональные тесты	1.Y.1	2.Y.1	3.Y.1	4.Y.1	5.Y.1
(2) Стрессовое тестирование	1.Y.2	2.Y.2	3.Y.2	4.Y.2	5.Y.2
(3) Логическое тестирование	—	—	—	—	5.Y.3

7.3.2. Анализ работы мультиплексоров ввода-вывода (MBV)

Мультиплексоры ввода-вывода являются самыми важными компонентами сетей СЦИ, так как именно они осуществляют ввод и вывод потоков ПЦИ, формирование модуля STM. Поэтому группа измерений MBV является одной из самых важных и состоит из 10 подгрупп измерений, которые описываются координатами {1.Y.Z}. Группа измерений MBV предполагает наличие функционального и стрессового тестирования:

- секционного уровня {1.1.1}, {1, 1, 2};
- маршрутов низкого ранга {1.2.1}, {1.2.2};
- маршрутов высокого ранга {1.3.1}, {1.3.2};
- уровня нагрузки {1.4.1}, {1.4.2};
- уровня маршрута {1.5.1}, {1.5.2}.

Для проведения таких измерений могут использоваться несколько схем.

Первая схема (рис. 7.18, а): анализатор подключается к выходному потоку MBV высокоомно (к электрическому или оптическому интерфейсу). Сведения о типе загрузки при такой схеме измерений берутся из системы управления. Необходимо знать тип загружаемого потока E1 или E4, возможна комбинированная загрузка; следует уточнить способ загрузки: бит-синхронная, асинхронная и т.д.

Вторая схема (рис. 7.18, б): анализатор является не только анализатором, но и генератором загружаемого в мультиплексор потока ПЦИ. Данная схема позволяет создать поток нужной структуры, она удобна не только для функционального, но и для стрессового тестирования.

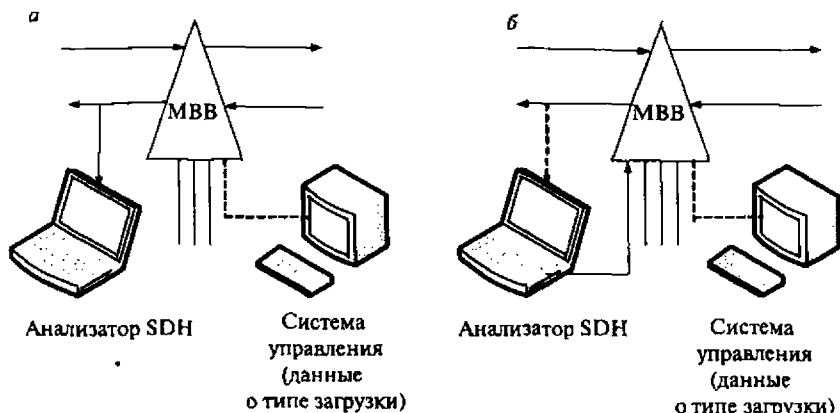


Рис. 7.18. Схемы подключения анализаторов для проверки работы мультиплексоров ввода/вывода

Функциональные тесты маршрутов низкого и высокого ранга (1.2.1); (1.3.1) заключаются в анализе структуры маршрутных заголовков LO POH и HO POH. В заголовке маршрута низкого ранга подвергаются анализу байты V5 и J2. В заголовке маршрута высокого ранга проверяются байты:

- J1 — поле идентификатора маршрута;
- C2 — тип полезной нагрузки;
- F2 и F3 — канал управления;
- H4 — индикатор сверхцикла.

На экране анализатора будут отображаться в шестнадцатеричной системе счисления значения полей заголовков (как показано на рис. 7.19).

LO POH	
84	
84 (HEX)=10000100(DEC)	10 — BIN
	0 — REI
	0 — RFL
	010 — SL
	0 — RDI

Рис. 7.19. Значения полей заголовков

Функциональные тесты МВВ секционного уровня (1.1.1) выполняются по схеме (см. рис. 7.18) и включают в себя анализ корректности структуры заголовков мультиплексорных секций (MSOH) и анализ оптического интерфейса. Анализ структуры заголовка не предполагает исследование отдельных байтов.

В состав заголовка MSOH входят следующие информационные поля: поля контроля четности (B2); информационные поля управления резервным переключением (K1, K2); поле подтверждения ошибки четности M1; поле передачи данных о параметрах источника синхронизации S1; служебные поля D и Z.

Параметры оптического интерфейса измеряются по схеме параллельного подключения и предполагают анализ следующих параметров:

- типа линейного кодирования;
- частоты линейного оптического сигнала и ее девиации;
- мощности оптического сигнала на входе и выходе мультиплексора.

Функциональные тесты уровня нагрузки (1.4.4) предполагают проверку электрического интерфейса мультиплексора и анализ параметров загружаемых и выгружаемых потоков. Так как нагрузкой для мультиплексора являются потоки ПЦИ, то к ним применимы нормы, приведенные в рекомендациях G.821, G.826, M.2100 и Приказе № 92 МС РФ. Электрический интерфейс соответствует Рекомендации G.703.

На практике применяют две схемы измерений: первая (рис. 7.20, а) позволяет проводить анализ ошибок трактов ПЦИ и СЦИ одновре-

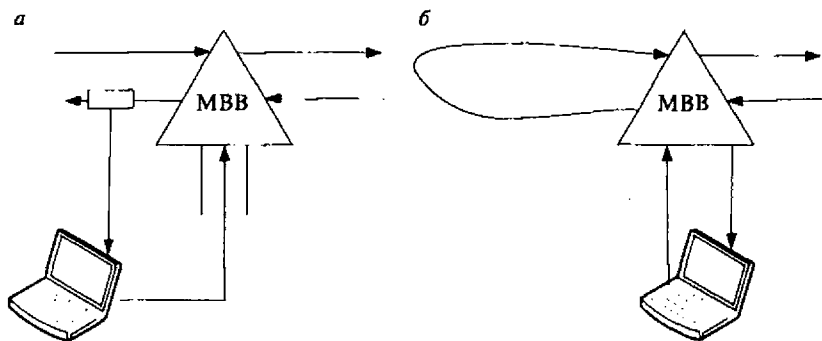


Рис. 7.20. Функциональные тесты уровня нагрузки

менно. Анализатор генерирует тестовый сигнал для потока (чаще всего E1). Вход анализатора подключается через оптический разветвитель к выходному потоку, это дает возможность выделить тестовый сигнал ПСП из потока STM-*n*. Вторая схема (рис. 7.20, б) предполагает проведение измерений только на уровне нагрузки. В этом случае по выбранному каналу на мультиплексоре организуется «шлейф», анализатор используется как генератор и приемник сигналов. По тестируемому каналу от анализатора передается псевдослучайная последовательность.

Функциональные тесты уровня маршрута (1.5.1). В состав маршрута входят мультиплексоры ввода/вывода, создающие мультиплексорные секции, коммутаторы и регенераторы, создающие регенератор-

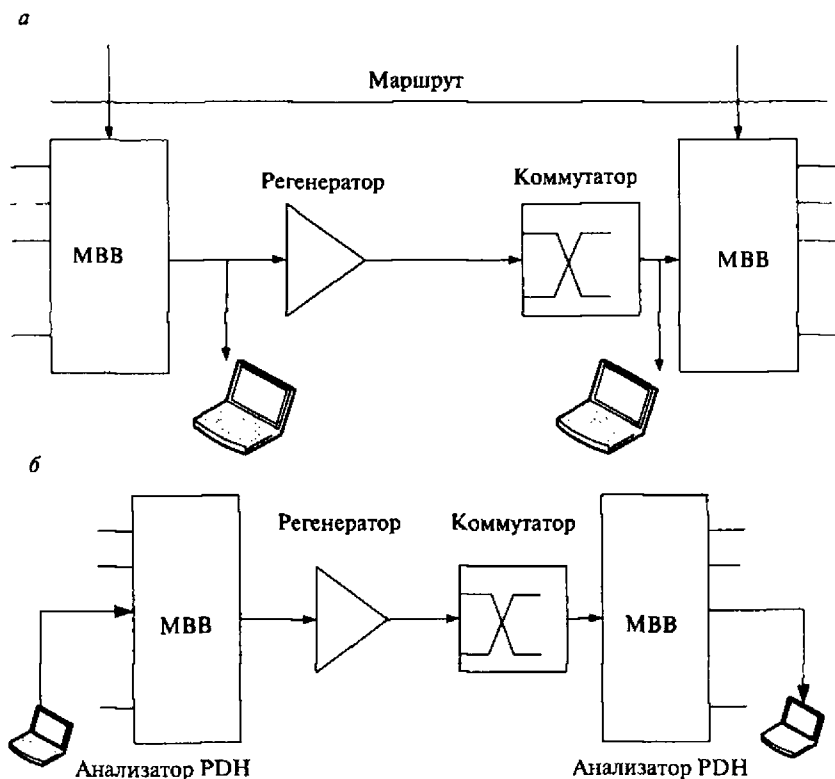


Рис. 7.21. Функциональные тесты уровня маршрута

ные секции. Таким образом, помимо функций, выполняемых одним МВВ, подлежит проверке процедура демультимплексирования на удаленном конце и правильность информационных полей созданного синхронного транспортного модуля. Для выполнения указанных измерений предполагается использование двух анализаторов, подключенных с помощью оптических разветвителей к мультиплексорам по концам маршрута (рис. 7.21, а). Анализаторы получают данные о составе заголовков MSON и RSON, после чего производится их сравнение для выявления изменений, которые вносит маршрут.

Маршрут можно тестировать не только по оптическим окончаниям, но и по окончаниям ПЦИ-трактов (рис. 7.21, б). В этом случае один из анализаторов генерирует ПСП, которая загружается в один из потоков ПЦИ, а второй производит измерение параметров ошибок. Такие измерения позволяют получить данные не только об ошибках, которые вносятся мультиплексорами, но и об ошибках, вносимых самим маршрутом.

Стрессовое тестирование МВВ (1.У.2)

Стрессовое тестирование, как было сказано выше, проводится по схеме «воздействие—отклик». Создавая «воздействие» с определенным параметром, данный вид тестирования позволяет оценить параметры «отклика», полученного от компонента сети или участка сети связи.

Стрессовое тестирование процесса мультиплексирования предполагает, что воздействие осуществляется через загружаемый поток ПЦИ, а откликом являются параметры потока на выходе МВВ (рис. 7.22, а).

Для анализа степени стрессового воздействия на процедуру демультимплексирования используется внесение неисправностей в поток STM, а анализируются параметры выгружаемых потоков ПЦИ (рис. 7.22, б).

Данная схема предусматривает отключение МВВ от сети связи, следовательно, ее нельзя использовать в эксплуатационных измерениях, а только на этапе пусконаладочных или аварийных работ на сети.

Стрессовое тестирование маршрутов низкого и высокого рангов (1.3.2), (1.2.2). Основными параметрами уровня маршрутов низкого и высокого рангов являются маршрутные заголовки HO-POH и

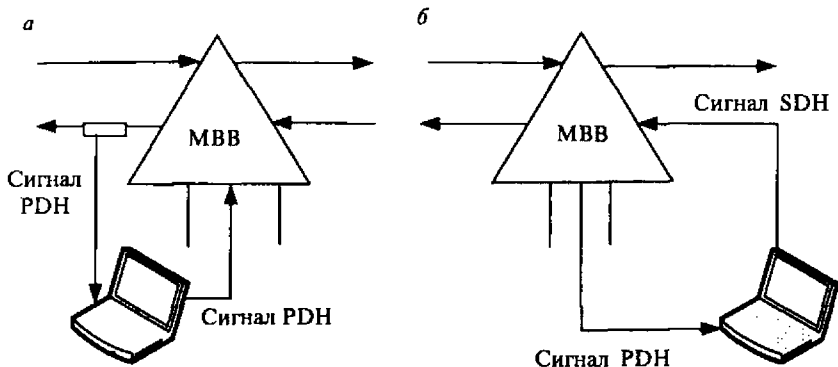


Рис. 7.22. Стрессовое тестирование MBV

LO-POH. Уровень маршрутов низкого ранга является смежным для уровня нагрузки, поэтому степень воздействия параметров этих уровней друг на друга рассматривается при стрессовом тестировании. Стрессовое тестирование может применяться в двух направлениях:

- влияние параметров маршрутов низкого и высокого рангов на параметры уровня нагрузки (рис. 7.22, б);
- влияние параметров уровня нагрузки на содержание заголовков *HO-POH* и *LO-POH* (рис. 7.22, а).

Для схемы на рис. 8.22, а возможны следующие параметры воздействия и отклика (табл. 7.19).

Таблица 7.19

Параметры отклика и воздействия при стрессовом тестировании

Параметры воздействия	Параметры отклика
Пропадание сигнала ПЦИ	BER
Внесение джиттера в сигнал ПЦИ	BER, смещение указателей, параметры AS, UAS
Внесение ошибки цикловой синхронизации	BER, сигналы о неисправностях
Рассинхронизация потока ПЦИ	BER, смещение указателей

Для схемы на рис. 7.22, б возможны следующие параметры воздействия и отклика (табл. 7.20).

Параметры отклика и воздействия при стрессовом тестировании

Параметры воздействия	Параметры отклика
Пропадание сигнала СЦИ	BER, параметры AS, UAS,
Рассинхронизация линейного сигнала	BER, параметры AS, UAS, проскальзывания, рассинхронизация и джиттер на выходе
Внесение сигналов неисправности REI, RDI, RFI	BER, параметры AS, UAS
Искажение заголовка маршрута	Неисправность маршрута
Искажение поля С	Реагирует система управления
Внесение ошибки четности	BER
Смещение указателей	BER, проскальзывание, джиттер

Стрессовое тестирование на уровне секции (1.1.2) аналогично стрессовому тестированию уровня маршрутов. Оно предусматривает:

- имитацию неисправности информационных полей заголовков MSON и анализ отклика на это воздействие (см. рис. 7.22, а);
- изменение параметров нагрузки и анализ состояния информационных полей заголовков (см. рис. 7.22, б).

В табл. 7.21 представлены параметры отклика и воздействия на секционном уровне.

Таблица 7.21

Параметры отклика и воздействия при стрессовом тестировании секционного уровня

Параметры воздействия	Параметры отклика
1	2
Изменение заголовка MSON	Индицируется неисправность сетевого уровня
Ошибка четности	BER

1	2
Ввод сигналов RDI, RFI, REI	BER, AS, UAS
Рассинхронизация линейного сигнала	BER, AS, UAS, рассинхронизация и джиттер на выходе, проскальзывание
Смещение указателей AUG	BER, джиттер на выходе, проскальзывание
Джиттер в сигнале ПЦИ	BER, AS, UAS, смещение указателей

Стрессовое тестирование уровня нагрузки и уровня маршрута предусматривает проведение измерений по следующей методике: внесение изменений в параметры нагрузки, т.е. во вводимый поток ПЦИ и анализ откликов в двух точках — в выводимом потоке ПЦИ и в потоке STM (рис. 7.23).

Анализ воздействия параметров потока ПЦИ на сигнал STM аналогичен измерениям, рассмотренным в предыдущих разделах.

Оценка влияния параметров вводимого потока ПЦИ на параметры выводимого потока ПЦИ представляет собой тестирование маршрута. Параметрами воздействия в данном случае будут:

- снижение уровня сигнала ПЦИ;
- введение битовых ошибок;
- введение ошибок цикловой структуры;
- сдвиг частоты, введение джиттера;
- генерация сигналов о неисправностях.

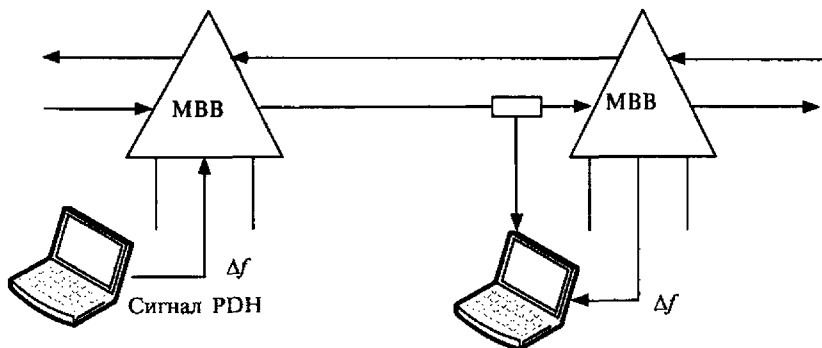


Рис. 7.23. Стрессовое тестирование уровня нагрузки и уровня маршрута

Параметрами отклика являются:

- амплитуда сигнала ПЦИ;
- измеряемые параметры ошибки BER, SES;
- величина измеряемого джиттера;
- работа световой индикации;
- сигналы о неисправностях.

7.3.3. Тестирование мультиплексоров

Мультиплексоры служат для сборки (мультиплексирования) высокоскоростного потока (STM-*n*) из низкоскоростных (ПЦИ или STM). Эти устройства осуществляют переход между уровнями иерархии сети СЦИ. Работа мультиплексоров практически не влияет на параметры маршрута, поэтому тестирование параметров мультиплексоров аналогично тестированию МВВ на секционном уровне.

Функциональное тестирование (рис. 7.24) аналогично тестированию МВВ, т.е. в поток STM-1 вводится тестовый сигнал (например, ПСП), а отклик проверяется в потоке STM-1, выделяемом из STM-*n*. Основным параметром является проверка правильности мультиплексирования. Помимо данного измерения будет полезным анализ заголовков, указателей, параметров ошибок.

Анализ процедуры демultipлексирования, производится в следующем порядке: анализатор генерирует поток STM-*n*, а мультиплексор выделяет из него поток STM-1, который проверяется анализатором.

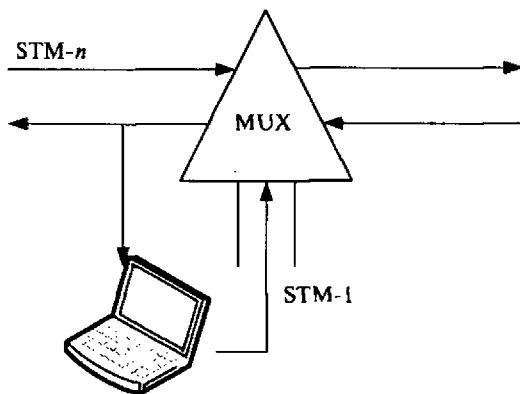


Рис. 7.24. Функциональное тестирование мультиплексоров

Стрессовое тестирование подразумевает проверку корректности сопряжения разных уровней иерархии. Применяется та же схема измерений, в загружаемый поток вводится стрессовое воздействие. Перечень возможных воздействий приведен в табл. 7.22.

Таблица 7.22

Параметры воздействия и отклика стрессового тестирования мультиплексоров

Параметры воздействия	Тестируемые параметры
Пропадание сигнала STM-1	Состав заголовков STM-1, сигналы о неисправностях в прямом и обратном направлениях
Ввод ошибки четности	BER
Ввод сигналов RDI, REI, RFI	BER, AS, UAS
Изменения структуры заголовков	Параметры полей заголовков
Рассинхронизация линейного сигнала	Анализ всех параметров выходного потока.
Смещение указателей	Структура указателей в более высоких уровнях иерархии
Снижение уровня линейного сигнала	Анализ параметров выходного потока: синхронизация, ошибки передачи и цикловой структуры

7.3.4. Тестирование регенераторов

Регенератор является вырожденным случаем мультиплексора, он имеет один входной канал (оптический триб STM-*n*) и один или два (1+1) агрегатных выхода. Основной функцией регенератора является восстановление (регенерация) формы, амплитуды и временного положения значащих моментов сигналов STM-*n*, передаваемых по линии передачи СЦИ. Регенератор предназначен для увеличения дальности передачи.

Длина участка регенерации для одномодовых волоконно-оптических кабелей составляет 15—40 км для длины волны 1300 нм или 40—80 км — для длины волны 1,55 нм, при использовании оптических усилителей оно может составлять 100—150 км.

Кроме функции восстановления регенератор берет на себя также задачу восстановления цикловой структуры.

Перечень функций, которые выполняют линейные регенераторы шире, чем перечень функций, выполняемых регенераторами линейных трактов систем передачи ПЦИ. Увеличение числа функций связано с переходом от процесса передачи цифровых потоков к процессу их транспортировки по линейным трактам систем передачи СЦИ.

Для выполнения этой задачи в слоте регенераторных участков начале каждого линейного тракта создаются и вводятся в структуру STM заголовки регенераторных секций. Регенераторные секции входят в состав маршрута и их работа отражается в заголовке регенераторной секции RSOH (рис. 7.25). Таким образом, группа измерений регенератора {3, Y, Z} предусматривает измерение только секционного уровня.

Функция усиления рабочего сигнала {3, 1, 1} проверяется оценкой уровня оптической мощности сигнала на входе и выходе регенератора, величина усиления оценивается в дБ. Эти измерения могут проводиться как в режиме мониторинга, так и по схеме с отключением

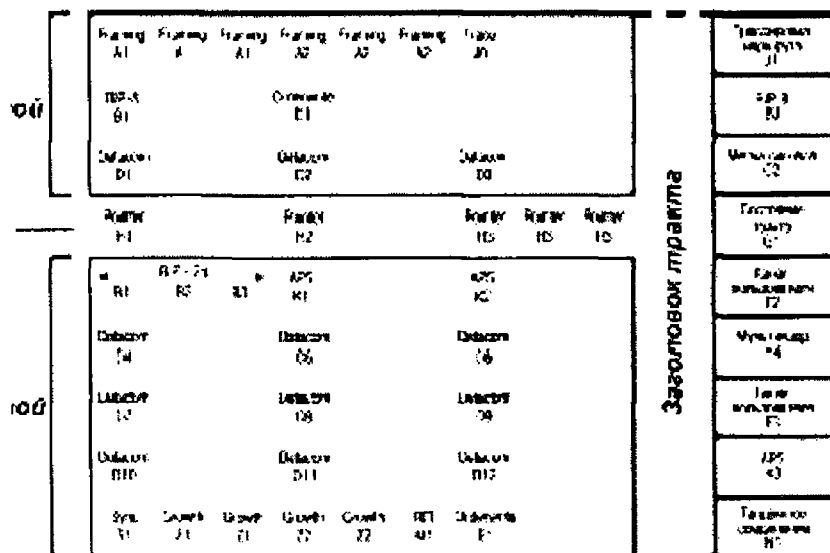


Таблица заголовков секций для
СЦИ (1) и ОЦИ (2) (3) (4) (5) (6) (7) (8) (9)

Рис. 7.25. Заголовки секций

тракта либо анализатором СЦИ трактов, либо оптическим измерителем мощности.

Анализ заголовка RSON сводится к проверке содержания байта J0, определяющего трассу регенераторной секции и байта В1, используемого для контроля четности.

Структура байта J0 проверяется на входе и выходе регенератора для того, чтобы выяснить: не вносит ли регенератор изменения в структуру заголовка RSON. Если изменений нет, то можно сделать вывод о связности маршрута при его передаче через регенераторную секцию.

Байт В1 используется для мониторинга ошибок в пределах регенераторной секции.

Стрессовое тестирование регенератора включает две группы измерений:

- имитация определенной величины затухания в ВОСП и производится анализ работы регенератора для компенсации этого затухания (рис. 7.26);
- имитация некорректности заголовка RSON (J0) и проверка реакции регенератора и всего маршрута.

Введение дополнительного затухания в тракт производится с помощью оптического аттенюатора. Первый анализатор, включенный на входе регенератора, контролирует уровень сигнала, второй

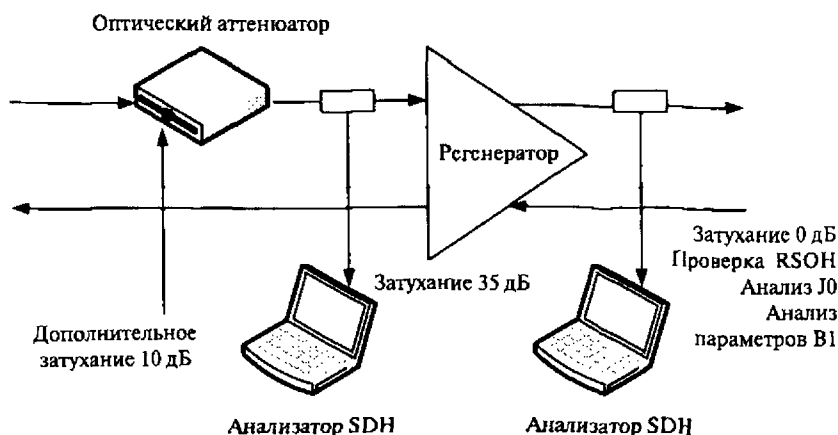


Рис. 7.26. Стрессовое тестирование регенератора

анализатор на выходе регенератора проверяет уровень сигнала и проводит мониторинг заголовка RSOH.

Нестабильность работы регенератора проявляется в нарушении цикловой структуры STM (байты A1 и J0) и появлении ошибок, которые отражаются байтом B1.

Изменяя величину затухания, вносимого аттенуатором, можно определить максимально допустимое затухание для данного тракта конкретного регенератора. Это значение определится по появлению ошибок (байт B1), нестабильной работе регенератора, которые проявляются в байтах A1 и J0, и появлению сигналов о неисправностях: REG -RFI, REG -RDI.

Некорректная структура RSOH (байты J0, A1, B1) позволяет выявить влияние нарушений в работе регенератора на работу маршрута в целом. Анализатор в данном случае производит анализ сигналов о неисправности и порядка их появления, а также проверку заголовков STM для определения влияния реакции системы передачи СЦИ на возможный сбой в работе регенератора.

7.3.5. Тестирование коммутаторов

Коммутаторы (SDXC — *Synchronous Digital Cross-Connect*) обеспечивают переключение (кроссовую коммутацию) двух и более сигналов виртуальных контейнеров.

Коммутаторы различают в зависимости от того, какие виртуальные контейнеры они могут коммутировать. По своим возможностям SDXC можно разделить на два типа. Коммутаторы первого типа обеспечивают переключение и маршрутизацию VC одного ранга без изменения коммутируемого сигнала, например SDXC 4/4 — коммутатор, позволяющий принимать и обрабатывать VC-4, или потоки 140 или 155 Мбит/с. SDXC второго типа функционально являются более сложными устройствами, так как они выполняют еще и функции мультиплексирования. Сочетание двух функций: кросс-коммутации и мультиплексирования расширяет возможности SDXC, позволяя выполнять переключение VC-*n*, имеющих различные ранги, например SDXC 4/3/1 — коммутатор, позволяющий принимать VC-4, или потоки 140 или 155 Мбит/с, и обрабатывать VC-3 и VC-1, или потоки 34 или 45 и 1,5 и 2 Мбит/с.

SDXC второго типа могут работать в следующих основных режимах:

- распределение и перераспределение VC-*n*, позволяющее укрупнять транзиты и рационально использовать пропускную способ-

ность контейнеров высшего ранга, обеспечивать резервирование и восстановление в слое трактов СЦИ;

- объединение VC нижнего ранга в VC верхнего ранга;
- ввод/вывод VC, который используется для доступа к ним с целью выделения и тестирования.

Таким образом, коммутаторы выполняют операции по созданию и обработке информационных полей всех уровней — RSON, MSON, LO-PON, HO-PON. Однако основным объектом процедур обработки является маршрут.

Для теста коммутатора на уровне маршрута необходимо идентифицировать маршрут, т.е. установить соответствие между номерами коммутируемых потоков. Каждый поток может быть описан с помощью определенного номера (abc) в структуре модуля STM. Поясним образование номера на примере потока E1, используя схему мультиплексирования. Поток E1 размещается в субблоке TU-12, три TU-12 объединяются в TUG-2, семь TUG-2 создают AU-3, три AU-3 образуют модуль STM-1. Рассматривая процесс мультиплексирования в обратном порядке, можно получить номер потока E1, который определяется тремя цифрами:

a – номер AU-3 (1+3),

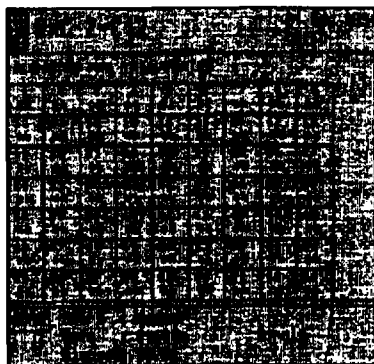
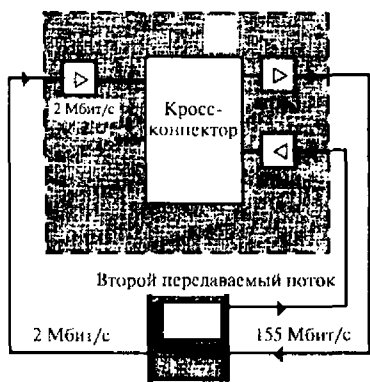
b – номер TUG-2 (1+7),

c – номер TU-12 (1+3).

Тест коммутатора на уровне потока предусматривает установление правильности переключения потока с номером $a_1b_1c_1$ на поток с номером $a_2b_2c_2$. Существует два способа проверки. Первый способ состоит в «трассировке» каждого маршрута, проходящего через конкретный коммутатор. Данный способ требует больших затрат времени, так как трассировке должен подвергнуться каждый маршрут «из конца в конец». Второй способ предусматривает сканирование нагрузки STM-1. Сканирование включает в себя два этапа:

- анализ структуры загружаемого потока STM-1;
- анализ правильности выполняемого коммутатором переключения.

Для анализа структуры загружаемого потока STM-1 (рис. 7.27) анализатор генерирует сигнал STM-1, который содержит 63 виртуальных контейнера. Внутри кросс-коннектора создается шлейф на каждом из потоков E1, на приеме анализатор производит проверку правильности распределения виртуальных контейнеров в соответствии с их номером в потоке STM.



ПСП в контейнерах 17, 22 и 60

Рис. 7.27. Анализ структуры загружаемого потока STM-1

После проверки распределения каналов нагрузки по номерам выполняется анализ правильности выполняемого коммутатором переключения. Для этого анализатор, имеющий функцию мультиплексора ввода/вывода, загружает в один из потоков E1 (например, в 17), тестовый сигнал, содержащий псевдослучайную последовательность. Кросс-коннектор осуществляет коммутацию между входящим и исходящим потоками STM-1, которые подключаются к анализатору (рис. 7.27). Анализатор производит сканирование нагрузки и указывает наличие ПСП в канале 17, являющемся каналом загрузки, и в каналах 22 и 60, являющихся каналами коммутации.

Проверка возможности проведения автоматического переключения коммутатора (*APS — Automatic Protection Switching*) на резерв описана в рекомендациях МСЭ-Т G.783 и G.841. Необходимость переключения на резерв возникает в том случае, если в тракте возникнет неисправность того или иного вида, например, количество ошибок превышает пороговое значение, регистрируются сигналы LOS или LOF и т.д.

Первый мультиплексор тракта, который обнаружил неисправность, использует байты K1 и K2 в заголовке MSON для передачи сигнала о необходимости перехода на резерв. Этот сигнал передается в том направлении, которое используется для организации резервного пути. Процедура APS выполняется в течение нескольких миллисекунд.

Процедура APS проверяется по следующим параметрам:

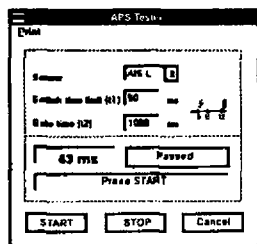
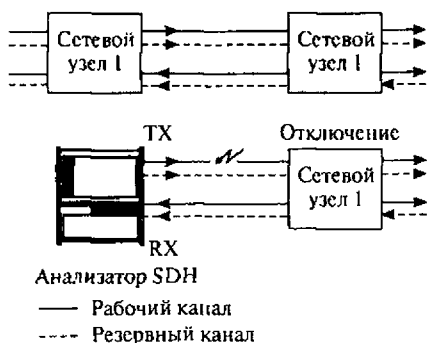
- идентичность протоколов APS на всех элементах тракта;
- корректность сигналов APS;
- время переключения.

Для проведения таких измерений можно использовать схему, приведенную на рис. 7.28. Анализатор подключается к линейному тракту сетевого элемента и генерирует различные сигналы о неисправности (байт К). Приемное устройство анализатора подвергает рассмотрению сигналы, получаемые от сетевого элемента и подсчитывает время, которое было затрачено от момента генерации байтов (К) до момента переключения на резерв.

В том случае, если время перехода не превысило предельное значение, исследование содержимого байтов К не имеет смысла. Если же оно больше предельно допустимой величины, то необходимо проанализировать их содержимое.

Стрессовое тестирование коммутатора включает в себя процедуру проверки APS. Кроме стандартных команд в байтах (К) можно создавать произвольного вида комбинации, не описанные в рекомендациях МСЭ-Т.

Стрессовое тестирование коммутатора на уровне маршрута позволяет имитировать пропадание тестового сигнала и анализировать появляющиеся сообщения о неисправности.



Измерение времени APS

Рис. 7.28. Процедура APS

7.3.6. Тестирование сети СЦИ в целом

Описанные выше измерения отдельных элементов сети возможно проводить только при их частичном или полном отключении от тракта. Такого рода измерения часто невозможно выполнить в процессе эксплуатации.

Наиболее часто в процессе эксплуатации производятся проверки:

- параметров маршрутов;
- правильности коммутации маршрутов;
- загружаемых/выгружаемых потоков ПЦИ.

Такие измерения можно выполнять без отключения элементов, в процессе мониторинга.

Для сети СЦИ в целом предусматриваются проведение функциональных, стрессовых и логических тестов секционного уровня, маршрутов верхнего и нижнего рангов, уровня трактов, процессов в сети, а также функциональное и стрессовое тестирование уровня нагрузки.

Выполнение функциональных тестов заключается в проведении трассировки маршрута и анализе трасс.

Введем понятие трассировки маршрута. Так как речь идет о проверке работы сети СЦИ в целом, а она состоит из совокупности отдельных маршрутов, имеющих составную структуру, то, следовательно, необходимо проводить указанные выше функциональные тесты параллельно.

Таким образом, понятие трассировки подразумевает параллельный анализ параметров различного уровня.

Понятие *трасса* пришло из технологии измерений вторичных сетей, где под трассой понимается мониторинг служебных сообщений, которые проходят через точку включения специализированного измерительного прибора, называемого трассировщиком.

Современные первичные сети тоже обладают служебными сообщениями, к ним можно отнести заголовки, указатели, сообщения о неисправностях, поэтому применять понятие *трассировка* можно и к сетям СЦИ.

Поясним принцип параллельного анализа (трассировки) на рис. 7.29, на котором показан уже упоминавшийся маршрут. На вход тракта подается тестовый сигнал. Для проведения функционального тестирования на разных уровнях необходимо проводить измерения в разных точках маршрута.

Функциональный тест уровня нагрузки {5.4.1} выполняется при проведении измерений на входе/выходе тракта, т.е. в точках ввода и вывода ПЦИ сигналов. Проверка маршрутов высокого (низкого) рангов {5.2.1} и {5.3.1} осуществляется путем проведения измерений на участке от МВВ до ближайшего к нему сетевого элемента (регенератора или коммутатора). Функциональный тест сетевого уровня {5.1.1} выполняется при проведении измерений на участке между сетевыми элементами (регенераторами или коммутаторами). Проведение параллельного анализа и сравнение результатов всех измерений составит функциональный тест маршрута в целом {5.6.1}.

Процесс трассировки может использовать одну из приведенных схем (рис. 7.29). Если система передачи работает в режиме передачи реального трафика (рис. 7.29, а), т.е. без использования тестовой последовательности, то анализатор, параллельно подключенный к любой точке тракта, позволяет провести анализ параметров нагрузки тракта.

Для этого должен использоваться полнофункциональный анализатор СЦИ, обладающий возможностью демультимплексирования потока. Данная схема удобна в процессе эксплуатации, так как не предусматривает отключение элементов тракта. Однако она не может быть использована в тех случаях, когда необходимо определить качественные параметры трактов.

Для анализа параметров каналов необходимо в схеме (рис. 7.29) вместо загружаемых потоков ПЦИ подключить анализаторы ПЦИ (рис. 7.29, б), один из них будет генерировать тестовый сигнал (например, ПСП), второй — производить его анализ. В данной схеме полнофункциональный анализатор СЦИ может быть включен в любой точке тракта, он проведет измерение параметра BER от точки загрузки тестового сигнала до точки мониторинга.

Эта же схема может использоваться при проведении измерений в соответствии с рекомендациями G.821, G.826, M.2100/M2101.1 или Приказом № 92 Минсвязи РФ.

При поиске повреждений на участке маршрута, состоящем из нескольких секций, два анализатора СЦИ включаются по концам исследуемого участка тракта. Один из них генерирует сигнал STM-л, а второй производит его полный анализ (рис. 7.29, в).

В основу логического и стрессового тестирования положен анализ сообщений о неисправностях. Любая неисправность в тракте вызыва-

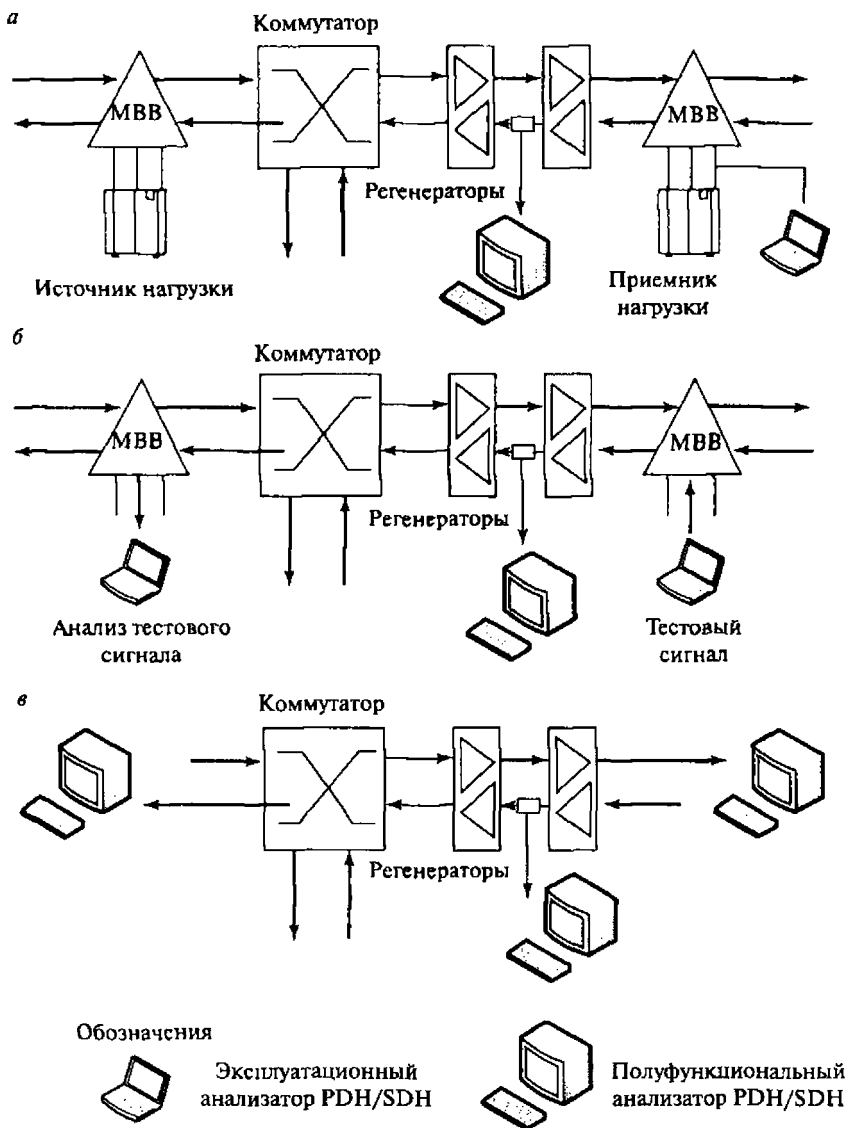


Рис. 7.29. Принцип параллельного анализа (трассировки)

ет каскад сообщений, которые формируются на разных уровнях тракта. Проведенный параллельный анализ таких сообщений позволяет определить участок повреждения и установить его причину.

Трассировка маршрута, как указывалось ранее, предусматривает параллельный анализ параметров различного уровня. Измерения выполняются одновременно: анализируются заголовки и проводится логическое тестирование маршрута. Такого рода измерения проводятся для трактов обоих уровней (высокого — НО и низкого — LO) — секционного и уровня нагрузки.

Анализ заголовка позволяет изучить структуру байтов, входящих в него, а логическое тестирование выявляет сигналы о неисправностях, характерные для данного уровня, и дает возможность изучить хронограмму процесса их появления. Полученные данные подвергаются параллельному анализу, позволяющему установить место и причину появления неисправности.

Проведение стрессового тестирования возможно двумя способами:

- изменением структуры потоков (воздействие на тип нагрузки, структуру заголовков);
- генерацией сигналов о неисправностях.

Тестирование поля идентификатора маршрута является очень важной задачей в системах СЦИ. Структура информационного поля идентификатора маршрута состоит из идентификатора маршрута и контрольной суммы (CRC-7). Идентификаторы: J0 (RSOH) — регенераторной секции, J1 (НО POH) — маршрута высокого ранга, J2 (LO POH) — маршрута низкого ранга позволяют установить уникальный номер маршрута данного уровня. В случае искаженного номера происходит ошибка коммутации, при которой маршрут оказывается потерянным.

Для выполнения тестирования используется схема, приведенная на рис. 7.29, б. Анализатор, подключенный ко входу коммутатора, генерирует сигнал структуры J_x , анализатор, подключенный к другому концу тракта, проводит анализ структуры сигнала J_x , который включает проверку как структуры, так и наличия ошибок, обнаруженных с помощью контрольной суммы CRC.

При стрессовом тестировании производится генерация ложной структуры J_x , при этом анализатор проводит анализ структуры сигнала J_x и обнаруживает сигналы о неисправностях, которые появились в

тракте, например, ТИМ (*Trace Identifier Mismatch* — искаженный идентификатор трассы).

Тестирование встроенных средств диагностики. Современные цифровые системы передачи ПЦИ и СЦИ имеют встроенные средства диагностики, называемые сенсорами. Сенсоры располагаются на входных портах оборудования систем передачи. В зависимости от типа системы передачи, структуры и производительности системы диагностики возможен мониторинг различной «глубины». В некоторых случаях ограничиваются уровнем секций, в других — маршрутами низкого ранга.

Сенсоры предназначены для анализа параметров ошибок и сообщений о неисправности. Сообщения об обнаруженных ошибках и неисправностях передаются в систему управления сетью. Неисправность сенсоров может привести к сбою в работе системы управления сетью и, как следствие, к снижению качества связи. Поэтому тестирование сенсоров является очень важной задачей измерений на сетях СЦИ {5.6.3}.

Каждый тип системы передачи имеет свой набор сигналов о неисправностях, а конкретная система — только ей присущие предельные нормы на параметры ошибок. Поэтому перед тестированием сенсоров необходимо в системе меню анализатора указать перечень сигналов о неисправности, присущих данной системе, и пороговые значения параметров ошибок.

Все сигналы о неисправностях можно разделить на три класса, как показано в табл. 7.23.

Таблица 7.23

Основные классы сигналов о неисправностях

Классы сигналов	Сигналы, относящиеся к данному классу
Сигналы о неисправности уровня нагрузки (ПЦИ)	Сигналы потоков E1, E2, E3, E4
Сигналы о неисправности СЦИ	Сигналы, определяющие передачу по линии: LOS, LOF, LOM и т.д. Заголовки (RSOH, MSON, AU, TU)
Сигналы о неисправности сети (ПЦИ /СЦИ)	Сигналы передачи/приема ПСП. Сигналы проскальзывания

Анализ работы указателей. Анализ работы систем синхронизации является очень важным для систем передачи СЦИ. По степени активности указателей можно судить о том, насколько интенсивны процессы рассинхронизации в сети.

В случае нестабильности источника синхронизации сетевой элемент выполняет синхронизацию либо от входящего потока, либо от собственного кварцевого генератора, т.е. начинает работать асинхронно. Как следствие, возрастает активность указателей.

Анализ степени активности указателей относится к группе измерений {5.6.1} и производится путем мониторинга на разных участках сетевого тракта, что позволяет достаточно быстро определить место, где необходимо проводить измерения параметров системы синхронизации, которые сами по себе требуют значительных временных затрат.

Так как нарушения синхронизации могут происходить и на низком, и на высоком уровнях, то необходимо проверять активность указателей TU-PTR и AU-PTR. Полнофункциональные анализаторы СЦИ позволяют проводить подсчет количества смещений указателей в секунду.

Стрессовое тестирование {5.6.2} активности указателей заключается в имитации их активности и анализе работы сети СЦИ. Рекомендация G.783 определяет несколько подходов к формированию смещений. Существует четыре стандартных последовательности, приведенные на рис. 7.30: *A* — одиночное смещение указателей противоположной полярности, *B* — периодическое смещение указателей плюс один двойной указатель, *C* — периодическое смещение указателей плюс один пропущенный указатель, *D* — периодическое смещение одиночных или нескольких указателей разной полярности.

Одним из примеров комплексной проверки маршрута является

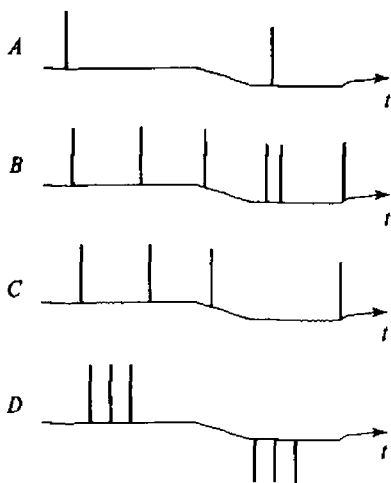


Рис. 7.30. Стандартные последовательности

анализ влияния рассинхронизации на сети. Данный вид тестирования относится к стрессовому. Он предполагает введение нестабильности в линию, состоящую из нескольких мультиплексоров. Нестабильность вызовет смещение указателей, анализатор, подключенный к выходу тракта, зафиксирует джиттер, величина которого не должна превышать действующую норму.

7.4. Измерение фазового дрожания и дрейфа фазы

7.4.1. Понятия «фазовое дрожание» и «дрейф фазы»

Фазовые дрожания и дрейф фазы — это специфичные искажения, которые возникают в процессе передачи цифровых сигналов. Стабильность задающих генераторов систем передачи имеет конечную величину. Выделение колебаний тактовой частоты из цифрового сигнала в регенераторах, оконечной и промежуточной аппаратуре также не может происходить с идеальной точностью. В результате регулярность следования элементов сигнала (битов) нарушается и не совпадает с временными позициями исходной тактовой последовательности.

Кратковременные отклонения фактических положений элементов цифровых сигналов от желаемых (идеальных) временных позиций известны в технике цифровой связи под названием «фазовые дрожания» — джиттер (рис. 7.31). В соответствии с определением МСЭ-Т, *джиттер* — это кратковременные девиации расположения цифровых сигналов по отношению к их номинальному среднему положению. Основными параметрами, характеризующими фазовые дрожания, являются частота повторяющихся отклонений и их амплитуда. При значитель-

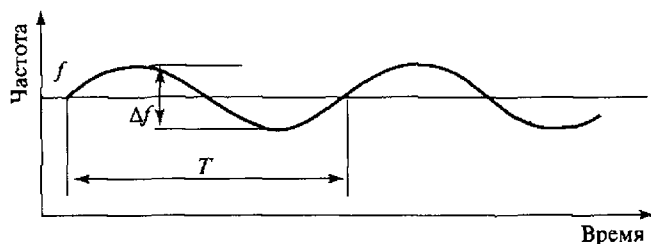


Рис. 7.31. Изменения частоты принимаемого сигнала

ном снижении частоты (до 10 Гц и менее) говорят о дрейфе фазы (ван-дере) импульсов, при достижении частоты 10 Гц — о дрожании фазы.

Величина дрейфа фазы может быть очень большой (сотни и даже тысячи тактовых интервалов). Основное оборудование систем передачи: линейные тракты и оборудование временного группобразования являются практически прозрачными для этих низкочастотных изменений фазы. Но отдельные типы оборудования, такие как цифровые коммутаторы, могут оказаться чувствительными к дрейфу фазы.

В настоящее время характерной особенностью развития техники связи является усложнение топологии сетей, перечня используемого сетевого оборудования. Успешное функционирование сетей возможно только при условии обеспечения их взаимодействия в рамках оборудования систем передачи и коммутации различных типов и ступеней иерархии. При прохождении сигнала по сети сложной конфигурации, которая включает в себя множество узлов, осуществляющих преобразование и ретрансляцию сигналов, фазовое дрожание становится одним из основных факторов, влияющих на качество передачи.

Большая величина фазовых дрожаний или дрейфа фазы может привести к увеличению коэффициента ошибок в пунктах регенерации сигнала и даже к сбоям в передаче цифровых сигналов в результате того, что моменты принятия решений о виде передаваемого символа (ноль или единица) смещены относительно своих оптимальных временных положений (рис. 7.32).

В ЦСП фазовое дрожание может появляться в силу ряда причин. Систематическое дрожание фазы зависит от вида сигнала и техники его преобразования. Задержки сигнала, возникающие при его скремблировании и кодировании, будут зависеть от характера импульсной последовательности. Дрожание фазы будет появляться в процессе

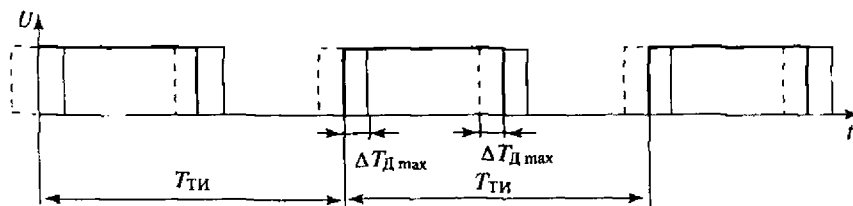


Рис. 7.32. Фазовое дрожание принимаемого сигнала

стаффинга при мультиплексировании потоков нижних уровней иерархии. Оказывают свое влияние также нестабильность генераторного оборудования ЦСП и устройства тактовой синхронизации регенераторов, использующие фильтры с фазовой автоподстройкой частоты.

Несистематическое дрожание фазы вызывается внешними электромагнитными воздействиями, которые оказывают влияние на устройства тактовой синхронизации.

Фазовое дрожание цифрового сигнала характеризуется, в первую очередь, двумя параметрами: частотой и амплитудой. Амплитудой фазовых дрожаний считается размах отклонения фронта импульса от среднего значения временного положения этого фронта и измеряется она в единицах времени — либо в абсолютных (микросекундах) $J = T_{\text{д}} = 1/f_{\text{д}}$ (мкс), либо в приведенных единицах.

Приведенной единицей называется единичный интервал — ЕИ (UI — *Unit Interval*) — это время, необходимое для передачи одного бита информации при заданной скорости передачи:

$$J = fT = f/f_{\text{д}} \text{ (UI)}.$$

Чаще используются приведенные единицы. Для скорости 64 кбит/с:

$$\text{UI} = \frac{1}{64\,000 \text{ бит/с}} = 15,6 \text{ мкс}, \text{ а для скорости } 2048 \text{ кбит/с } \text{UI} = 488 \text{ нс}.$$

Амплитуда фазовых дрожаний оценивается в долях (процентах) тактового интервала. Величина тактового интервала цифрового сигнала не зависит от формы сигнала и определяется только скоростью передачи. Вместе с тем выражение амплитуды фазовых дрожаний в долях тактового интервала, т.е. в относительных единицах, позволяет сделать оценку этого параметра не зависимой от скорости передачи. Оценка делается универсальной для всех технологий формирования сигнала и ступеней существующих иерархий ЦСП.

7.4.2. Измерение параметров фазового дрожания

Самым легким и понятным способом является оценка фазового дрожания по глазковой диаграмме. Глазковая диаграмма — это суммарный вид всех битовых периодов измеряемого сигнала, наложен-

ных друг на друга. На рис. 7.33 показана типичная глазковая диаграмма, достаточно ровная и симметричная, с плавными переходами (правая и левая точки пересечения), большим широко открытым «глазом», предоставляющим место для точной идентификации бита. Если пробная точка расположена в центре глаза, где сигнал достигает своего максимума или минимума, то очень маловероятно возникновение битовой ошибки. Расстояние между левой и правой точками пересечения называют единичным интервалом (UI).

Вид глазковой диаграммы дает много информации о фазовом дрожании сигнала, также как и о многих других его параметрах. Например, множество отдельных фронтов и спадов говорит о вероятном присутствии джиттера, зависящего от структуры передаваемых данных. Глазковая диаграмма удобна тем, что может применяться для измерений в любой цепи с реальными сигналами. Она может эффективно применяться при исследовании случайных и псевдослучайных сигналов.

В ЦСП измеряют выходное фазовое дрожание, максимально допустимую величину фазового дрожания и передаточную характеристику фазового дрожания.

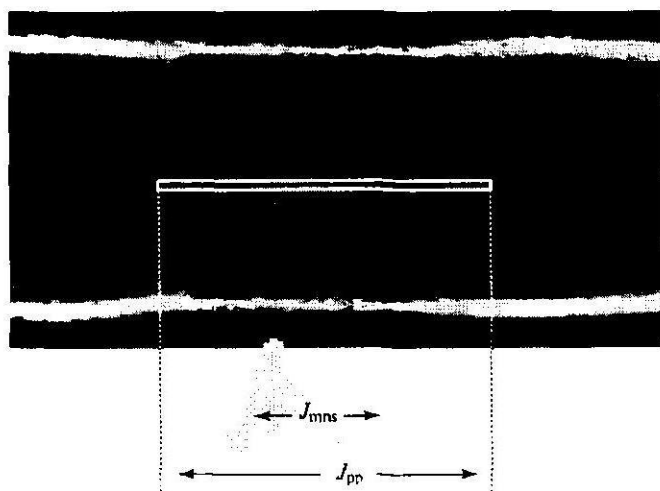


Рис. 7.33. Глазковая диаграмма

Измерение выходного фазового дрожания (собственный джиттер системы передачи). Собственным джиттером системы передачи называется уровень джиттера на выходе системы при условии отсутствия джиттера во входном сигнале. Измеряется выходное фазовое дрожание двух категорий:

- на типовых стыках каналов и сетевых трактов;
- генерируемое конкретным цифровым оборудованием.

Измерения на типовых каналах и трактах производятся с использованием сигналов реальной нагрузки. На выходе сетевого стыка выполняется демодуляция фазового дрожания и измерение истинного эффективного значения или истинного синусоидального значения амплитуды фазового дрожания за определенный интервал времени в выбранной полосе частот, определяемой измерительным фильтром ИФ (рис. 7.34).

Норма на фазовое дрожание указывается в виде «маски», в пределах которой оно должно находиться. Нормы должны соблюдаться в пределах установленных условий эксплуатации аппаратуры и линейных сооружений. Значения амплитуд фазового дрожания и частот определяются типом тракта. Пример «маски» на нормы фазового дрожания приведен на рис. 7.35.

Определение фазового дрожания, генерируемого конкретным цифровым оборудованием, выполняется при выведении оборудования из эксплуатации. Для проведения этих измерений используются управляемые тестовые последовательности. Метод измерения заключается в демодуляции джиттера нагрузки на выходе сетевого стыка,

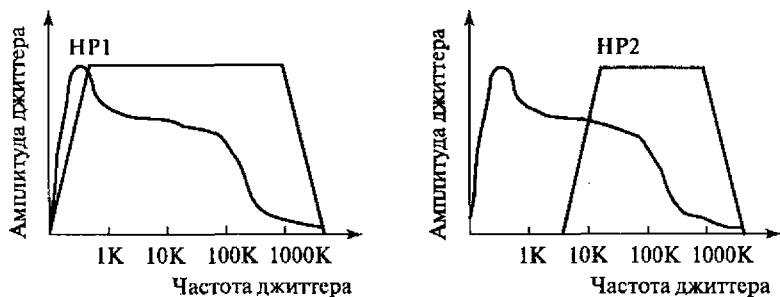


Рис. 7.34. Измерение выходного фазового дрожания

его избирательной фильтрации и измерении эффективного или амплитудного значения синусоидального джиттера. Схема измерений приведена на рис. 7.36. Синтезатор служит для более точного определения используемых частот. Анализатор выполняет детальный спектральный анализ.

Измерение максимально допустимой величины фазового дрожания (MTJ — Maximum Tolerable Jitter). После окончания пусконаладочных работ необходимо определить максимальную величину фазового дрожания, при которой еще будут сохраняться требуемые качественные показатели работы системы передачи. Величина MTJ является одним из основных показателей качества как системы в целом, так и ее отдельных компонентов.

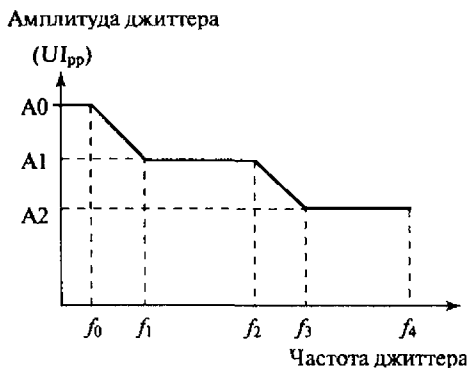


Рис. 7.35. Пример «маски» на нормы фазового дрожания

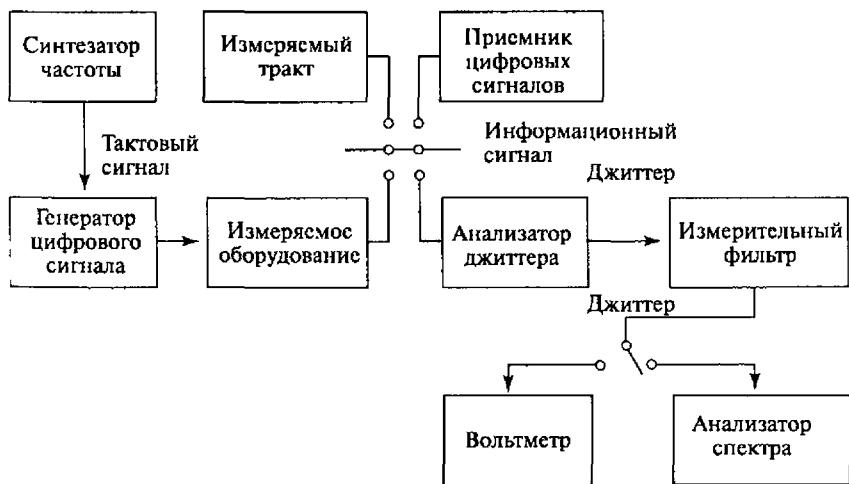


Рис. 7.36. Схема измерений выходного фазового дрожания



Рис. 7.37. Схема измерения максимально допустимой величины фазового дрожания

Это измерение представляет собой стрессовое тестирование. Параметр МТJ определяется как амплитуда синусоидального фазового дрожания, который, будучи поданным на вход тракта, вызывает заданное ухудшение параметра ошибок. Допустимую максимальную величину фазового дрожания измеряют, используя модуляцию фазового дрожания синусоидальным сигналом. Допустимое отклонение фазового дрожания зависит от амплитуды и частоты поданного фазового дрожания. Схема измерения показана на рис. 7.37.

Методика измерений заключается в выполнении следующих действий:

1. Испытательный сигнал подается на вход генератора фазового дрожания, создающего фазовое дрожание испытательного сигнала с регулируемыми амплитудой и частотой.

2. Выходной сигнал от тестируемого оборудования подается на вход анализатора ошибок.

3. При неизменной частоте увеличивают амплитуду фазового дрожания до тех пор, пока не будет зафиксировано появление первых ошибок на выходе тестируемого оборудования.

4. Измеряется амплитуда фазового дрожания и параметр ошибки.

5. По величине измеренной амплитуды фазового дрожания и параметру ошибки делается вывод о предельном значении вносимого фазового дрожания на данной частоте.

6. Процедура в соответствии с п. 3 повторяется для значений частоты фазового дрожания, в соответствии с методикой испытаний.

В табл. 7.24 приведены величины максимально допустимых фазовых дрожаний на иерархическом стыке в зависимости от скорости передачи в тракте.

Измерение передаточной характеристики фазового дрожания (JTF — Jitter Transfer Function). Передаточная характеристика фазового дрожания определяется как приведенная разность между фазовым дрожанием на выходе и фазовым дрожанием на входе измеряемого объекта.

$$JTF(f_i) = 20 \lg \frac{J_{out}(f_i) - J_{in}(f_i)}{J_{in}(f_i)}.$$

Максимально допустимое фазовое дрожание на иерархическом стыке

Скорость в тракте, кбит/с	Сетевая предельная норма		Полоса измерительного фильтра			
	В1 полный размах, ЕИ ($f_1 - f_4$)	В2 полный размах, ЕИ ($f_3 - f_4$)	f_1 , кГц	f_2 , кГц	f_3 , кГц	f_4 , кГц
Для систем ИЦИ (Рекомендация G.823)						
64	0,25	0,05	0,02	—	3	20
2048	1,5	0,2	0,02	2,4	18	100
8448	1,5	0,2	0,02	0,4	3	400
34 368	1,5	0,15	0,1	1,0	10	800
139 264	1,5	0,075	0,2	0,5	10	3500
Для систем СЦИ (Рекомендация G.783)						
2048	0,4	0,075	0,02	—	18	100
34 368	0,4	0,075	0,1	—	10	800
139 264	0,4	0,075	0,2	—	10	3500

Единичный интервал (ЕИ) для скорости 64 кбит/с составляет 15 600 нс, 2048 кбит/с — 488 нс, 8448 кбит/с — 118 нс, 34 368 кбит/с — 29,1 нс, 139 264 кбит/с — 7,18 нс.

Передачная характеристика измеряется для каждой частоты отдельно. На рис. 7.38 приведена в качестве примера схема измерения JTF мультиплекса SDH. Методика проведения измерений

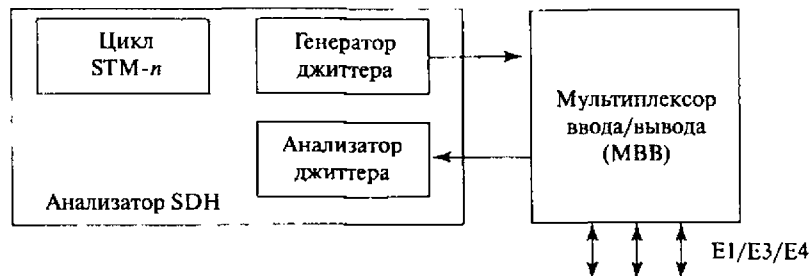


Рис. 7.38. Схема измерения JTF мультиплекса SDH

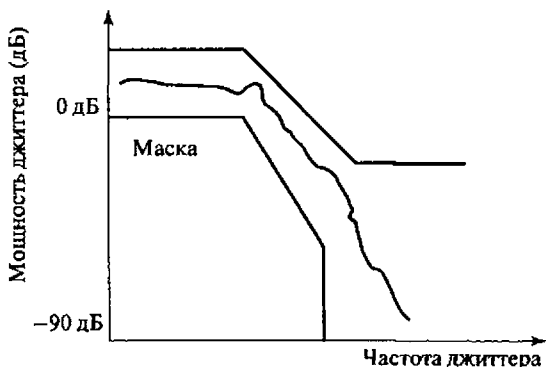


Рис. 7.39. Реальная характеристика JTF

следующая: во входящий цифровой поток вносится фазовое дрожание с определенной амплитудой, на выходе осуществляется его анализ.

Изменение частоты характеризует зависимость параметра JTF от частоты. Маска JTF представляет собой две зависимости: одна — для верхнего, другая — для нижнего значения JTF. Реальная характеристика должна располагаться между этими двумя зависимостями (рис. 7.39).

7.4.3. Измерение параметров дрейфа фазы

Элементы цифровой сети практически прозрачны для низкочастотного фазового дрожания и дрейфа фазы. Дрейф фазы возникает в системах СЦИ в процессе выравнивания сообщений и манипуляций с указателями. Другим источником очень медленного дрейфа фазы являются температурные изменения параметров волоконно-оптического кабеля, которые приводят к изменению времени распространения оптического сигнала и, соответственно, медленным изменениям фазы сигнала. Благодаря способности беспрепятственно проходить через фильтры — выделители тактовой частоты узлов тактовой синхронизации, дрейф фазы постепенно накапливается в процессе ретрансляции сигнала на узлах сети и в результате может достигать очень большой величины. Результатом поражения дрейфом фазы тракта передачи может быть появление больших серий ошибок или

даже передача сигнала аварии, говорящего о превышении нормированной величины коэффициента ошибок. Так как подобный эффект может вызываться целым рядом причин, необходимо в процессе контроля ошибок одновременно контролировать уровень и фазового дрожания, и дрейфа фазы.

При организации измерений дрейфа фазы необходимо иметь источник внешнего синхросигнала. В системе тактовой сетевой синхронизации СЦИ для этого можно использовать генератор синхросигнала системы передачи, а в случае невозможности — эталонный генератор, связанный с глобальной системой позиционирования. В крайнем случае, можно использовать формирователь сигналов тактовой синхронизации регенератора, но при этом достоверность результатов измерения снижается.

Измерение дрейфа фазы базируется на сравнении фаз контролируемого и эталонного сигналов. Результаты измерений статистически обрабатываются и сравниваются с утвержденными нормами.

Рекомендация МСЭ-Т С.810 в числе прочих параметров определяет такие, как TIE — *Time Interval Error* (ошибки временных интервалов) и MTIE — *Maximum Time Interval Error* (максимальные ошибки временных интервалов). Пример измерений этих важных параметров показан на рис. 7.40.

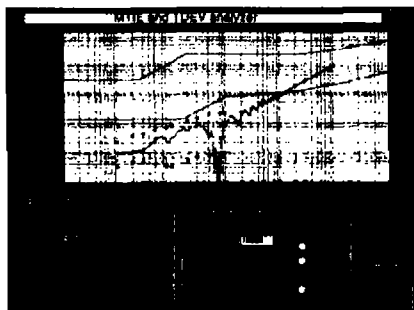
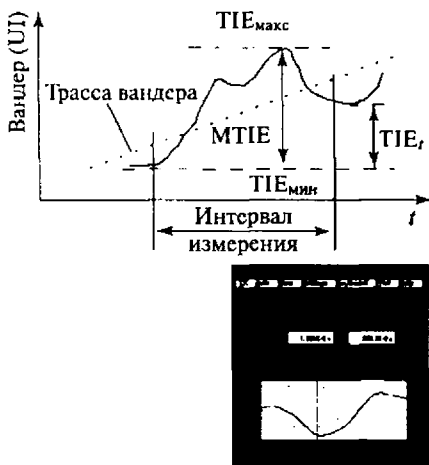


Рис. 7.40. Пример измерений TIE и MTIE

ТПЕ описывает девиацию периода сигнала тактовой синхронизации, измеряемую в течение заданного периода посредством сравнения с периодом эталонного источника. МТПЕ устанавливается путем фиксации максимального значения ТПЕ. Приборы для измерения фазового дрожания должны обеспечивать и измерение дрейфа фазы, а наиболее сложные и дорогие позволяют строить на дисплее графики зависимости ТПЕ и МТПЕ от времени.

Глава 8. ИЗМЕРЕНИЯ И КОНТРОЛЬ КАК СОСТАВНАЯ ЧАСТЬ ПРОЦЕССА ТЕХНИЧЕСКОЙ ЭКСПЛУАТАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ СЕТЯМИ СВЯЗИ

8.1. Назначение измерений и контроля в системе технической эксплуатации сетей связи

Конечным результатом эксплуатации сетей связи является набор информационных услуг, услуг связи и телекоммуникаций, предоставляемых пользователям сети с определенным качеством обслуживания. В свою очередь, качество обслуживания пользователей сети определяется качеством работы сетей связи и зависит, прежде всего, от возможностей сетей обеспечить требуемые характеристики передачи (доставки) сообщений.

Качество работы сетей связи в процессе эксплуатации характеризуется совокупностью эксплуатационных свойств. К ним относятся:

- безотказность — свойство объекта непрерывно сохранять работоспособность в течение некоторого времени;
- долговечность — свойство объекта сохранять работоспособность до наступления предельного состояния при установленной системе ТО и ремонтов;
- ремонтпригодность — свойство объекта, заключающееся в его приспособленности к предупреждению и обнаружению причин возникновения отказов, повреждений и устранению их последствий путем проведения ремонтов и ТО;
- сохраняемость — свойство объекта сохранять на этапах хранения и транспортировки заданные эксплуатационные свойства, количественные значения этих свойств зависят от надежности оборудования;
- надежность — это свойство, обеспечивающее возможность выполнения этим устройством заданных функций с заданными

характеристиками при определенных условиях эксплуатации в течение требуемого интервала времени.

Система технической эксплуатации (СТЭ) сетей связи железнодорожного транспорта как определенная совокупность взаимосвязанных методов, алгоритмов, комплексов технических средств, исполнителей и документации обеспечивает:

- эффективное функционирование сетей связи при заданном качестве и эксплуатационной надежности;
- развитие и систематическое совершенствование сети;
- *поддержание в требуемых пределах установленных норм любого объекта технической эксплуатации (ОТЭ)*;
- улучшение характеристик оборудования, аппаратуры, трактов и каналов передачи для удовлетворения потребностей пользователей.

Используя средства и результаты измерений, СТЭ получает информацию о работе сети. Вопрос о целесообразности проведения эксплуатационных измерений — это вопрос об эффективности эксплуатации, гарантии качества и надежности работы сети. Технология эксплуатационных измерений ориентируется на практически ценные задачи, обеспечивающие эффективную эксплуатацию оборудования. Контроль является одним из эффективных способов повышения надежности и уменьшения затрат на техническую эксплуатацию любого вида оборудования.

Для построения оптимальных и функциональных систем эксплуатации необходимо проводить:

- измерения внутри подсистем связи с использованием встроенных систем диагностики и независимых измерительных средств (приборов);
- контроль ОТЭ и их элементов для выявления, предотвращения и прогнозирования отказов, а также поддержания качественных показателей в заданных пределах (ОТЭ — это линии передачи, линейные тракты систем передачи, сетевые тракты и типовые каналы передачи, а также их участки, оборудование, аппаратура узлов, станций, усилительных пунктов и их отдельные элементы). Обработка и анализ полученных результатов контроля позволяют в случае необходимости составлять заявки на вывод из эксплуатации каналов и трактов для устранения неисправностей;
- анализ первичных сигналов и определение характера и места неисправности без закрытия действия трактов и каналов передачи.

Анализ производится для последующего выполнения ремонтно-восстановительных и ремонтно-настроечных работ;

- обеспечение узлов и станций измерительной техникой, автоматизацию процессов документирования результатов контроля, измерений, настройки и паспортизации.

Надежная, бесперебойная работа устройств связи на железнодорожном транспорте во многом определяется электрическим состоянием линий передачи. Отказы линий передачи происходят в случае выхода электрических (оптических) характеристик цепей за пределы установленных норм и из-за повреждений различного типа. Совершенствование методов контроля (в том числе внедрение систем мониторинга трактов и цепей) и электрических измерений направлено на быстрое обнаружение и устранение повреждения и тем самым — на уменьшение времени восстановления линии передачи.

С целью повышения эффективности технической эксплуатации сеть электросвязи (аналоговая и цифровая) подразделяется на части, называемые объектами технической эксплуатации (ОТЭ) и подобъектами (элементами) технической эксплуатации (ПОБ).

К объектам технической эксплуатации (ОТЭ) относятся технические средства электросвязи (ТСЭ), являющиеся составной частью соединения в трактах и каналах передачи и имеющие стык технической эксплуатации для обмена сигналами контроля и управления, а также дополнительное и специальное оборудование и средства, предназначенные для поддержания работоспособности ТСЭ и (или) выполнения специальных функций, например, аккумуляторные батареи, спецоборудование по защите информации и т.п. Устройства сопряжения (соединения) ОТЭ друг с другом называются стыками передачи. Контроль за состоянием ОТЭ, диагностика, передача сигналов об аварии, индикация состояния осуществляются через стыки технической эксплуатации (рис. 8.1).

Объект технической эксплуатации в соответствии с Рекомендацией МСЭ-Т М.20 предназначен для выполнения определенных функций между стыками передачи. Рабочая характеристика, контролируемая внутренним устройством обнаружения отказов, сообщается по интерфейсу технической эксплуатации либо автоматически после возникновения отказа, либо по запросу об информации технической эксплуатации.

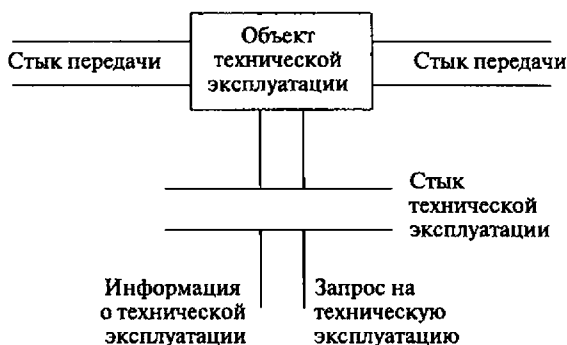


Рис. 8.1. Стыки объекта технической эксплуатации

Под подобъектом (элементом) понимается часть сложного объекта, имеющая самостоятельную характеристику надежности и выполняющая определенную частную функцию в интересах объекта. Объект по отношению к элементу представляет собой систему. В зависимости от уровня решаемой задачи и степени объединения одно и то же устройство в одном случае может быть объектом, а в другом — элементом (рис. 8.2).

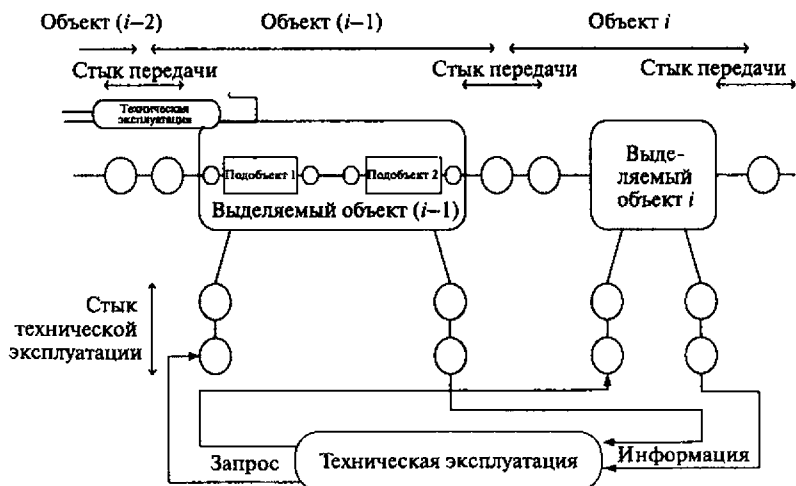


Рис. 8.2. Объекты и подобъекты технической эксплуатации

Объекты технической эксплуатации можно объединять в ансамбли объектов технической эксплуатации (АОБ). АОБ содержит группу объектов технической эксплуатации, объединенных для вспомогательных целей технической эксплуатации (рис. 8.3).

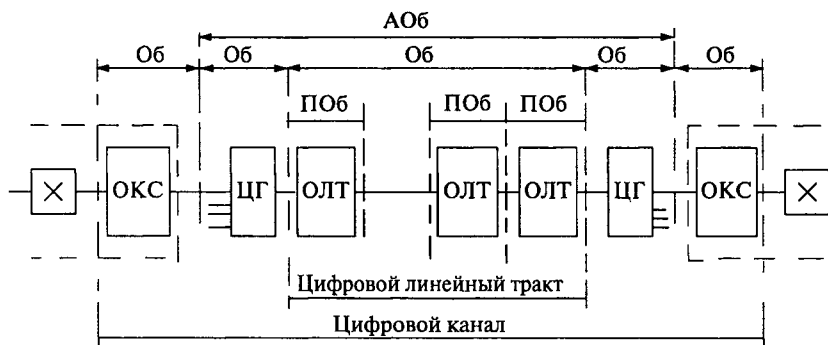
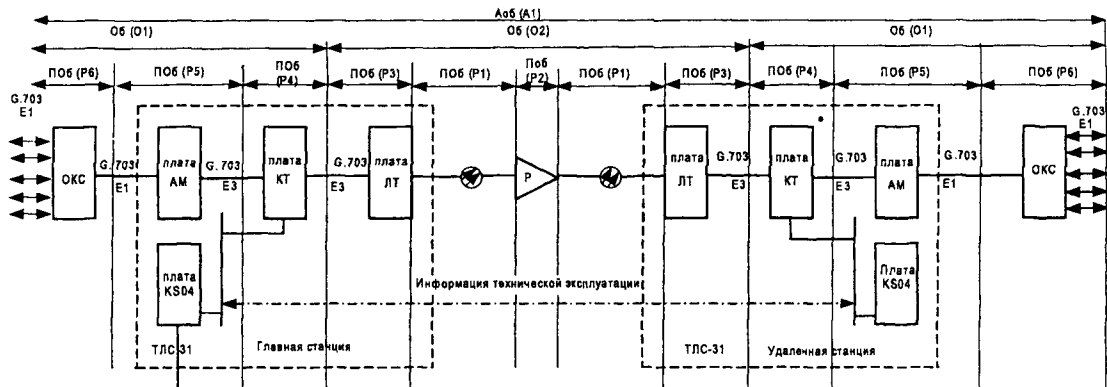


Рис. 8.3. Ансамбль объектов технической эксплуатации сети электросвязи: Об — объект технической эксплуатации; ПОб — подобъект технической эксплуатации; ОКС — окончание коммутационной станции; ОЛТ — окончание линейного тракта; ЦГ — цифровое группообразование; ГрОб — группа объектов технической эксплуатации

Один или несколько ОТЭ составляют элемент сети, или сетевой элемент (СЭ). Он выполняет функции формирования сигналов управления, контроля и обмена ими с другими сетевыми элементами, сетью управления электросвязью и местным терминалом обслуживания (рабочей станцией).

ОТЭ — контролируемый объект технической эксплуатации, входящий в состав СЭ. Примером СЭ может быть ВОСП небольшой протяженности или участок ВОСП.

Выбор объекта, ансамбля объектов и подобъекта технической эксплуатации должен быть совместным с организацией технической эксплуатации оператора связи. Из рис. 8.4 видно, что окончание линейного тракта является подобъектом технической эксплуатации, а оборудование цифрового группообразования и окончание коммутационной станции — объектами технической эксплуатации, вместе они составляют ансамбль объектов технической эксплуатации.



Стык технической эксплуатации (RS232)

<p>ОБЪЕКТ О1 Авария платы ЛТ Сигнал СИАС на приеме тракта Е3 Превышение Кошп 10-3 Нарушение цикловой синхронизации Отсутствие сигнала на стыке Е1</p>	<p>ОБЪЕКТ О2 Отсутствие входного (выходного) электрического сигнала Отсутствие входного (выходного) оптического сигнала Отключение системы автоматического отключения лазера Превышение Кошп 10-6 Авария на удаленном конце Предвария лазера</p>	<p>СМА. Индикация на ПЭВМ оператора</p>
<p>Неисправность тракта Е</p>		

Индикация на плате КТ

Авария линейного оптического тракта
 Оптический тракт работает в автоматическом режиме
 Оптический тракт работает в ручном режиме

Индикация на плате ЛТ

Нет сигнала на электрическом входе платы
 Нет сигнала на оптическом входе платы
 Обнаружены ошибки ИОВ-3 на электрическом входе
 На оптическом входе обнаружены ошибки
 На противоположном конце оптический приемник не получает правильного сигнала
 Неисправно генераторное оборудование источника сигнала
 Кош >10-6
 Уровень выходной оптической мощности упал
 Отключена САОП

Индикация на лицевой панели платы

Рис. 8.4. Пример выделения ОТЭ

Рабочая характеристика, контролируемая внутренним устройством обнаружения отказов, сообщается по интерфейсу технической эксплуатации либо автоматически после возникновения отказа, либо по запросу об информации технической эксплуатации.

8.2. Виды измерений и контроля в процессе технической эксплуатации сетей связи

Измерения и контроль в процессе технической эксплуатации производятся на следующих стадиях:

- при вводе в эксплуатацию и паспортизации;
- при поддержании сетей связи в состоянии исправности в процессе эксплуатации (техническое обслуживание включает в себя измерение параметров и рабочих характеристик, контроль состояния, обнаружение отказов, сигнализацию об отказах и рабочих характеристиках и проверку после восстановления);
- при восстановлении работоспособности (осуществляются измерения и контроль в процессе ремонтно-настроечных и ремонтно-восстановительных работ).

Измерения, выполняемые при вводе в эксплуатацию, в процессе эксплуатации и восстановления систем связи проводятся с помощью различных измерительных приборов и методов. Особенность этих измерений состоит в том, что во многие измерительные схемы в качестве объекта измерения включается аппаратура связи. Основными задачами этих измерений являются:

- проверка электрических характеристик устройств связи на соответствие нормам и составление паспортов на них;
- настройка систем передачи, радиорелейных линий, каналов тональной частоты; проверка цифровых каналов и трактов с целью обеспечения требуемых техническими нормами электрических характеристик и составления паспортов на каналы и тракты систем передачи;
- контроль за сохранением установленных в процессе пуска наладочных работ характеристик аппаратуры и каналов связи;
- проведение контрольно-испытательных и оперативных измерений в процессе эксплуатации для установления оптимального режима работы и исправности оборудования и каналов;
- определение характера и места повреждения аппаратуры, каналов и линий передачи.

По признаку принадлежности к этапу эксплуатации все измерения делятся:

- на измерения при вводе в эксплуатацию, приемо-сдаточные измерения и измерения для составления паспортов;
- эксплуатационные и профилактические измерения, проводимые в процессе технического обслуживания и планово-профилактического обслуживания. Эксплуатационные измерения выполняются для оценки электрического состояния линий связи и приведения их электрических характеристик к норме. Объем и периодичность проведения этих измерений определяются соответствующими инструкциями ОАО «РЖД»;
- контрольные и аварийные измерения, проводимые при обнаружении отказов, локализации места повреждения, выполнении ремонтно-восстановительных (РВР) и ремонтно-настроечных работ (РНР).

Измерения при строительстве, монтаже систем передачи, приемо-сдаточные и эксплуатационные выполняются в соответствии с требованиями ГОСТов и соответствующих руководств по электрическим измерениям различных объектов связи. В этих документах указываются типы средств измерений, используемых для данного вида измерений и методика проведения измерений.

Электрический паспорт должен содержать основные данные об объекте паспортизации:

- тип линии передачи;
- тип кабеля;
- тип системы передачи;
- количество вводимых трактов и каналов передачи;
- оценку соответствия их параметров нормам;
- результаты измерений электрических параметров;
- данные о каналах служебной связи, телемеханики и передачи данных СТЭ.

Контроль сети связи является процессом, при котором anomalies и дефекты, обнаруженные в объектах или группах объектов технической эксплуатации, анализируются и проверяются. Этот анализ может быть внутренним или внешним относительно объекта. В случае внешнего анализа он может выполняться либо местными, либо централизованными средствами.

Под *контролем* понимаются операции, включающие проведение измерений, испытаний, проверки одной или нескольких характеристик объекта и определения их соответствия установленным нормам.

При технической эксплуатации процесс контроля включает следующие действия:

- локализация «отказавшего» оборудования или оборудования, в котором подозревается наличие неработоспособности или в котором отказ, как полагают, наиболее серьезен. Это выяснение обычно выполняется с помощью аналитической или статистической обработки;
- сообщение эксплуатационному персоналу об отказах;
- передача (периодически или по требованию) эксплуатационному персоналу данных, относящихся к специфическим функциональным особенностям сети (трафик, состояние оборудования, определенные нарушения функционирования и т.д.);
- резервирование системы путем передачи всем заинтересованным элементам сетевого оборудования необходимой информации для автоматического приведения в действие внутреннего или внешнего механизмов резервирования, т.е. изменения конфигурации, маршрута передачи и т.д.

Классификация видов контроля осуществляется по следующим признакам.

По виду решаемой задачи различают:

- *контроль функционирования* — контроль выполнения оборудованием своих функций без их количественной оценки; *диагностический контроль* — способ определения места отказа;
- *контроль технического состояния* — проверка соответствия значней параметров объекта требованиям технической документации и определение на этой основе одного из заданных видов технического состояния в данный момент времени;
- *профилактический контроль* — одно из профилактических мероприятий, осуществляемое с целью обнаружения и замены или регулирования элементов объекта контроля, параметры которых близки к предельно допустимым значениям;
- *эксплуатационный контроль* — процесс определения соответствия ОТЭ установленным требованиям в процессе их эксплуатации;

- *оперативно-технический* контроль — процесс определения соответствия обобщенным оценкам состояния ОТЭ;

- *входной* контроль — процесс определения соответствия ОТЭ установленным требованиям при приемке и вводе в эксплуатацию.

По количеству контролируемых объектов различают сплошной и выборочный контроль. В первом случае контролируются все объекты, во втором — часть объектов, представляющих интерес, но вывод делается о состоянии оборудования в целом. Основан выборочный контроль на выборочном методе математической статистики, поэтому имеет второе название — *статистический контроль*.

По продолжительности различают непрерывный, периодический и эпизодический контроль. В первом случае контроль и анализ параметров объекта производятся непрерывно с целью оперативного определения характера и места неисправности ОТЭ. Такому контролю подвергаются основные параметры оборудования, нарушение которых приводит к авариям. Результаты контроля обычно дублируются сигнализацией. При периодическом контроле анализ параметров контролируемого объекта производится через определенный период времени в течение заданного срока эксплуатации оборудования. Анализ параметров контролируемого объекта при эпизодическом контроле производится по мере необходимости в течение заданного срока эксплуатации оборудования.

По виду реализации различают ручной, автоматизированный (с частичным участием человека) и автоматический контроль (без непосредственного участия человека). Целесообразность того или иного способа проведения контрольных проверок оценивается технико-экономическими расчетами.

На рис. 8.5 показаны процессы измерения и контроля на разных этапах технической эксплуатации сетей связи. Объектами технической эксплуатации при существующей технологии эксплуатации сетей связи являются: линейно-кабельные участки и сооружения, аналоговые, цифровые и волоконно-оптические системы передачи, оконечные и промежуточные станции систем передачи, тракты и каналы передачи.



Рис. 8.5. Процессы измерения и контроля на разных этапах технической эксплуатации

8.3. Измерения и контроль в процессе технической эксплуатации линейно-кабельных сооружений

На линейно-кабельных сооружениях проводятся паспортизация линейно-кабельного участка и приемо-сдаточные измерения, а в процессе технической эксплуатации (см. п. 6.1, 6.5) — профилактические, аварийные, контрольные и специальные измерения.

Паспортизация кабельных участков. При сооружении кабельного участка (КУ) составляются следующие документы:

- укладочная ведомость строительных длин линейного кабеля;
- паспорт на смонтированную муфту ОК;
- паспорт смонтированного участка линейного кабеля.

В паспорте на смонтированную муфту ОК указываются: номер и тип муфты; предприятие-изготовитель; название линии передачи; номер участка линии передачи; марка оптического кабеля; наименование монтажной организации; результаты оценки затухания места сварки (по сварочному аппарату) для каждого волокна; сведения о ремонте.

В паспорте смонтированного участка линейного кабеля указываются: номер и общая длина участка; результаты измерения затухания в волокнах ОК; протоколы измерений сопротивления изоляции брони по отношению к «земле».

В паспорте ВОСП для линейных сооружений содержится карта сети, на которой показаны трассы прокладки ОК и расположение всех строительных объектов и построек. Существенной особенностью этого документа (особенно в отсутствие в ОК металлических проводников) являются повышенные требования к точности карты. Если в электрических кабельных линиях трасса прохождения кабеля определяется с помощью кабелеискателей, то в ОК без металлических проводников подобный метод отыскания трассы неприемлем. Поэтому трассы прохождения ОК и данные о расстояниях до реперных точек (НУП, НРП, замерные столбики, ориентиры на местности и т.д.) должны быть указаны на карте с точностью до 0,3—0,4 м.

ОК на карте нумеруют, а их типы, длины и конечные пункты сводят в таблицы.

Результаты измерений на усилительных и регенерационных участках должны содержать следующую информацию:

- общее затухание трассы и участков;

- количество неразъемных (сварных) соединений ОВ и вносимые потери в них;
- длину волны измерения;
- тип и модель измерительной аппаратуры.

Приемо-сдаточные измерения проводятся в процессе работы рабочих и Государственных приемочных комиссий по приемке законченных строительством или реконструкцией кабельных линий передачи с целью проверки качества выполненных работ и соответствия электрических и оптических параметров линейных сооружений нормам на смонтированные регенерационные (усилительные) участки.

Представители эксплуатационной организации принимают участие в измерениях электрических и оптических параметров линейно-кабельных сооружений с правом подписи протоколов измерений.

Приемо-сдаточные электрические измерения линейно-кабельных сооружений, принимаемых на баланс или в эксплуатационно-техническое обслуживание от других организаций, должны выполняться в полном объеме.

При приемке в эксплуатацию линейных сооружений ВОСП проверяют соответствие выполненных строительно-монтажных работ проектной документации, стандартам, строительным нормам и правилам проведения работ. Производят визуальный осмотр трассы, контроль внешнего состояния проложенного или подвешенного ОК, а также правильности установки и монтажа соединительных муфт и устройств ввода ОК в технические помещения. Выполняют измерение оптических потерь каждого регенерационного участка с помощью сертифицированного оптического рефлектометра и оптического тестера в прямом и обратном направлениях. При этом измерение полного затухания регенерационных пунктов ведется методом вносимых потерь. Нормы и объемы обязательных измерений определяются техническими требованиями и зависят от конструкции ОК, назначения ВОСП и системы передачи.

Комплекс *приемо-сдаточных электрических измерений* включает измерения:

- электрических и оптических параметров кабеля;
- электрических параметров, определяющих защиту линейных сооружений от электромагнитных влияний и коррозии;
- заземлений;

- глубины залегания кабелей (по трассе — выборочно; на спусках, подъемах, в оврагах и других опасных местах — сплошным обходом), а также оценку целостности оболочки кабеля при монтаже муфт клеевым способом;

Измерения в процессе технической эксплуатации линейно-кабельных сооружений проводятся с целью определения их состояния в соответствии с нормативными требованиями, предупреждения повреждений, а также накопления необходимого статистического материала.

Профилактические измерения проводятся в порядке плановых работ с целью своевременного выявления и устранения возникающих отклонений электрических и оптических параметров линейно-кабельных сооружений от установленных норм:

- электрических параметров (постоянным током), характеризующих состояние жил (проводов) кабелей: электрического сопротивления шлейфа жил или проводников, разность электрического сопротивления жил, электрическое сопротивление изоляции чисел, проводников и шланга, величина напряжения пробоя изоляции;

- оптических параметров: затухания и неоднородности оптических волокон кабеля;

- электрических параметров, характеризующих коррозионное состояние подземных металлических сооружений, а также устройств их защиты коррозии;

- электрических параметров устройств защиты обслуживающего персонала и линейно-кабельных сооружений от внешних электромагнитных влияний;

- целостность грозозащитных тросов.

Планово-профилактические измерения на ЛКС ВОЛП включают измерения:

- параметров передачи незадействованных оптических волокон (ОВ) на ВОЛП (целесообразно проводить в автоматическом режиме при оснащении эксплуатационного предприятия системой автоматического мониторинга ОК);

- в ручном режиме характеристик активных ОВ на ВОЛП при наличии WDM мультиплексоров и фильтров (в автоматическом режиме измерения проводятся при оснащении эксплуатационных предприятий системами автоматического мониторинга ОК);

- сопротивления изоляции пластмассовой оболочки ОК, содержащего металлические конструктивные элементы (выполняется по участкам линии, между оптическими муфтами, оборудованными КИП);
- с помощью оптического рефлектометра коэффициента затухания незадействованных оптических волокон (ОВ), величины и места расположения локальных неоднородностей ОВ;
 - характеристик активных ОВ;
 - потерь в соединениях ОВ в муфтах и на оптических кроссах;
 - полного затухания линии.

На ЛКС выполняются также измерения:

- сопротивления изоляции свободных или малозначимых действующих пар магистрального кабеля;
- переходного затухания и защищенности кабелей переменным током;
 - рабочего затухания всех цепей переменным током.

Профилактические измерения проводятся в объеме и в сроки, определяемые оператором сети по согласованию с вышестоящей организацией в зависимости от конкретных условий эксплуатации линии (вечная мерзлота, оползни, вибрация, повышенная грозовая активность и т.д.) и необходимости обеспечения ее эксплуатационной надежности.

Результаты измерений оптических и электрических параметров ОВ вносятся в описания рефлектограмм, протоколы измерения затухания оптических волокон на элементарном кабельном участке, протоколы измерения сопротивления изоляции наружной пластмассовой оболочки волоконно-оптического кабеля (броня-земля) на элементарном кабельном участке, протоколы измерения электрического сопротивления заземления и электрический паспорт трассы.

Аварийные измерения проводятся с целью определения характера и места повреждения кабелей в следующем порядке (см. п. 6.3):

- измерение электрических и оптических параметров кабеля для определения характера повреждения и выбора метода измерения для определения места повреждения;
- измерения, проводимые для определения района повреждения и уточнения конкретного места повреждения;
- измерения кабелей в обе стороны от места повреждения.

Контрольные измерения осуществляются после устранения повреждений с целью определения качества ремонтно-восстановительных

работ. Они проводятся с оконечных устройств после монтажа постоянной вставки перед запайкой соединительных муфт, а также после окончания работ по устройству постоянной вставки перед сдачей систем в эксплуатацию.

После монтажа постоянной вставки перед запайкой соединительных муфт выполняется комплекс оптических и электрических измерений постоянным током, включая проверку правильности соединения волокон (жил) и отсутствия обрывов и сообщений жил. После окончания работ по устройству постоянной вставки перед сдачей систем в эксплуатацию проводится повторное испытание состояния изоляции жил кабеля напряжением (при наличии ДП по жилам кабеля).

В случае, если для проведения контрольных электрических измерений в полном объеме невозможно освободить кабель, допускается:

- на коаксиальных кабелях — проводить измерение электрического сопротивления изоляции не между внешним проводником каждой коаксиальной пары и всеми остальными внешними проводниками коаксиальных пар, соединенными с заземленной металлической оболочкой (экраном), а только между внешними проводниками освобожденных коаксиальных пар, представленных для измерения, и заземлением металлической оболочкой (экраном);
- на симметричных кабелях — проводить измерение электрического сопротивления изоляции не между каждой жилой и пучком остальных жил, соединенных с металлической оболочкой (экраном), а только относительно пучка жил освобожденной четверки, предоставленной для измерения, а также между пучком отремонтированных и пучком освобожденных жил.

Если при контрольных измерениях будет выявлен хотя бы один параметр, не удовлетворяющий нормам, работы по устранению повреждения должны быть продолжены. После их завершения полный комплекс контрольных измерений следует провести повторно.

Измерения переменным током (см. п. 6.2) после устранения повреждения проводятся только в том случае, если качество каналов связи не удовлетворяет нормам.

При контрольных измерениях оптических кабелей производятся измерения:

- общего затухания регенерационного участка;
- затухания восстановленной части участка;
- затухания потерь во вновь проявившихся на линии сростках;

- сопротивления изоляции наружной оболочки кабеля (при наличии металлической брони).

При контрольных измерениях КИС проводятся измерение сопротивления изоляции постоянным током и переходного затухания и защищенности кабелей переменным током.

После устранения аварии или повреждения обязательным является внесение в кратчайшие сроки соответствующих изменений в паспорт кабельной трассы.

Специальные измерения проводятся в период опытной эксплуатации кабельных линий передачи с новыми типами кабелей, кабельной арматурой и оборудованием, а также при испытаниях новых способов защиты линейно-кабельных сооружений опасных и мешающих влияний.

Оперативный контроль технического состояния линейно-кабельных сооружений

Результаты измерений оптических и электрических параметров ОВ сравниваются с результатами измерений, выполненных в процессе приемо-сдаточных испытаний и технического обслуживания ВОЛП. В случае увеличения затухания ОВ на элементарном кабельном участке и потерь в сварных соединениях (увеличения затухания строительных длин или мест стыка ОВ более чем на 0,2 дБ, появления локальных дефектов и т.д.), уменьшения сопротивления изоляции планга или увеличения сопротивления заземления по сравнению с установленными нормами принимаются меры по выявлению причин отклонения от норм и их устранению в процессе технического обслуживания.

Контроль электрического сопротивления изоляции пластмассовых оболочек ОК (броня—земля) и целостности броневых покровов проводится ежегодно (весной).

Результаты измерений электрического сопротивления изоляции пластмассовой оболочки кабеля сравниваются с предыдущими и в случае несоответствия минимально допустимому значению $R_{из} = 0,1 \text{ МОм}\cdot\text{км}$ проводятся работы по отысканию и устранению мест понижения сопротивления изоляции.

В зависимости от величины электрического сопротивления изоляции пластмассовой оболочки ОК различают следующие состояния внешних покровов ЛКС ВОЛП:

- норма — $R_{из} \geq 5 \text{ МОм}\cdot\text{км}$;

- предупредительное — $0,1 \text{ МОм} \cdot \text{км} \leq R_{\text{из}} < 5 \text{ МОм} \cdot \text{км}$;
- аварийное — $R_{\text{из}} < 0,1 \text{ МОм} \cdot \text{км}$.

Целостность подземных грозозащитных проводов (тросов) и переходное сопротивление «трос—земля» должны проверяться один раз в два года.

Оперативный контроль технического состояния предусматривает также:

- контроль состояния необслуживаемых регенерационных пунктов (НРП) и необслуживаемых усилительных пунктов (НУП) по сигналам систем телемеханики и немедленный выезд на трассы кабельных линий для принятия соответствующих мер;
- контроль состояния заземлений на НРП контейнерного типа (установленных непосредственно в грунт) и контроль заземлений вводов ОК с металлическими конструктивными элементами в помещениях обслуживаемых пунктов;
- контроль глубины залегания ОК и уточнение картограмм прохождения трассы ВОЛП.

Контроль электрического потенциала подземных металлических сооружений связи, не имеющих электрохимической защиты, проводится один раз в год. Если подземные металлические сооружения имеют электрохимическую защиту, то контроль проводится при проверке эффективности работы установок электродренажной и катодной защиты.

Сопротивление заземляющих устройств, обеспечивающих защиту ЛКС ВОЛП от ударов молнии, контролируемое один раз в год перед началом грозового сезона, должно быть не более:

- 10 Ом — для грунтов с $\rho_{\text{грунта}} \leq 100 \text{ Ом} \cdot \text{м}$;
- 20 Ом — для грунтов с $100 < \rho_{\text{грунта}} \leq 500 \text{ Ом} \cdot \text{м}$;
- 30 Ом — для грунтов с $500 < \rho_{\text{грунта}} \leq 1000 \text{ Ом} \cdot \text{м}$;
- 50 Ом — для грунтов с $\rho_{\text{грунта}} > 1000 \text{ Ом} \cdot \text{м}$.

Сопротивление измерительного заземляющего устройства не должно быть более 100 Ом в грунтах с удельным сопротивлением до 100 Ом·м и более 200 Ом — в грунтах с удельным сопротивлением более 100 Ом·м.

Состав измерений и их объем утверждаются главным инженером эксплуатационного предприятия.

8.4. Измерения и контроль аппаратуры и оборудования, трактов и каналов передачи

8.4.1. Входной контроль и паспортизация аппаратуры ВОСП

При приемке и вводе в эксплуатацию должен осуществляться входной контроль путем измерения основных параметров аппаратуры и кабеля. Результаты измерений должны быть внесены в соответствующие паспорта и в базы данных операционных систем программно-технических средств контроля и управления.

Измерения параметров и паспортизация аппаратуры ВОСП при вводе в эксплуатацию должны проводиться на основании Правил технической эксплуатации первичной сети взаимоувязанной сети связи Российской Федерации, введенных в действие приказом Мининформсвязи России от 19.10.1998 г. № 187, кн. 2, разд. 11, 13, ОСТ 45.131 и в соответствии с документами:

- Указаниями по проведению измерений на аппаратуре конечных станций, линейных и сетевых трактах цифровых систем передачи плезиохронной цифровой иерархии. ГЦУМС, 1997;
- Указаниями по проведению измерений на аппаратуре систем передачи синхронной цифровой иерархии. ГЦУМС, 1997;
- Инструкцией по эксплуатации систем передачи СЦИ. ГЦУМС, 1997;
- Инструкцией по паспортизации систем передачи СЦИ. ГЦУМС, 1997.

Паспорта составляются на:

- узел (станцию);
- кабельную, радиорелейную, воздушную, спутниковую линии передачи;
- линейный тракт системы передачи, вводимой при увеличении пропускной способности линии передачи;
- комбинированный линейный тракт;
- комплекс аппаратуры конечной станции;
- совокупность простых сетевых трактов (общий паспорт), настраиваемых одновременно с линейным трактом при вводе в эксплуатацию системы передачи согласно утвержденной проектной схеме организации связи;

- отдельный простой сетевой тракт или совокупность простых сетевых трактов, вводимых при увеличении пропускной способности системы передачи при условии наличия на данный тракт распоряжения по формированию СМП, где указана схема организации связи для этого тракта;

- составной сетевой тракт;
- участок составного сетевого тракта, используемый в качестве подменного тракта для резервирования сетевых трактов;
- канал передачи, передаваемый во вторичные сети системы телеграфной связи (ТгОП), системы передачи данных (СПД), системы факсимильной связи (СФС) или потребителю для передачи перечисленных видов сообщений;
- канал звукового вещания;
- широкополосный канал передачи, формируемый на базе сетевого тракта с фазовой коррекцией;
- канал служебной связи (кроме каналов служебной связи, данные которых входят в паспорт линии передачи).

Паспорта составляются при вводе в эксплуатацию, реконструкции и организации составных трактов и каналов передачи. При введении новых норм на электрические параметры паспорт корректируется. Эксплуатация трактов и каналов передачи без паспортов не допускается.

Электрические паспорта составляются настроечной организацией или главной руководящей станцией по утвержденным формам, предъявляются приемочным комиссиям в соответствии с действующими правилами приемки, рассматриваются и рекомендуются ими для утверждения. Председатель комиссии записывает в электрическом паспорте решение комиссии о принятии в эксплуатацию объектов паспортизации и рекомендацию об утверждении паспорта постоянно или временно с указанием срока действия паспорта.

Паспорт утверждается постоянно, если все параметры трактов и каналов передачи удовлетворяют нормам. Паспорт утверждается временно, если некоторые параметры трактов или каналов передачи имеют отклонения от норм, не препятствующие по заключению приемочной комиссии, их эксплуатации. Паспорт утверждается временно на срок, необходимый для приведения данной линии передачи, тракта, канала передачи к настроечным нормам. Необходимые

для этой цели мероприятия с указанием исполнителей и сроков отражаются в акте приемки линии передачи, трактов.

В паспорт на аппаратуру ВОСП оконечных станций и ОРП (или станций ввода/вывода) вносятся следующие данные:

- результаты проверки систем:
 - телеконтроля и телеуправления,
 - контроля и сигнализации,
 - служебной связи,
 - переключения на резерв,
 - автоматического отключения лазера;
 - операционной и программного обеспечения;
- результаты проверки параметров оптического стыка;
- код применения (для СЦИ);
- результаты измерения уровня мощности оптического излучения на передаче;
- результаты измерения уровня мощности оптического излучения на приеме;
- результаты измерения показателей ошибок и пределы этих показателей для ввода в эксплуатацию и технического обслуживания системы передачи;
- результаты проверки параметров сетевого цифрового стыка по каждому компонентному потоку (или сетевому тракту);
- скорость передачи;
- результаты измерения пределов фазового дрожания;
- результаты измерения выходного фазового дрожаний компонентных сигналов из-за движений указателей STM-*n* (для СЦИ);
- результаты измерения выходного фазового дрожания компонентных сигналов в процессе выделения (для СЦИ);
- результаты измерения показателей ошибок и пределы этих показателей для ввода в эксплуатацию и технического обслуживания тракта;
- результаты проверки устройства синхронизации:
 - отклонения частоты собственного генератора,
 - возможности захвата частоты внешнего генератора,
 - стабильность частоты в режиме удержания.

Пример паспорта на поток E1 приведен на рис. 8.6.

В паспорт должны быть вставлены протоколы тестирования каналов (трактов), произведенного при пуске в эксплуатацию контролирующей организацией.

ПАСПОРТ НА КАНАЛ (ТРАКТ)

Тип системы передачи № потока. № канала	Тип системы передачи № потока. № канала
Оконечная станция 1	Оконечная станция 2

оконечные пункты канала (тракта) и скорость передачи

Назначение канала (тракта) _____

Ввод в эксплуатацию _____

Адрес и телефон абонента _____

технические характеристики канала (тракта)

Наличие резерва _____

Канал (тракт) простой/составной _____

Перечень узловых мультиплексов _____

Общая длина канала (тракта) _____

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ПАСПОРТ НА КАНАЛ (ТРАКТ)

Тип системы передачи № потока. № канала	Тип системы передачи № потока. № канала
Оконечная станция 1	Оконечная станция 2

оконечные пункты канала (тракта) и скорость передачи

Содержание

1. Перечень измеряемых параметров канала (тракта)
2. Протоколы измерений параметров канала (тракта)

1. ПЕРЕЧЕНЬ ИЗМЕРЯЕМЫХ ПАРАМЕТРОВ КАНАЛА (ТРАКТА)

№	Измеряемый параметр	Примечание
1	Показатели ошибок компонентных трактов	Измерения проводятся при наличии измерительных приборов и времени
2	Выходной джиттер компонентных трактов	

2. ПРОТОКОЛЫ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ КАНАЛА (ТРАКТА)

ПОКАЗАТЕЛИ ОШИБОК КОМПОНЕНТНЫХ ТРАКТОВ

Результаты измерений				
Параметр	Направление		Норма	Примечание
	А-Б	Б-А		
1. Компонентный тракт				1. Измерительный прибор: ТИП, № _____ Поверсен (дата поверки или срок следующей поверки) _____
ES				Принадлежит _____
SES				Норма -по приказу № 92 от 10.08.96

ВЫХОДНОЙ ДЖИТТЕР КОМПОНЕНТНЫХ ТРАКТОВ

Результаты измерений				
Параметр	Направление		Норма	Примечание
	А-Б	Б-А		
1. Компонентный тракт				1. Измерительный прибор: ТИП, № _____ Поверсен (дата поверки или срок следующей поверки) _____
B1				Принадлежит _____
B2				Норма -по приказу № 92 от 10.08.96

Рис. 8.6. Пример паспорта на поток Е1

В паспорт на линейный тракт вносятся следующие данные:

- число участков регенерации (регенерационных секций для СЦИ) и их протяженности;
- код применения (на каждом участке регенерации для СЦИ);
- уровень чувствительности приемника (на каждом участке регенерации);
- результаты измерения уровня мощности оптического излучения на передаче (на каждом участке регенерации);
- результаты измерения уровня мощности оптического излучения на приеме (на каждом участке регенерации);
- результаты расчета затухания в волокнах оптического кабеля на участках регенерации;
- результаты расчета системного запаса (на каждом участке регенерации);
- результаты измерения показателей ошибок и пределы этих показателей для ввода в эксплуатацию и технического обслуживания линейного тракта;
- результаты проверки системы телеконтроля и телеуправления;
- результаты проверки системы контроля и сигнализации.

Все параметры, вносимые в паспорт, измеряются при вводе в эксплуатацию.

8.4.2. Измерения на этапе ввода в эксплуатацию

Измерения на оконечных и промежуточных станциях аналоговых систем передачи

Измерения проводятся с целью определения соответствия электрических параметров каналов и трактов техническим требованиям. На оконечных станциях измеряются электрические параметры каналов, предоставляемых во вторичные сети связи (телефонную, телеграфную, передачи данных). На промежуточных станциях измеряются параметры источников питания и все, что относится к линейному и групповому трактам АСП (если выполняется выделение). Методика проведения этих измерений рассмотрена в гл. 5. Особенности выполнения измерений (требования к импедансу, характеристикам измерительного сигнала, нормам на параметры измеряемого сигнала) определяются при изучении конкретных типов устройств и аппаратуры связи.

Параметры каналов и трактов измеряются после проведения измерений параметров стационарной аппаратуры. В каналах тональной частоты измеряются и нормируются:

- полоса эффективно передаваемых частот;
- амплитудная характеристика канала;
- среднеквадратическое отклонение остаточного затухания;
- входное сопротивление;
- затухание асимметрии;
- защищенность от внятного переходного разговора;
- среднее психометрическое напряжение шума;
- изменение частоты передаваемого сигнала;
- относительное групповое время запаздывания и изменение фазы передаваемого сигнала.

Полоса эффективно передаваемых частот канала ТЧ должна находиться в пределах 300+3400 Гц. Она определяется одновременно с измерением частотной характеристики остаточного затухания канала, которое на крайних частотах не должно превышать более чем на 8,7 дБ затухание на частоте 800 Гц (для АСП).

Процесс измерения *частотной характеристики канала ТЧ* (см. п. 5.3.2) состоит в следующем. На передающей станции на вход четырехпроводной части измеряемого канала подают от генератора измерительных сигналов напряжение с уровнем -13 дБ и частотой 800 Гц (для аналоговых систем передачи) и 1020 Гц (для составных каналов и каналов ЦСП и ВОСП). На приемной станции к выходу четырехпроводной части канала подключают измеритель уровня с входным сопротивлением 600 Ом и с помощью регулятора усиления усилителя низкой частоты устанавливают уровень $(4,34 \pm 0,43)$ дБ. Подавая на вход канала поочередно частоты 200, 300, 400, 600, 800 (1020), 1200, 1600, 2000, 2400, 3000, 3200, 3400 и 800 (1020) Гц с уровнем -13 дБ, измеряют неравномерность амплитудно-частотной характеристики на выходе канала. Расхождение между показаниями ИУ в начале и в конце измерений не должно быть более 0,4 дБ. По полученным результатам измерений строят АЧХ.

Амплитудная характеристика канала (см. п. 5.3.4) на участке длиной 600 км должна быть такой, чтобы при включенном ограничителе пиковых значений остаточное затухание, измеренное на частотах 300+3400 Гц, оставалось постоянным с точностью до 0,5 дБ при изме-

нении уровня измерительного сигнала на входе канала от -18 до 3 дБ в точке относительного нулевого уровня.

Среднеквадратическое отклонение остаточного затухания (см. п. 5.3.1) во времени на один переприемный участок протяженностью 600 км не должно превышать $1-1,5$ дБ. Максимальное отклонение остаточного затухания канала за час не должно превышать $\pm 2,2$ дБ от номинального значения с вероятностью $0,95$.

Входное сопротивление канала тональной частоты должно быть равно 600 Ом. Коэффициент отражения — не более $\pm(5+10\%)$. Вход и выход канала должны быть трансформаторными, симметричными.

Затухание асимметрии входных и выходных цепей должно быть не менее $43,4$ дБ в полосе частот $300+3400$ Гц.

Коэффициент нелинейных искажений (см. п. 5.3.5) на одном переприемном участке длиной 600 км не должен превышать $1,5\%$. В случае отсутствия специального прибора для измерения нелинейных искажений коэффициент нелинейности измеряют с помощью генератора с коэффициентом нелинейности не более $0,1\%$ и анализатора напряжений или избирательного измерителя уровня. На приемной станции измеряют действующие значения первой, второй и третьей гармоник. Коэффициент нелинейных искажений определяют по приближенной формуле (4.8). Отдельно нормируется коэффициент нелинейных искажений по третьей гармонике, определяемый по формуле (4.9). Он не должен превышать 1% . При n участках нелинейность должна возрастать не более чем на $1,5\sqrt{n}\%$.

Защищенность от внятного переходного влияния (см. п. 5.1.3) между каналами тональной частоты на участке протяженностью до 600 км, измеренная на частоте 800 (1020) Гц, должна быть не менее 60 дБ для 100% комбинаций и 55 дБ — между направлениями передачи и приема одного канала.

Среднее значение псофометрического напряжения шума (см. п. 6.2.6) в канале тональной частоты в течение любого часа, измеренное в точке с относительным уровнем $-6,9$ дБ псофометром, на одном переприемном участке длиной 600 км не должно превышать $0,55$ мВ (2640 пВт) в точке относительного нулевого уровня). Измерение проводится после настройки всех каналов тональной частоты на приемной части поочередно в каждом четырехпроводном выходе оконечной аппаратуры уплотнения.

Изменение частоты передаваемого сигнала (см. п. 5.3.7) на длине линии связи до 1400 км не должно превышать 0,1 Гц.

Отклонение группового времени прохождения сигнала (см. п. 6.2.3) от значения, измеренного на частоте 1900 Гц (относительное время запаздывания), на одном переприемном участке длиной 600 км не должно превышать $\pm 0,05$ мкс.

Изменение фазы передаваемого сигнала в канале тональной частоты протяженностью 1400 км на величину 2° в миллисекунду не должно появляться чаще, чем один раз за 3 ч.

Кроме перечисленных основных параметров в канале тональной частоты АСП измеряют резкие изменения уровней, устойчивость канала, потерю достоверности. На оконечных станциях проверяют и регулируют параметры унифицированного оборудования, предназначенного для образования первичных трактов, состоящих из различного числа первичных трактов, так называемых преобразовательных и генераторных стоек. В стойках измеряются уровни всех несущих и побочных частот, защищенность между различными каналами, контролируются и регулируются с помощью подстроечных конденсаторов частоты основных и резервных генераторов. Погрешность измерения частоты не должна превышать $10^{-7} \dots 10^{-6}$.

На промежуточных и оконечных станциях АСП измеряются следующие параметры первичных трактов:

- полоса частот;
- номинальный уровень передачи в точке коммутации;
- частотная характеристика уровней и ее неравномерность;
- входное сопротивление;
- коэффициент отражения;
- коэффициент асимметрии;
- отклонение группового времени запаздывания в полосе частот;
- уровень шума (средний за час);
- среднеквадратическое отклонение остаточного затухания (усиления);
- амплитудная характеристика тракта при повышении уровня передачи;
- защищенность от взаимных влияний;
- частота появления кратковременных завышений уровней сигнала;
- изменение фазы и частоты передаваемого сигнала.

Перечисленные выше основные измерения на оконечных и промежуточных станциях являются общими для кабельных и радиорелейных линий передачи.

Особенность измерений на оконечных и промежуточных станциях кабельных линий передачи состоит в необходимости проведения измерений и настройки электрических параметров необслуживаемых усилительных пунктов НУП. Эти измерения состоят из проверки и регулировки напряжения питания, установки диаграммы уровней, корректировки частотных характеристик служебных каналов, проверки амплитудных характеристик и определения уровня помех. Измерения осуществляются последовательно во всех НУП, расположенных между соседними станциями, начиная от первого, прилежащего к данной оконечной или промежуточной станции. Испытательные сигналы номинального уровня подаются с определенной оконечной или промежуточной станции (в зависимости от направления передачи) непосредственно в линейные гнезда выхода усилителя данного направления передачи. Измерения на выходе усилителя НУП осуществляются операторами выездной бригады, ответственной за проведение измерений и настройку магистрали. Измерения и настройка электрических параметров НУП проводятся в первую очередь, т.е. до измерения параметров трактов и каналов между станциями.

Указанные параметры рабочих характеристик заносятся в паспорт системы передачи и в дальнейшем используются в процессе эксплуатации как эталонные.

На радиорелейных станциях дополнительно проверяются электрические параметры передатчиков, приемников, антенных и фидерных устройств (см. гл. 10).

Измерения на оконечных и промежуточных станциях ЦСП ПЦИ

На всех станциях измеряются:

- напряжение и пульсация на вводах первичного и вторичных источников питания синхронной аппаратуры;
- выходная оптическая мощность;
- чувствительность оптических приемников аппаратуры;
- ошибки в компонентных трактах аппаратуры (2 и 34 Мбит/с);
- максимально допустимый джиттер (МТJ).

Измерения на станциях ЦСП СЦИ

На всех станциях (оконечных, обслуживаемых — ОРП и необслуживаемых регенерационных пунктах — НРП) выполняются:

- измерение напряжения и пульсации на вводах первичного питания синхронной аппаратуры;
- измерение выходной оптической мощности;
- измерение чувствительности оптических приемников аппаратуры;
- измерение максимально допустимого джиттера (МТД) на интерфейсах агрегатных сигналов STM-*n*.

Кроме указанных измерений на ОРП выполняются:

- измерение ошибок в компонентных трактах аппаратуры (2 Мбит/с, 140 Мбит/с, STM-1);
- измерение выходного джиттера агрегатных каналов STM-*n* и компонентных сигналов ПЦИ и STM-1;
- измерение максимально допустимого джиттера на интерфейсах компонентных сигналов ПЦИ и STM-1;
- измерение джиттера при выделении компонентных сигналов ПЦИ;
- измерение выходного джиттера компонентных сигналов ПЦИ из-за движения указателей;
- измерение выходного джиттера устройства синхронизации аппаратуры.

На НРП выполняется измерение коэффициента передачи джиттера регенератора.

Измерения на секциях и трактах участков секций

На мультиплексорной секции измеряются:

- параметры ошибок трактов ПЦИ и компонентных трактов STM-1;
- джиттер на выходе трактов ПЦИ и компонентных трактов STM-1.

На мультиплексорной и регенераторной секциях измеряются:

- уровень оптической мощности на входе приемников;
- параметры ошибок STM-*n*;
- параметры ошибок трактов VC.

На сквозных трактах участков ввода/вывода измеряются:

- параметры ошибок компонентных трактов ПЦИ;
- джиттер на выходе тракта ПЦИ;

- параметры ошибок компонентных трактов STM-1;
- джиттер на выходе тракта STM-1;
- параметры ошибок компонентных трактов VC;
- ошибки сквозного соединения STM-1 (при реализации функции сквозного соединения).

8.4.3. Эксплуатационные измерения

Измерения на оконечных и промежуточных станциях проводятся с целью определения соответствия электрических параметров каналов и трактов техническим требованиям. На оконечных станциях измеряются электрические параметры каналов, предоставляемых во вторичные сети связи (телефонную, телеграфную, передачи данных). На промежуточных станциях измеряются параметры источников питания и все, что относится к линейному и групповому трактам АСП, трактам ВОСП (если выполняется выделение). Объем и способы проведения этих измерений рассматриваются при изучении устройств и аппаратуры связи в соответствующих специальных курсах.

Измерения в аналоговых системах передачи

В соответствии с Инструкцией ЦШ 4669 на ОУП и ОП аналоговых системах передачи измеряются (без закрытия связи):

- напряжения в гнездах стоек аппаратуры;
- уровни токов индивидуальных и групповых несущих частот на генераторном оборудовании;
- защищенность несущих частот от продуктов паразитной модуляции на стойках СУГО К-60П;

На линейных, групповых трактах и каналах измеряются (без закрытия связи):

- диаграммы уровней линейного тракта между ОП и ОУП на линейных контрольных частотах;
- переходные влияния с параллельных систем на дальнем и ближнем концах на одной частоте в спектре 253...255 кГц.

При закрытии связи выполняются измерения:

- на ОУП и ОП уровней токов боковых, контрольных частот и остатков несущих частот на выходе оконечной станции всех систем;
- в линейных трактах:
 - (корректировка) АЧХ линейного тракта между ОП и при необходимости — между ОУП,
 - уровней шумов ЛТ в полосе канала ТЧ,

- продуктов нелинейности ЛТ,
- помехоустойчивости линейных регенераторов, коэффициента ошибок линейного тракта,
- АЧХ воздушной линии;
- в групповых трактах:
 - уровней приема частот 82 и 420 кГц,
 - АЧХ групповых трактов,
 - АЧХ и настройка составных групповых трактов,
 - защищенности от внятных переходных влияний между смежными первичными группами,
 - защищенности от переходных влияний между каналами внутри одной (верхней по линейному спектру) первичной группы (ПГ),
 - защищенности от переходных влияний между прямым и обратным направлениями одного и того же канала (одного в каждой ПГ);
- в каналах ТЧ:
 - остаточного затухания и проверка прохождения вызова в простых и составных каналах,
 - психометрического напряжения шумов,
 - АЧХ канала ТЧ,
 - коэффициента нелинейности канала ТЧ,
 - остаточного затухания и отношения сигнал/шум квантования в системах с ИКМ, а также проверка синхронизации задающих генераторов смежных ОП.

На *оконечных и промежуточных станциях ЦСП СЦИ* измеряются:

- напряжения и пульсации на вводах первичного и вторичных источников питания аппаратуры;
- параметры ошибок STM-п;
- параметры ошибок компонентных трактов VC;
- ошибки сквозного соединения STM-1 (при реализации функции сквозного соединения.)

Измерения на ВОСП

Спецификация эксплуатационных измерений волоконно-оптических систем передачи включает:

- измерение уровней оптической мощности (см. п. 6.6.3);
- измерение переходного затухания;
- определение места и характера повреждения оптоволоконного кабеля (см. п. 6.6.7);
- стрессовое тестирование аппаратуры (см. п. 6.6.7);

- измерение мощности оптического излучения и затухания оптического сигнала в линии (дБ), ширины спектральной линии излучения (нм), длины волны оптического излучения (мкм или нм), дисперсии оптического импульса в оптическом тракте (пс/нм·км).

Исправное состояние аппаратуры и оборудования определяется:

- соответствием параметров аппаратуры и оборудования техническим нормам паспорта;
- комплектностью;
- работоспособностью устройств сигнализации и элементов переключения;
- отсутствием механических повреждений и опрятным внешним видом.

Проведение измерений, ремонтно-настроечных и ремонтно-восстановительных работ на аппаратуре и оборудовании осуществляется техническим персоналом по утвержденным технологическим картам, а при их отсутствии — на основании технической документации на данный тип аппаратуры и оборудования.

8.4.4. Эксплуатационный контроль объектов технической эксплуатации

Согласно ГОСТ 27.002—89 «Надежность в технике. Основные понятия, термины и определения», различают пять основных видов технического состояния объекта в зависимости от значений его параметров.

Исправное состояние — состояние объекта, при котором он соответствует всем требованиям нормативно-технической и (или) конструкторской (проектной) документации.

Неисправное состояние — состояние объекта, при котором он не соответствует хотя бы одному из требований нормативно-технической и (или) конструкторской (проектной) документации.

Работоспособное состояние — состояние объекта, при котором значения всех параметров, характеризующих способность объекта выполнять заданные функции, соответствуют всем требованиям нормативно-технической и (или) конструкторской (проектной) документации.

Неработоспособное состояние — состояние объекта, при котором значения хотя бы одного параметра, характеризующего способность

объекта выполнять заданные функции, не соответствуют требованиям нормативно-технической и (или) конструкторской (проектной) документации.

Предельное состояние — состояние объекта, при котором его дальнейшая эксплуатация недопустима или нецелесообразна, либо восстановление его работоспособного состояния невозможно или нецелесообразно.

Переход объекта из одного вышестоящего технического состояния в нижестоящее состояние обычно происходит вследствие повреждений или отказов.

Отказ — это прекращение способности объекта выполнять требуемую функцию.

Повреждение — событие, заключающееся в нарушении исправного состояния объекта при сохранении работоспособного состояния.

Для классификации отказов используются определения аномалии и дефекта.

Аномалия — это расхождение между текущим значением и требуемым значением параметра объекта. Требуемое значение параметра может быть выражено в форме спецификации. Аномалия может влиять или не влиять на способность объекта выполнять требуемую функцию.

Дефектом считается ограниченный перерыв способности объекта выполнять требуемую функцию. Он может требовать или не требовать действий по технической эксплуатации в зависимости от оценки результатов дополнительного анализа. Последовательные аномалии, вызывающие уменьшение способности объекта выполнять требуемую функцию, рассматриваются в качестве дефекта.

Примеры аномалий и дефектов рассмотрены в п. 7.1.4.

Эксплуатационный контроль на первичных сетях отдельных операторов представляет собой процесс определения соответствия объектов эксплуатационного контроля ОТЭ установленным требованиям в процессе их эксплуатации.

Оценка качества функционирования ОТЭ, осуществляемая при эксплуатационном контроле, обеспечивает:

- определение соответствия рабочих характеристик ОТЭ действующим нормам;
- нахождение ОТЭ с нарушением функционирования и отклонениями рабочих характеристик от действующих норм.

Эксплуатационный контроль производится с помощью средств эксплуатационного контроля, включающих устройства встроенного контроля и программно-технические средства, входящие в состав ОТЭ, либо автономные средства измерений, в том числе устройства, обеспечивающие автоматизацию измерений и регистрацию их результатов.

Эксплуатационный контроль подразделяется на непрерывный, периодический и эпизодический.

Непрерывный контроль — вид эксплуатационного контроля, проводимого непрерывно или путем опроса соответствующего числа параметров с целью оперативного определения характера и места неисправности ОТЭ. Это процесс, при котором аномалии и дефекты, обнаруженные в объектах технической эксплуатации, анализируются и проверяются. Анализ может быть внутренним или внешним относительно объекта. Внешний анализ может выполняться местными либо централизованными средствами.

Контроль состоит из трех непрерывно и совместно проводимых процессов контроля для выявления:

- аномалий (кратковременный период);
- дефектов (среднесрочный период);
- ухудшенного качества (долговременный период).

Каждый процесс сопровождают определенные данные, т.е., собранные данные об аномалиях и о дефектах.

Процессы контроля за аномалиями и дефектами соответственно указывают на возникновение состояний аномалии или дефекта.

Процесс контроля за ухудшением качества оценивает уровень качества объекта технической эксплуатации и решает, является качество нормальным, ухудшенным или неприемлемым.

Уровни качества определяются на основе полученных и проанализированных данных об аномалиях и дефектах за заданный интервал времени. Пороги, разделяющие ухудшенные и неприемлемые пределы качества и период наблюдения, определяются для каждого дефекта и подтвержденного состояния неработоспособности или пакета аномалий и дефектов, а также для каждого типа объекта.

Индикация ухудшенного или неприемлемого значения рабочих параметров выдается каждый раз при превышении определенного порога. Этот процесс показан на рис. 8.7.



Рис. 8.7. Процесс контроля и измерения в объекте технической эксплуатации

Все сигналы первичной информации от различных датчиков либо передаются от каждого ОТЭ в блок обработки, либо обрабатываются на месте. Показатели рабочих характеристик определяются на основе этой информации. Каждый из показателей рабочих характеристик, называемых показателями ошибок (ES, SES), обрабатывается отдельно, чтобы рассчитать величину качества показателя работы ОТЭ.

Показатели ошибок цифровых каналов и трактов являются статистическими параметрами, и нормы на них определены с соответствующей вероятностью их выполнения.

Для показателей ошибок разработаны долговременные и оперативные эксплуатационные нормы.

Для анализа результатов контроля определяются пороговые значения $S1$ и $S2$ числа ES и SES за период наблюдения T .

Если, например, за период наблюдения T в процессе эксплуатации по результатам эксплуатационного контроля получено число ES , SES , равное S , то это означает:

- при $S \geq S2$ — неприемлемое качество;
- при $S1 < S < S2$ — ухудшенное качество;
- при $S \leq S1$ — приемлемое качество.

Непрерывный контроль каналов, переданных во вторичные сети и другим потребителям, проводится пользователями и их средствами.

Периодический контроль — вид эксплуатационного контроля, проводимого по заранее намеченному плану или программе с помощью средств эксплуатационного контроля.

Эпизодический контроль — вид эксплуатационного контроля проводимого с помощью средств эксплуатационного контроля:

- по мере необходимости;
- при отклонении отдельных параметров трактов и каналов передачи от норм;
- по заявкам вторичных сетей и других потребителей;
- в процессе и после ремонтно-восстановительных работ;
- при обнаружении сетевого тракта или канала с повышенной загрузкой (для систем с ЧРК), выявленной в результате контроля вышестоящих трактов.

Периодический и эпизодический контроль проводится на основании методик проверки нормируемых параметров (рабочих характеристик) и определения места неисправностей, имеющих в действующих инструкциях по эксплуатации и настройке, указаниях по проведению измерений и других действующих нормативных документах.

Исходя из этих документов определяют перечень контролируемых параметров и периодичность контроля (при составлении планов измерений), определяются значения параметров и необходимые (допустимые) технические средства.

Для проведения автоматизированных измерений линейных и сетевых трактов при периодическом и эпизодическом контроле взаимодействие средств измерений с противоположным концом контролируемого тракта осуществляется с помощью аппаратуры телеконтроля и телеуправления либо по измеряемому тракту с помощью специально разработанных устройств или с помощью средств ПТК.

Контроль кабельных линий передачи и линейных трактов обеспечивается средствами эксплуатационного контроля, программно-техническими комплексами (ПТК) и системой телеконтроля и телеуправления (ТК-ТУ) — для современных ЦСП или системой телемеханики (ТМ) — для АСП и ЦСП старого поколения.

Система ТК-ТУ выполняет функции телесигнализации, телеуправления, отображения и документирования. ТК-ТУ предусматривает отображение сигналов извещения в ЛАЦ или в центр технической эксплуатации. Передача сигналов ТК-ТУ осуществляется по симметричным парам, отдельным жилам кабеля — фантомным цепям симметричного кабеля, а также в составе линейного сигнала ЦСП.

Электрические параметры линий передачи и линейных трактов в процессе работы должны удовлетворять эксплуатационным нормам, а электрические параметры линий передачи и линейных трактов после окончания ремонтно-настроечных работ — настроечным нормам в соответствии с НТД.

Контроль комбинированных линейных трактов и их участков обеспечивается устройствами эксплуатационного контроля в конечных пунктах. Комбинированные линейные тракты и их участки должны иметь электрические паспорта. Оценка состояния комбинированных линейных трактов проводится, в основном, без прекращения связи. Измерения осуществляются по графикам в соответствии с действующими нормативными документами. Устранение отклонений от эксплуатационных норм параметров линейного тракта и связанные с этим измерения, требующие прекращения связи, производятся в процессе неплановых ремонтно-настроечных работ.

Контроль сетевых трактов и их участков производится устройствами эксплуатационного контроля сетевой станции или сетевого узла, а также в пунктах транзита, на которых осуществляется формирование линейного или ответвление сетевого тракта. В современных ЦСП основными параметрами, определяющими состояние сетевого

тракта, являются показатели ошибок (ES и SES), а для ЦСП старого поколения — коэффициент ошибок по битам. Контроль этих параметров должен производиться автоматически устройствами встроенного контроля или измеряться специальными приборами.

Все сетевые тракты должны иметь электрические паспорта, которые корректируются или переоформляются при изменении схемы их организации, замене аппаратуры и др. Поддержание параметров сетевых трактов в пределах эксплуатационных норм обеспечивается проведением измерений для ЦСП (см. гл. 8) и контрольных измерений для АСП (см. п. 5.3), а также проведением РНР и РВР в соответствии с действующими нормативными документами. Для устранения отклонений отдельных параметров сетевых трактов от эксплуатационных норм должны выполняться неплановые работы с прекращением связи.

Контроль состояния каналов передачи, включая каналы ТЧ, ОЦК и широкополосные каналы, производится только вторичными сетями или другими пользователями. Каналы передачи, передаваемые во вторичные сети и другим пользователям, должны иметь электрические паспорта, которые должны корректироваться при изменении схемы организации канала.

При отклонении параметров каналов передачи от эксплуатационных норм технический персонал должен выяснить и устранить причину отклонения в соответствии с действующими нормативными документами.

При ухудшении качества работы канала передачи и многократных сдвехах этого канала производится измерение канала в объеме электрического паспорта.

8.4.5. Оперативно-технический контроль

Оперативно-технический контроль на первичной сети оператора связи представляет собой процесс определения соответствия обобщенным оценкам состояния ОТЭ, именуемым в дальнейшем контролируемыми объектами (КО):

- сетевых узлов (станций) — КО-СУ (СС);
- линий передачи и их участков, мультиплексных и регенерационных секций для ДСП СЦИ — КО-ЛП (УЛП);
- линейных трактов и их участков — КО-ЛТ (УЛТ);

- сетевых трактов и их участков — КО-СТ (УСТ);
- каналов передачи — КО-КП.

Для современных ЦСП определение обобщенных оценок состояния должно осуществляться для всех ОТЭ.

Обобщенные оценки состояния формируются по результатам эксплуатационного контроля.

КО (ОТЭ для современных ЦСП) характеризуется следующими обобщенными оценками состояния:

- «норма» — параметры качества и элементы КО находятся в пределах установленных допусков;
- «предупреждение» — параметры качества находятся в пределах установленных допусков, а параметры элементов КО, режим и условия работы свидетельствуют о повышенной возможности отказа КО (приемлемое качество);
- «повреждение» — параметры качества вышли за пределы установленных допусков в результате нарушения режима КО или наличия неисправности в нем, однако КО сохраняет состояние работоспособности (ухудшенное качество);
- «авария» — параметры качества вышли за пределы установленных допусков в результате нарушения режима КО или наличия неисправности в нем, вследствие чего наблюдается отказ КО (неприемлемое качество).

Оперативно-технический контроль осуществляется непрерывно без вывода КО из эксплуатации. Сообщения о состояниях КО типа «норма», «повреждение» и «авария» должны передаваться в СОТУ.

Основным параметром оценки состояния трактов при оперативно-техническом контроле является качество передачи сигналов.

В АСП оценка качества передачи сигналов ведется по уровням контрольных частот линейных и сетевых трактов.

Качество передачи в ЦСП нового поколения оценивается по показателям ошибок (ES и SES), а для ЦСП старого поколения — по коэффициенту ошибок.

На рис. 8.8 показан процесс обработки аварийной информации об объекте технической эксплуатации, начиная с процесса контроля для обнаружения неправильного функционирования.

Сигналы аварийной информации технической эксплуатации «предупреждение», «повреждение», «авария» могут выдаваться или не

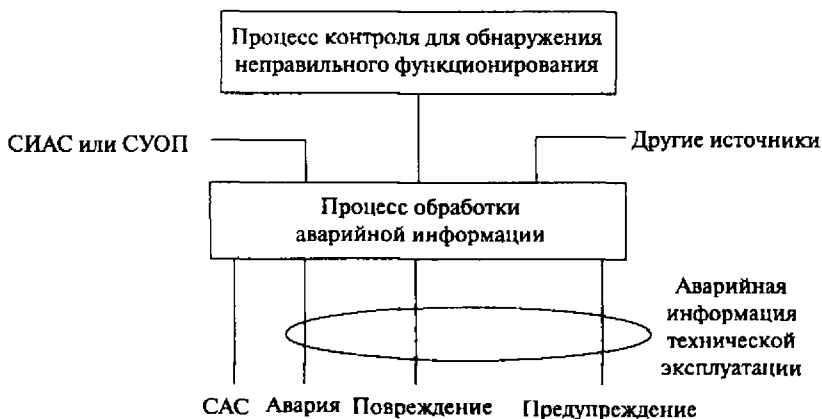


Рис. 8.8. Процесс обработки аварийной информации

выдаваться в объекте технической эксплуатации. Когда сигнал выдается за пределами объекта технической эксплуатации, процесс обработки аварийной информации может объединять сообщения от других источников (например, от других объектов технической эксплуатации, о времени суток, интенсивности нагрузки и т.д.) с выходными данными от процесса контроля за плохим функционированием. Когда принят сигнал индикации аварийного состояния (СИАС) или сигнал об отказе на предшествующем участке передачи (СУОП), от ОТЭ может потребоваться выдача сигнала аварии службы (САС).

СИАС, СУОП и САС, выдаваемые ОТЭ, используются для того, чтобы избежать ненужных действий по технической эксплуатации.

Появление СУОП означает либо отказ в оборудовании, выдающем сигнал аварии, либо нарушение передачи поступающего сигнала (сигнал извещения об отказе предшествующего оборудования или участка линии передачи). Чтобы правильно определиться между этими двумя возможностями, необходимо провести независимое тестирование либо входного сигнала, либо оборудования, выдающего аварийный сигнал. Пораженный входной сигнал указывает на отказ предшествующего оборудования. Оборудование, выдающее аварийный сигнал, может быть испытано независимо методом шлейфова-

ния. Если оборудование работает нормально, то выдается сигнал отказа предшествующего оборудования.

Сообщение об отказе, передаваемое по стыку аварийной сигнализации, используется при определении отказавшего ОТЭ. Информация может быть представлена либо на месте, либо дистанционно через систему сбора аварийных сигналов.

Сигналы аварии могут быть представлены в виде:

- индикации на стыке аварийной сигнализации (например, положение контактов, сигнал постоянного тока);
- сообщения аварийной сигнализации в интерфейс человек-машина (стык типа F).

Линия передачи КО-ЛП разбивается на участки ЛП (УЛП), заключенные между промежуточными пунктами, где оканчиваются линейные тракты, радиостволы, или выделяются сетевые тракты и каналы передачи телевизионного и звукового вещания, а также между промежуточными и оконечными пунктами.

Линейный тракт КО-ЛТ разбивается на мультиплексорные и регенераторные секции для ДСП СЦИ или участки (УЛТ), заключенные между пунктами выделения сетевых трактов или пунктами выделения и оконечными пунктами.

Аналоговый сетевой тракт КО-СТ разбивается на участки (УСТ), заключенные между пунктами транзита или пунктами транзита и окончания.

Неисправный участок КО-ЛП, КО-ЛТ, КО-СТ (УЛП, УЛТ, УСТ) определяется путем анализа информации об изменении состояния КО.

В табл. 8.1 приведены условия формирования сигналов обобщенных оценок состояния для различных КО.

При формировании сообщения об изменении состояния КО в СОТУ вводится задержка во времени:

- для КО-ЛТ — 60 с;
- для КО-СТ — 90 с.

При отсутствии автоматизированных средств эксплуатационного контроля формирование сообщения осуществляется сменным персоналом по истечении задержек во времени только при сохранении изменения состояния КО.

Формирование сообщения об изменении состояния КО-СУ (СС) и КО-ЛП осуществляется без временной задержки.

**Условия формирования сигналов обобщенных оценок состояния
для различных контролируемых объектов**

Тип объекта	Оценки состояния		
	Авария	Повреждение	Предупреждение
1	2	3	4
КО-СУ (СС)	При состоянии «авария» всех линейных и сетевых трактов, организованных в данном СУ (СС), и (или) отказа оборудования СУ (СС)	При состоянии «повреждение» всех линейных и сетевых трактов, организованных в данном СУ (СС), и (или) ухудшении качества функционирования оборудования СУ (СС)	При состоянии «предупреждение» всех линейных и сетевых трактов, организованных в данном СУ (СС), и (или) при работе оборудования СУ (СС) на резерве
КО-ЛП (УЛП)	При состоянии «авария» всех линейных трактов, организованных в данной ЛП	При состоянии «повреждение» всех линейных трактов, организованных в данной ЛП	При состоянии «предупреждение» всех линейных трактов, организованных в данной ЛП, и (или) при неисправности аппаратуры или оборудования ЛП, не влекущей за собой снижения качества передачи, но свидетельствующей о повышенной возможности отказа
КО-ЛТ и КО СТ ЦСП СЦИ	При регистрации 10 последовательных секунд, пораженных ошибками (SES)	При превышении допустимых пределов эталонных норм показателей ошибок (ES и SES)	При возникновении неисправности в аппаратуре или оборудовании ЦСП СЦИ, не приводящей к ухудшению качества передачи

1	2	3	4
КО-ЛТ (УЛТ) КО-СТ КО-КП ЦСП ПЦИ	При превышении значения коэффициента ошибок по битам 10^{-3} за каждую из 10 последовательных секунд или регистрации 10 последовательных секунд, пораженных ошибками (SES)	При превышении установленного порога значения коэффициента ошибок по битам или допустимых пределов эталонных норм показателей ошибок (ES и SES), соответствующих ухудшенному качеству передачи	При возникновении неисправности в аппаратуре или оборудовании ЛТ (СТ), не приводящей к ухудшению качества передачи
КО-ЛТ (УЛТ) АСП	При одновременном снижении на 20 дБ и более (в отдельных СП эта величина может быть 18 дБ), не менее двух КЧ в пункте приема	При снижении на 20 дБ и более одной из КЧ в пункте приема	При возникновении неисправности в аппаратуре или оборудовании ЛТ, не приводящей к ухудшению качества передачи
КО-СТ (УСТ) АСП	Сетевого (ЧГ, ТГ, ВГ) тракта — при одновременном снижении на 20 дБ и более КЧ в данном тракте и одном из нижестоящих трактов в пункте приема; сетевого первичного тракта при одновременном снижении на 20 дБ и более КЧ в пункте приема и сдаче не менее трех каналов ТЧ в данной ПГ	Сетевого (ЧГ, ТГ, ВГ) тракта — при снижении КЧ в тракте на 10 дБ и более, зафиксированное в пункте приема; сетевого первичного тракта при снижении КЧ на 10 дБ и более в пункте приема или при одновременной сдаче на проверку не менее трех каналов ТЧ данной ПГ	При возникновении неисправности в аппаратуре группобразования, не приводящей к ухудшению качества передачи

При формировании сообщения обобщенной оценки состояния КО фиксируется следующая информация:

- номер КО;

- состояние КО;
- дата и время изменения состояния КО.

Формирование сообщения на одном сетевом узле (станции) осуществляется по отказавшему или неисправному контролируемому объекту самого высокого порядка. Формирование сигнала «авария» вышестоящего КО должно исключать формирование сигналов об изменении состояния нижестоящего КО. При одновременном наличии сигналов «повреждение» вышестоящего КО и «авария» нижестоящего КО формируются сигналы об изменении состояния как ниже-, так и вышестоящего КО.

8.4.6. Измерения при ремонтно-восстановительных работах

Работы, выполняемые по локализации отказов в пределах одного или нескольких ОТЭ вручную или автоматически на ближнем и (или) удаленном конце, осуществляются с помощью устройств встроенного контроля и (или) внешними испытательными системами.

Испытательная система, обслуживающая один или несколько ОТЭ, должна выполнять следующие функции:

- сбор сигналов аварии, например, путем считывания интерфейсов аварийной сигнализации и группирования сообщений аварийной сигнализации;
- запрос информации об отказах, например, путем обращения к разным ОТЭ;
- выполнение испытательных программ;
- отображение результатов испытаний.

В случае взаимозаменяемых блоков отказавший блок должен быть идентифицирован особым образом.

Алгоритм технической эксплуатации в условиях неработоспособности приведен в п. 8.5.

При получении сигналов «авария» или «повреждение» устранение отказа осуществляется автоматическим переключением на резерв либо путем организации специального выезда технического персонала. При получении сигнала «предупреждение», указывающего на отсутствие необходимости в каких-либо немедленных действиях, допускается задержка технического обслуживания до следующего планового технического обслуживания (или выезда технического персонала).

Восстановление работоспособности может потребовать замены или ремонта объекта технической эксплуатации или его частей.

Восстановление линий передачи, трактов и каналов передачи при неисправностях первичной сети осуществляется:

- перестройкой сети операциями сети управления электросвязью (СУЭ) или в соответствии с графиками обходов и замен (ГОЗ) и оперативными указаниями системы оперативно-технического управления (СОТУ) с использованием резервных, подменных и временно не задействованных трактов и каналов передачи;

- автоматическим переключением на резерв ВОСП по схеме 1+1 или 1: *n*;

- применением подвижных средств и кабельных вставок;
- устранением неисправностей аппаратуры систем передачи и оборудования линейно-кабельных сооружений.

Для современных ЦСП при восстановлении оконечных и промежуточных пунктов линий передачи, трактов и каналов передачи порядок и организация ввода ГОЗ определяются алгоритмами СУЭ по управлению конфигурацией и устранением неисправностей, а также возможностями применяемого оборудования.

Электрические параметры сетевых трактов после РНР и РВР должны удовлетворять настроечным нормам для АСП и восстановительным нормам для ЦСП в соответствии с действующими нормативными документами.

При восстановлении в ходе РНР проводятся измерения параметров, вышедших за пределы установленных норм в результате неисправности, а также пределы ввода в эксплуатацию по показателям ошибок.

При проведении ремонтно-восстановительных работ на ВОСП при повреждении кабеля на поврежденной секции выполняются следующие измерения:

- уровня выходной оптической мощности;
- уровня оптической мощности на входе приемников;
- параметров ошибок STM-*n*;
- параметров ошибок трактов ПЦИ;
- параметров ошибок компонентных трактов STM-1;
- параметров ошибок трактов VC.

При повреждении агрегатного блока измеряются:

- параметры ошибок STM-*n*;
- параметры ошибок трактов VC.

При повреждении компонентных блоков измеряются параметры ошибок компонентных трактов VC.

8.5. Алгоритм технической эксплуатации в нормальных условиях и в условиях неработоспособности

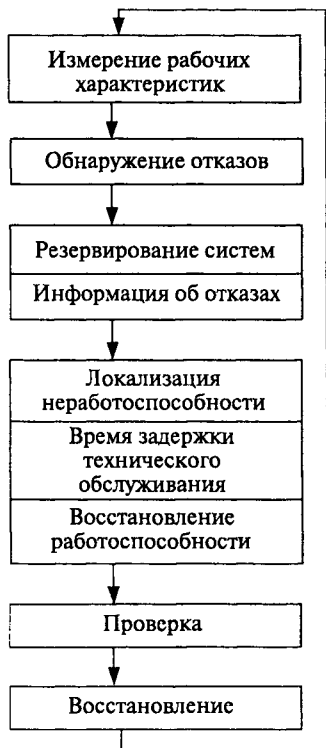


Рис. 8.9. Фазы технической эксплуатации

В нормальных условиях на сети информация о рабочих характеристиках должна собираться от объекта технической эксплуатации на базе непрерывного или периодического контроля.

После возникновения отказа на сети может потребоваться некоторое число фаз технической эксплуатации для устранения неработоспособности и, если это возможно, для восстановления резервированием трафика, нарушенного вследствие неработоспособности.

В качестве примера в табл. 8.2 и на рис. 8.9 перечислены фазы технической эксплуатации.

Параметры, их определяющие, и способы, используемые для проведения различных процессов технической эксплуатации (ТЭ), должны определяться в связи с каждым специфическим случаем применения.

1 фаза. *Измерение рабочих характеристик.* К показателям рабочих характеристик относятся секунды с ошибками (ES), секунды, пораженные ошибками (SES), и минуты пониженного качества (DM). Эти конкретные показатели определены в Рекомендаций G.821 (см. п. 7.1.4).

Описание фаз технической эксплуатации

Фаза	Описание	Процесс	Результат
1	2	3	4
1. Измерение рабочих характеристик	Нормальное функционирование объекта ТЭ	Путем непрерывного или периодического (планового) контроля функционирования	Прохождение или информационный сигнал ТЭ
2. Обнаружение отказов	Обнаружение неправильного функционирования или возможности неправильного функционирования	Путем непрерывного или периодического (планового) контроля функционирования	Срочный сигнал ТЭ. Несрочный сигнал ТЭ. Информационный сигнал ТЭ
3. Резервирование систем	Минимизация эффекта отказа объекта ТЭ	С использованием блокировки или переключения	Отказавшие объекты или объекты ТЭ выводятся из эксплуатации
4. Информация об отказах	Сообщение об отказе объекта ТЭ другим объектам технической эксплуатации		Сигнал индикации тревожного состояния. Тревожная сигнализация службы. Сигнал указания об отказе на предшествующем участке
	Сообщение об отказе объекта ТЭ на интерфейс технической эксплуатации	Функция извещения или сообщения о тревожной сигнализации	Срочный сигнал ТЭ. Несрочный сигнал ТЭ. Информационный сигнал ТЭ

1	2	3	4
5. Локализация неработоспособности	Определение отказавшего объекта ТЭ, если информация об отказе недостаточна	С использованием внутренней или внешней испытательной системы (автоматически или вручную)	Отказ локализован или устранен
6. Время задержки технического обслуживания	Определение времени и персонала для проведения работ по ТЭ	Задержка может быть несколько часов, если действия инициируются несрочным или срочным сигналом ТЭ, или несколько дней, если действия инициируются информационным сигналом ТЭ	
7. Восстановление работоспособности	Ремонт отказавшего объекта ТЭ	Путем ремонта, переключения на резерв или замены оборудования	
8. Проверка	Проверка объекта ТЭ после отказа	С использованием внутренней или внешней испытательной системы (автоматически или вручную)	Годен или негоден
9. Восстановление	Попытка восстановления нормального функционирования объекта ТЭ	Разблокирование или обратное переключение	Объект ТЭ в работе или в резерве

Процесс измерения рабочих характеристик включает в себя следующие фазы: проведение измерений, обработку показателей рабочих характеристик, расчет приемлемого и ухудшенного показателя качества.

Проведение измерений. Выбор способа измерения рабочих характеристик зависит от показателей качества обслуживания, предъявляемых клиентом, от технических рабочих характеристик сети и от типа оборудования.

Обработка показателей рабочих характеристик. Каждый из показателей рабочих характеристик (например, секунда с ошибками, секунда, пораженная ошибками, минута пониженного качества) должен обрабатываться отдельно, чтобы рассчитать величину качественного показателя работы объекта.

Расчет неприемлемого показателя качества. Неприемлемый показатель качества характеризуется степенью и длительностью ухудшения качества. Неприемлемый показатель качества может быть связан с состоянием неработоспособности. Он может устанавливаться путем статистического анализа индивидуально для каждого показателя рабочей характеристики за определенное время T_1 . Как только результат статистического анализа достигает порога N_1 (определенного для каждого объекта индивидуально), объект объявляется неприемлемым по рабочим характеристикам. Повсюду для каждого подтвержденного состояния неработоспособности, соответствующего перерыву, длящемуся x последовательных секунд, объект считается достигшим неприемлемого уровня.

Расчет ухудшенного показателя качества. Каждый параметр рабочих характеристик анализируется статистически за определенное время T_2 , которое может представлять собой достаточно большой период.

Как только результат статистического анализа достигает порога N_2 (который должен быть определен), объект может считаться объектом ухудшенного качества. Интервал времени T_2 зависит от рассматриваемого объекта (пример расчета для ЦСП приведен в п. 8.6).

2 фаза. Обнаружение отказов. Отказы классифицируются в зависимости от их природы и могут быть разбиты на категории в зависимости от их серьезности. Соответственно аварийная информация технической эксплуатации передается затем в соответствующие объекты.

3 фаза. Резервирование систем. В случае отказа или ухудшения рабочего показателя должны быть выполнены следующие функции:

- передача сигнала, содержащего всю необходимую информацию для автоматической (предпочтительно) инициализации внутренних

или внешних механизмов резервирования (изменения конфигурации, маршрута трафика и т.д.);

- принятие решения о любых необходимых действиях (выводе объекта из эксплуатации или передаче на испытания, изменении конфигурации при минимальной или уменьшенной нагрузке).

4 фаза. Информация об отказах или рабочих характеристиках. Информация для персонала индицируется либо на самом объекте, когда обработка дефектов или подтверждение состояний неработоспособности производятся внутри объекта, или через блок, производящий обработку и являющийся внешним по отношению к объекту.

5 фаза. Локализация неработоспособности. Эти работы инициируются вручную или автоматически на ближнем и (или) удаленном конце, могут выполняться внутренними или внешними диагностическими системами объекта технической эксплуатации.

6 фаза. Задержка технического обслуживания. Задержка технического обслуживания — это период времени между определением места отказа и прибытием эксплуатационного персонала на место. Задержка технического обслуживания зависит от характера отказов и от того, каким образом о них будет сообщено, например, с помощью срочного аварийного сигнала («авария»), несрочного аварийного сигнала («повреждение») или информационного сигнала технической эксплуатации («предупреждение»).

В случаях получения срочного или несрочного аварийных сигналов технической эксплуатации устранение отказа осуществляется путем организации специального выезда технического персонала. Задержка технического обслуживания нормируется в пределах: от нескольких часов в случае срочных аварийных сигналов до нескольких дней в случае несрочных аварийных сигналов технической эксплуатации.

Если не требуется каких-либо немедленных действий, работы по техническому обслуживанию могут быть отложены до следующего планового обслуживания.

7 фаза. Восстановление работоспособности. Замена или ремонт объекта или подобъекта технической эксплуатации или их частей.

8 фаза. Проверка. После восстановления работоспособности проверка исправной работы объекта технической эксплуатации может быть выполнена на месте или дистанционно.

9 фаза. Восстановление. Возвращение в эксплуатацию объекта или подобъекта технической эксплуатации. Заблокированные объекты технической эксплуатации разблокируются, переход на резерв заканчивается.

Анализ статистики отказов должен проводиться с целью определения характера и причин каждой неисправности, а также ее классификации по степени влияния на работоспособность ВОСП («отказ» или нет) и по другим признакам. Анализ статистических данных позволяет выявить характерные виды устойчивых отказов и сбоев, разработать рекомендации по устранению причин их возникновения (или снижению интенсивности) и дать предложения по повышению ремонтпригодности.

8.6. Нормирование параметров цифровых каналов, трактов

8.6.1. Гипотетическая модель цифрового тракта

Нормирование параметров ЦСП исходит из того, что ЦСП должны обеспечивать возможность организации международных каналов (трактов), а вероятность ошибки в канале (от абонента до абонента) не должна превышать 10^{-6} . Для стандартизации параметров качества цифровых каналов и трактов МСЭ-Т была создана гипотетическая модель трактов (Рекомендация G.821). Модель, названная *Единой гипотетической моделью на основании подхода к ISDN (HRX — Hypothetical Reference Connection)*, предусматривает доведение цифрового потока до абонента без аналого-цифрового преобразования (рис. 8.10). На рисунке буквой Т обозначена эталонная точка подключения терминального оборудования. Тракт имеет длину 27 500 км, протяженность магистральной сети составляет 25 000 км, участок от абонента до СП магистральной сети — 1250 км. Нормы введены для ОЦК (64 кбит/с) для каждого направления соединения. Тракт разбит на участки высокого, среднего и местного качества, но рекомендация не устанавливает различия между местным и средним качеством.

Эксплуатационные нормы для международного соединения в цифровой сети с интеграцией служб (ЦСИС) приведены в табл. 8.3 и 8.4.

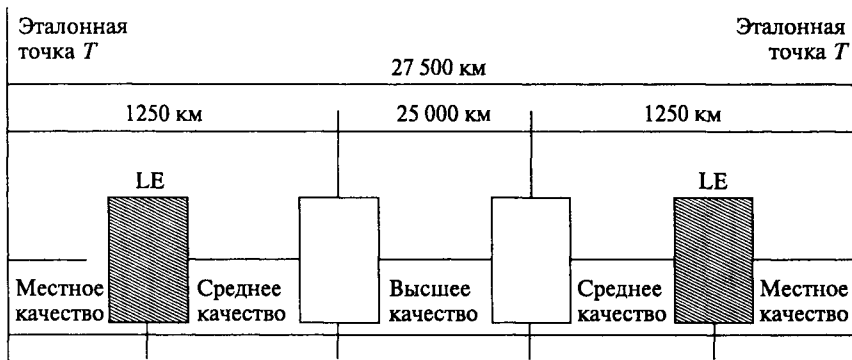


Рис. 8.10. Гипотетическая модель цифрового тракта

Таблица 8.3

Нормы на характеристики ошибок

Классификация эксплуатационных норм	Условия
Секунды со значительным количеством ошибок (SES)	Менее 0,2 % односекундных интервалов имеют BER больше, чем 1×10^{-3}
Секунды с ошибками (ES)	Менее 8 % односекундных интервалов имеют несколько ошибок (это эквивалентно 92 % EFS)

Таблица 8.4

Распределение норм ES

Класс канала	Распределение норм на ES
Местное качество (2 участка)	15 % на каждый участок
Среднее качество (2 участка)	15 % на каждый участок
Высокое качество (1 участок)	40 % (Это эквивалентно качеству 0,0016 % на 1 км при длине магистральной сети 25000 км)

Распределение норм на SES

Класс канала	Распределение нормы на SES
Местное качество (2 участка)	0,015 %
Среднее качество (2 участка)	0,015 %
Высокое качество (1 участок)	0,04 %

Стратегия распределения предельной нормы на *SES* заключается в том, что общее допустимое значение 0,2 % делится пополам и только 0,1 % распределяется по участкам. Оставшаяся часть (0,1 %) остается для возможного применения на участках высокого и среднего качества в случае ухудшения состояния сети (самый плохой месяц года). Распределение SES для трех классов канала показано в табл. 8.5.

8.6.2. Нормы на показатели ошибок цифровых каналов и сетевых трактов систем

Нормы делятся на долговременные, применяемые при вводе систем в эксплуатацию, и оперативные, которые используются при текущей эксплуатации СП.

Долговременные нормы для ОЦК основаны на измерении ошибок по битам и предусматривают измерение:

- коэффициента ошибок по секундам с ошибками (ESR_k);
- коэффициента ошибок по секундам со значительным количеством ошибок ($SESR_k$).

Параметры ESR и $SESR_k$ измеряются при закрытии связи и использовании псевдослучайной последовательности.

Долговременные нормы для цифровых сетевых трактов основаны на измерении ошибок по блокам для определения параметров:

- коэффициента ошибок по секундам с ошибками (ESR_T);
- коэффициента ошибок по секундам со значительным количеством ошибок ($SESR_T$);
- коэффициента ошибок по блокам с фоновыми ошибками ($BBER_T$).

Измерения в цифровых сетевых трактах могут производиться как при закрытии связи, так и в процессе использования эксплуатационного контроля.

Каналы и тракты считаются соответствующими норме, если норме соответствует каждый из приведенных параметров.

Основным нормативным документом на территории России является Приказ № 92 Минсвязи РФ. Так как структура каналов (трактов) первичной сети единой сети электросвязи (ЕСЭ) отличается от международного эталонного тракта (рис. 8.11), в документе приведены результаты произведенного перерасчета нормативных значений.

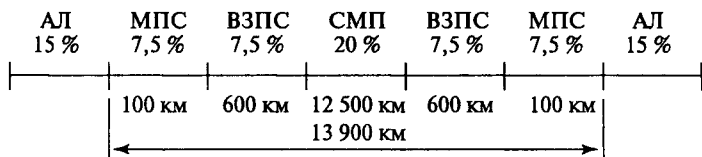


Рис. 8.11. Международный эталонный тракт:

АЛ — абонентская линия; МПС — местная первичная связь; ВЗПС — внутризоновая первичная связь; СМП — сеть магистральная первичная

В табл. 8.6 приведено распределение общих расчетных норм по участкам тракта ЕСЭ.

Таблица 8.6

Общие расчетные эксплуатационные нормы на показатели ошибок для международного соединения протяженностью 27 500 км

Вид тракта (канала)	Скорость, кбит/с	А			В	
		Долговременные нормы			Оперативные нормы	
		ESR	SESR	BBER	ESR	SESR
ОЦК	64	0,08	0,002	—	0,04	0,001
ПЦСТ	2048	0,04	0,002	$3 \cdot 10^{-4}$	0,02	0,001
ВЦСТ	8448	0,05	0,002	$2 \cdot 10^{-4}$	0,025	0,001
ТЦСТ	34368	0,075	0,002	$2 \cdot 10^{-4}$	0,0375	0,001
ЧЦСТ	139264	0,16	0,002	$2 \cdot 10^{-4}$	0,08	0,001

Примечание. Приведенные данные для долговременных норм соответствуют Рекомендациям МСЭ-Т 0.821 (для канала 64 кбит/с) и 0.826 (для трактов со скоростями от 2048 кбит/с и выше), для оперативных норм — Рекомендации МСЭ-Т М.2100.

Распределение предельных расчетных норм на показатели ошибок по участкам тракта (канала) первичной сети связи приведено в табл. 8.7. Значения А и В берутся для соответствующих трактов из табл. 8.6.

Таблица 8.7

Распределение предельных норм на показатели ошибок по участкам тракта (канала) первичной сети

Вид тракта (канала)	Участок	Длина, км	А			В	
			Долговременные нормы			Оперативные нормы	
			ESR	SESR	BBER	ESR	SESR
ОЦК	Аб. лин	—	$0,15 \cdot A$	$0,15 \cdot A/2$	—	$0,15 \cdot B$	$0,15 \cdot B$
	МПС	100	$0,075 \cdot A$	$0,075 \cdot A/2$	—	$0,075 \cdot B$	$0,075 \cdot B$
	ВЗПС	600	$0,075 \cdot A$	$0,075 \cdot A/2$	—	$0,075 \cdot B$	$0,075 \cdot B$
	СМП	12 500	$0,2 \cdot A$	$0,2 \cdot A/2$	—	$0,2 \cdot B$	$0,2 \cdot B$
ЦСТ	МПС	100	$0,075 \cdot A$	$0,075 \cdot A/2$	$0,075 \cdot A$	$0,075 \cdot B$	$0,075 \cdot B$
	ВЗПС	600	$0,075 \cdot A$	$0,075 \cdot A/2$	$0,075 \cdot A$	$0,075 \cdot B$	$0,075 \cdot B$
	СМП	12 500	$0,2 \cdot A$	$0,2 \cdot A/2$	$0,2 \cdot A$	$0,2 \cdot B$	$0,2 \cdot B$

Доля расчетных эксплуатационных норм на показатели ошибок для тракта (канала) длиной L на магистральной и внутризоновых первичных сетях ВСС России для определения долговременных норм приведена в табл. 8.8.

Таблица 8.8

Доля эксплуатационных норм на показатели ошибок для участка тракта (канала) длиной 1 км на магистральной и внутризоновых первичных сетях ВСС России для определения долговременных норм

СМП			ВЗПС		
№ п/п	Длина, км	C1	№ п/п	Длина, км	C2
1	2	3	4	5	6
1	≤ 250	0,004	1	≤ 50	0,0062
2	≤ 500	0,008	2	≤ 100	0,0125
3	≤ 750	0,012	3	≤ 150	0,0188
4	≤ 1000	0,016	4	≤ 200	0,0250
5	≤ 1500	0,024	5	≤ 300	0,0375

1	2	3	4	5	6
6	≤2000	0,032	6	≤400	0,0500
7	≤2500	0,040	7	≤500	0,0625
8	≤5000	0,080	8	≤600	0,0750
9	≤7500	0,120			
10	≤10 000	0,160			
11	≤12 500	0,200			

Оперативные нормы на показатели ошибок

Общие положения по определению оперативных норм

Оперативные нормы на показатели ошибок ОЦК и ЦСТ основаны на измерении характеристик ошибок за односекундные интервалы времени по двум показателям:

- коэффициенту ошибок по секундам с ошибками (ESR);
- коэффициенту ошибок по секундам, пораженным ошибками (SESR).

Измерения показателей ошибок в ЦСТ для оценки соответствия оперативным нормам могут проводиться как в процессе эксплуатации контроля, так и при закрытии связи с использованием специальных средств измерений. Измерения показателей ошибок в ОЦК для оценки соответствия оперативным нормам проводятся при закрытии связи. ОЦК или ЦСТ считаются соответствующими оперативным нормам, если каждый из показателей ошибок — ESR и SESR — отвечает поставленным требованиям.

Для оценки эксплуатационных характеристик используются результаты измерения лишь в периоды готовности канала или тракта (AS), интервалы неготовности (UAS) из рассмотрения исключаются.

Основой определения оперативных норм для канала или тракта являются общие расчетные нормы для полного соединения (из конца в конец) на показатели ошибок для международного соединения протяженностью 27 500 км, приведенные в табл. 8.6 в столбцах В для соответствующего показателя ошибок и соответствующего цифрового канала или тракта.

Распределение предельных расчетных норм на показатели ошибок по участкам тракта (канала) первичной сети связи РФ приведено

в табл. 8.7, столбец «оперативные нормы», где B берется для соответствующего показателя ошибок и соответствующего тракта (канала), из данных табл. 8.7.

Доля расчетных эксплуатационных норм показателей ошибок тракта (канала) длиной L (км) на магистральной и внутризоновых первичных сетях для определения оперативных норм приведена в табл. 8.9. Эта доля для тракта (канала) СМП обозначена D_1 и для ВЗПС — D_2 .

Таблица 8.9

Доля эксплуатационных норм на показатели ошибок для участка тракта (канала) длиной 1 км на магистральной и внутризоновых первичных сетях ВСС России для определения оперативных норм

СМП			ВЗПС		
№ п/п	Длина, км	D_1	№ п/п	Длина, км	D_2
1	<250	0,015	1	<50	0,023
2	<500	0,020	2	<100	0,030
3	<750	0,025	3	<150	0,039
4	<1000	0,030	4	<200	0,048
5	<1500	0,038	5	<300	0,055
6	<2000	0,045	6	<400	0,059
7	<2500	0,050	7	<500	0,063
8	<5000	0,080	8	<600	0,0750
9	<7500	0,110			
10	<10000	0,140			
11	<12500	0,170			

Длина L тракта (канала) на СМП при $L < 1000$ км округляется до значения L , кратного 250 км в большую сторону, при $L > 1000$ км — кратного 500 км, на ВЗПС при $L < 200$ км — до значения, кратного 50 км, при $L > 200$ км — кратного 100 км. При $L > 2500$ км для канала (тракта) СМП D_1 определяется интерполированием между соседними значениями табл. 8.7 или по формуле $D_1 = 0,05 + \frac{L_1 - 2500}{500} \cdot 0,006$.

Порядок определения значения D для простого ОЦК или ЦСТ следующий:

- длину L канала (тракта) округляем до значений, как указано выше;

- для найденного значения L_1 определяем по табл. 8.9 значение D_1 или D_2 ;

- для составного ОЦК или ЦСТ порядок расчета следующий: длина L каждого из участков транзита округляется до значений, как указывалось выше; затем для каждого участка по табл. 8.9 определяется значение D_i , полученные значения D_i суммируются:
$$D = \sum_{i=1}^n D_i.$$

Полученное суммарное значение D не должно превышать для СМП — 20 %, для ВЗПС — 7,5 %, а для канала или тракта, проходящего по СМП и двум ВЗСП, — 35 %.

Если канал или тракт являются международными, то оперативные нормы на них определяются в соответствии с Рекомендацией МСЭ-Т М.2100.

Для оценки соответствия нормам Рекомендации М.2100 части международного канала или тракта, проходящего по территории нашей страны, можно воспользоваться изложенной выше методикой определения норм, но при этом вместо табл. 8.9 надо использовать табл. 8.10.

Часть канала или тракта, проходящая по территории нашей страны до международной станции (международного центра коммутации) должна соответствовать настоящим нормам.

Контроль показателей ошибок в каналах или трактах для определения соответствия оперативным нормам может проводиться в эксплуатационных условиях за различные периоды времени — 15 мин, 1 ч, 1 сут, 7 сут. Для анализа результатов контроля определяются пороговые значения S_1 и S_2 числа ES и SES за период наблюдения T при $T \leq 1$ сут и одно пороговое значение BISO (*bringing into-service objective* — норма на ввод в эксплуатацию) при $T = 7$ сут.

Расчет пороговых значений проводится в следующем порядке:

- определяется среднее допустимое число ES или SES за период наблюдения

$$RPO = D \cdot T \cdot B, \quad (8.1)$$

где RPO — эталонная норма на технические характеристики (*reference performance objective*);

D — суммарное значение доли общей нормы;
 T — период наблюдения, с;
 B — общая норма на данный показатель берется из табл. 8.6 (для ОЦК ES — 4 %, SES — 0,1 %);

- определяется пороговое значение BISO за период наблюдения T

$$BISO = k RPO, \quad (8.2)$$

где k — коэффициент, определяемый назначением эксплуатационного контроля.

Значение коэффициента k для различных условий испытаний системы передачи, сетевого тракта или ОЦК приведены в табл. 8.11;

- определяются пороговые значения S_1 и S_2 по формулам

$$\delta = 2\sqrt{BISO}, \quad (8.3)$$

$$S_1 = BISO - \delta, \quad (8.4)$$

$$S_2 = BISO + \delta. \quad (8.5)$$

Если за период наблюдения T по результатам эксплуатационного контроля получено число ES или SES, равное S , то:

- при $S \geq S_2$ тракт не принимается в эксплуатацию;
- при $S \leq S_1$ тракт принимается в эксплуатацию;
- при $S_1 < S < S_2$ тракт принимается условно — с проведением дальнейших испытаний за более длительные сроки.

Если после проведения дополнительных испытаний (например 7 сут), $S > BISO$, то тракт не принимается в эксплуатацию.

Таблица 8.10

Распределение норм на международные каналы и тракты

Длина L , км	Доля расчетных норм (% от норм RPO из конца в конец)
$L < 500$	2,0
$500 < L < 1000$	3,0
$1000 < L < 2500$	4,0
$2500 < L < 5000$	6,0
$5000 < L < 7500$	8,0
$L > 7500$	10,0

**Предельные значения показателей ошибок (ES и SES) по отношению
к долговременной эталонной норме**

Системы передачи		Сетевые тракты, участки, ОЦК	
Вид испытания	k	Вид испытания	k
Ввод в эксплуатацию	0,1	Ввод в эксплуатацию	0,5
Ввод после ремонта	0,125	Ввод после ремонта	0,5
Ввод с пониженным качеством	0,5	Ввод с пониженным качеством	0,75
Эталонная норма	1,0	Эталонная норма	1,0
Вывод из эксплуатации	>10	Вывод из эксплуатации	>10

Нормы для ввода в эксплуатацию цифровых трактов и ОЦК

Нормы для ввода трактов и ОЦК в эксплуатацию используются, когда каналы и тракты, образованные аналогичным оборудованием систем передачи, уже имеются на сети и проведены испытания на соответствие этих трактов требованиям долговременных норм.

При вводе в эксплуатацию линейного тракта цифровой системы передачи измерения должны проводиться с помощью псевдослучайной цифровой последовательности с закрытием связи. Измерения проводятся в течение 1 или 7 суток.

При вводе в эксплуатацию сетевого тракта или ОЦК проверка проводится в 2 этапа:

- на этапе 1 измерения проводятся с помощью псевдослучайной цифровой последовательности в течение 15 мин;
- если наблюдается хоть одно событие ES или SES, или неготовность, то измерение повторяется один или два раза;
- если в течение и третьей попытки наблюдались ES или SES, то надо проводить локализацию неработоспособности.

Если этап 2 прошел успешно, то проводится испытание в течение 1 сут с использованием устройств эксплуатационного контроля или с закрытием связи при помощи псевдослучайной цифровой последовательности.

Пример. Пусть требуется определить пороговые значения S_1 , S_2 и BISO для первичного цифрового сетевого тракта при вводе его в эксплуатацию (аналогичные тракты уже имеются на сети). Тракт является простым, проходит по СМП, протяженность $L = 2080$ км.

Округляем L до $L_1 = 2500$ км, по табл. 8.27 находим $D_1 = 0,05$.

На этапе 1 испытания должны проводиться в течение 15 мин. За этот период не должно быть ни одного события ES или SES. Если этап 1 прошел успешно, то проводится испытание в течение 1 сут. Рассчитываем значения S_1 , S_2 и BISO по формулам (8.1–8.5).

$$RPO(ESR) = 0,05 \cdot 86\,400 \cdot 0,02 = 86,4 \approx 86 \text{ (ES)},$$

$RPO(SES) = 0,05 \cdot 86\,400 \cdot 0,001 = 4,34 < 4 \text{ (SES)}$. По табл. 8.31 находим $k = 0,5$.

$$BISO(ESR) = 0,5 \cdot 86 = 43 \text{ (ES)}, \quad BISO(SES) = 0,5 \cdot 4 = 2 \text{ (SES)},$$
$$\sigma(ESR) = 2 \cdot \sqrt{43} = 13, \quad \sigma(SES) = 2 \cdot \sqrt{2} = 3.$$

$$S_1(ESR) = 43 - 13 = 30 \text{ (ES)},$$

$$S_2(ESR) = 43 + 13 = 56 \text{ (ES)},$$

$$S_1(SES) = 2 - 3 = -1 = 0 \text{ (SES)},$$

$$S_2(SES) = 2 + 3 = 5 \text{ (SES)}.$$

Если по результатам контроля окажется необходимым провести измерения в течение 7 сут, то пороговое значение BISO для этого случая получается умножением неокругленного значения BISO за 1 сут на 7.

8.6.3. Нормы на показатели ошибок в цифровых трактах и секциях в ЦСП СЦИ

Эксплуатационные нормы на показатели ошибок определяются:

- для мультиплексорных секций STM- n ;
- трактов VC- n ;
- компонентных трактов STM-1 (4).

Их границы показаны на рис. 8.12. Нормы разработаны на основании рекомендации М.2101 МСЭ-Т и G.826. В табл. 8.12 приведены эксплуатационные нормы на показатели ошибок ESR и SESR для международного эталонного соединения протяженностью 27 500 км.

**Эксплуатационные нормы на показатели ошибок ESR и SESR
для международного эталонного соединения**

Вид тракта	Эксплуатационные нормы, <i>B</i>	
	ESR	SESR
VC-12	0,02	0,001
VC-2	0,025	0,001
VC-3	0,0375	0,001
VC-4	0,08	0,001
STM-1 секция или тракт	0,08	0,001
STM-4(16) секция или тракт	Не применяется	0,001

Таблица 8.13

Максимальная доля норм для компонентных трактов и VC-*n* трактов для участка длиной *L* км

Длина <i>L</i> , км	Доля от суммарных норм <i>D</i> , %
$d < 500$	2
$500 < d < 1000$	3
$1000 < d < 2500$	4
$2500 < d < 5000$	6
$5000 < d < 7500$	8
$d > 7500$	10

Таблица 8.14

Доля норм для мультиплексорной секции длиной *L* км

Длина <i>L</i> , км	Доля от суммарных норм <i>D</i> , %
$d < 100$	0,6
$100 < d < 200$	0,8
$d > 200$	1,0

Максимальная доля норм для компонентных трактов и VC-*n* трактов для участка длиной *L* км приведена в табл. 8.13. Доля норм для мультиплексорной секции длиной *L* км приведена в табл. 8.14.

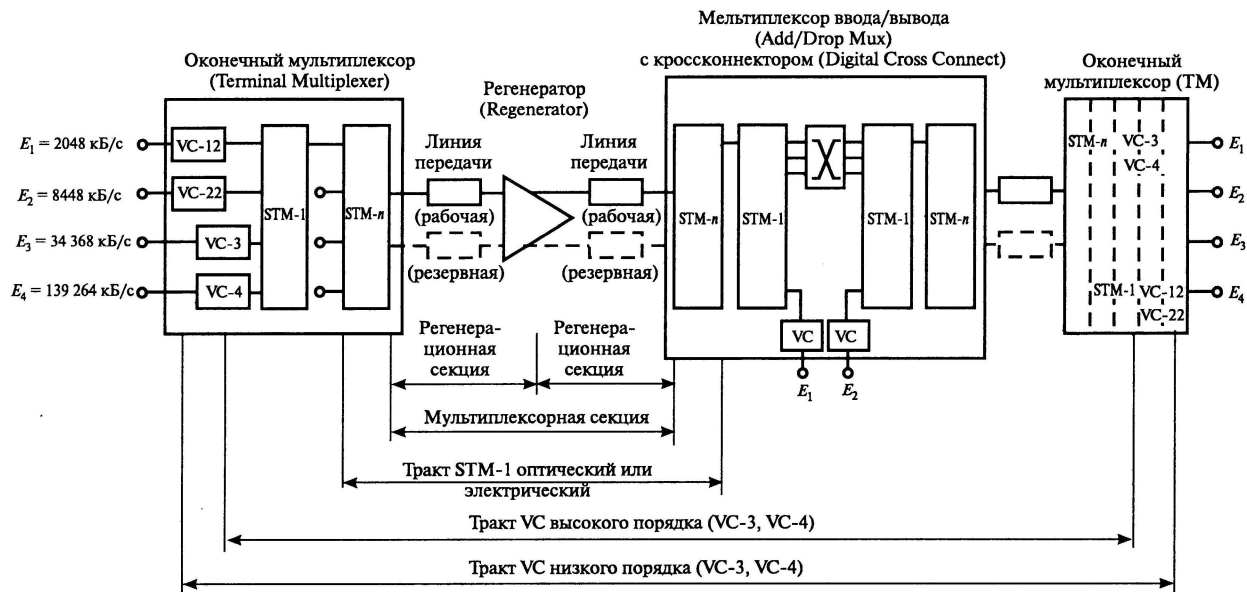


Рис. 8.12. Границы цифровых трактов и секций в ЦСП СЦИ

Измерение показателей ошибок мультиплексорной секции и компонентного тракта наивысшего порядка на этой секции проводится в течение 24 ч.

На каждом участке ввода-вывода измеряются показатели ошибок для одного VC-н тракта наивысшего порядка и одного сквозного соединения для сигналов STM-н в течение 24 ч, а также показатели ошибок компонентных трактов:

- 2 Мбит/с — один тракт с каждого компонентного блока в течение 24 ч, остальные — в течение 15 мин;
- 34 и 14 Мбит/с, STM-н — один тракт в течение 24 ч, остальные — в течение 2 ч.

Используя значение норм на показатели ошибок из табл. 8.12 и доли норм в табл. 8.13 и 8.14, можно определить значение ES и SES для реального тракта, а также значения BISO и S_1 и S_2 для ввода в эксплуатацию.

Порядок расчета следующий. Определяются:

- B — значение норм из табл. 8.13 для соответствующего тракта;
- $RPO = B \cdot D \cdot T$ — норма ES или SES для реального тракта, где D — доля нормы в зависимости от протяженности тракта L км, определяемая по табл. 8.13 и 8.14;
- T — время измерений, с (обычно $T = 2$ или 24 ч);

$BISO = 0,5 RPO$ — для трактов.

$BISO = 0,1 RPO$ — для мультиплексорных секций.

$S_1 = BISO - \sigma$, где $\sigma = 2\sqrt{BISO}$.

$S_2 = BISO + \sigma$.

Если измеренные значения показателя ошибок находятся между S_1 и S_2 , то следует повторить измерения в течение более длительного времени (7 сут), для которого определяется BISO. При значении показателя ошибок меньше BISO тракт принимается в эксплуатацию, в противном случае — нет.

Кроме норм ввода в эксплуатацию определяются показатели ошибок для технического обслуживания.

1. Предельные значения пониженного качества — DPL (*Degraded Performance Level*).

2. Предельные значения неприемлемого качества — UPL (*Unacceptable Performance Level*).

DPL определяется по данным измерения в течение 24 ч.

$DPL = 0,75RPO$ — для трактов VC и компонентных трактов STM-н.

DPL = 0,5RPO – для секций STM-*n*.

UPL определяется по табл. 8.15; время измерения 15 мин.

Таблица 8.15

Предельные значения ES и SES неприемлемого качества, с

	VC-12	VC-2	VC-3	VC-4
ES	120	120	150	180
SES	15	15	15	15
	STM-1	STM-4	STM-16	STM-64
ES	50	50	65	80
SES	10	10	10	10

Нормы ввода в эксплуатацию после ремонта определяются следующим образом:

- для трактов VC и компонентных трактов STM-*n* — 0,5RPO;
- для секций STM-*n* — 0,125RPO.

Примеры расчета норм на показатели ошибок

1. Имеется тракт VC-2 длиной 970 км. Время измерения — 24 ч (86 400 с).

По табл. 8.13 находим $D = 3 \%$, а по табл. 8.12 для VC-2 находим $B = 2,5 \%$ (ES); 01 % (SES).

$RPO = 86\,400 \cdot 0,03 \cdot 0,025 = 64,8 \approx 65$ (ES).

$RPO = 86\,400 \cdot 0,03 \cdot 0,001 = 2,59 \approx 3$ (SES).

$BISO = 65 \cdot 0,54 = 32,5 \approx 33$; $S_1 = 22$; $S_2 = 44$ (ES).

$BISO = 1$; $S_1 = 0$; $S_2 = 3$ (SES).

В расчетах все значения округляются до ближайшего целого. Если измеренные значения для числа секунд SES и ES окажутся меньше (или равны) S_1 , тракт принимается в эксплуатацию. Если измеренные значения для SES и ES окажутся больше S_2 , тракт не принимается в эксплуатацию. Если они находятся в пределах (S_1, S_2), то проводятся измерения в течение 7 сут.

$BISO = 0,5 \cdot 86\,400 \cdot 0,03 \cdot 0,025 \cdot 7 = 227$ (ES);

$BISO = 0,5 \cdot 86\,400 \cdot 0,03 \cdot 0,001 \cdot 7 = 9$ (SES).

Если измеренные в течение 7 сут значения для SES и ES меньше BISO, то тракт принимается в эксплуатацию, если больше — нет.

Далее найдем нормы технического обслуживания.

$$DPL = 0,75 \cdot 65 = 49 \text{ (ES)};$$

$$DPL = 0,75 \cdot 3 = 2 \text{ (SES)}; \text{ время измерения — 24 ч.}$$

$$UPL = 120 \text{ (ES)}; UPL = 15 \text{ (SES)}; \text{ время измерения — 15 мин.}$$

Нормы ввода после ремонта:

$$0,5 \cdot 65 = 33 \text{ (ES)};$$

$$0,5 \cdot 3 = 2 \text{ (SES)}; \text{ время измерения — 24 ч.}$$

Таким образом, для непрерывного контроля данного тракта в процессе эксплуатации следует установить $DPL = 49$ с (ES), 2 с (SES) за 24-часовой интервал (ПРЕДУПРЕЖДЕНИЕ);

$UPL = 120$ с (ES), 15 с (SES) за 15-минутный интервал (СРОЧНАЯ АВАРИЯ).

Пороги для непрерывного контроля данного тракта устанавливаются при наличии технической и программной поддержки в данном оборудовании.

Для определения норм на компонентные тракты ПЦИ следует использовать «Нормы на электрические параметры цифровых каналов и трактов магистральной и внутризональных первичных сетей» в соответствии с Приказом Минсвязи РФ от 10.08.1996 № 92.

2. Имеется секция STM-1 длиной 120 км.

$$\text{По табл. 8.12 и 8.14 находим: } B = 8 \% \text{ (ES)}; 0,1 \% \text{ (SES)}; D (\%) = 0,8 \%.$$

Для времени измерений 24 ч определяем:

$$RPO = 55; BISO = 0,1 \cdot 55 = 6; S_1 = 1; S_2 = 11 \text{ (ES)}.$$

$$RPO = 1; BISO = 0; S_1 = 0; S_2 = 0 \text{ (SES)}.$$

$$DPL = 0,5 \cdot 55 = 28 \text{ (ES)}.$$

$$DPL = 1 \text{ (SES)}; \text{ время измерения — 24 ч.}$$

$$UPL = 50 \text{ (ES)}; UPL = 10 \text{ (SES)}; \text{ время измерения — 15 мин.}$$

Норма ввода после ремонта:

$$0,125 \cdot 55 = 7 \text{ (ES)}; 0 \text{ (SES)}.$$

3. Имеется секция STM-4 длиной 220 км.

$$\text{По табл. 8.12 и 8.14 находим: } B = 0,1 \% \text{ (SES)}; D = 1 \%.$$

Для времени измерений 24 ч определяем:

$$RPO = 1; BISO = 0; S_1 = 0; S_2 = 0 \text{ (SES)}.$$

$$DPL = 1 \text{ (SES)}; \text{ время измерения — 24 ч.}$$

$$UPL = 10 \text{ (SES)}; \text{ время измерения — 15 мин.}$$

Ввод после ремонта 0 (SES).

4. Имеется компонентный тракт STM-*n* длиной 5500 км.

По табл. 8.12 и 8.14 находим:

$$B = 8 \% \text{ (ES)}; 0,1 \% \text{ (SES)}; D = 8 \%$$

Для времени измерений 24 ч определяем:

$$RPO = 553; BISO = 277; S_1 = 244; S_2 = 310 \text{ (ES)}.$$

$$RPO = 7; BISO = 4; S_1 = 0; S_2 = 8 \text{ (SES)}.$$

Для времени измерений 2 ч определяем:

$$RPO = 46; BISO = 23; S_1 = 13; S_2 = 33 \text{ (ES)}.$$

$$S_1 = 0; S_2 = 2 \text{ (SES)}.$$

Для времени измерений 7 сут определяем:

$$RPO = 3871; BISO = 1786 \text{ (ES)}; S_1 = 1701; S_2 = 1781 \text{ (ES)}.$$

$$RPO = 48; BISO = 24 \text{ (SES)}; S_1 = 24; S_2 = 34 \text{ (ES)}.$$

Остальные пороги определяются, как в предыдущих примерах. Следует еще раз отметить, что для трактов VC-*n* и компонентных трактов STM-1(4) следует пользоваться табл. 8.13 и коэффициентом *K* для вычисления $BISO = K \cdot RPO$, равным 0,5.

Для секций STM-*n* следует пользоваться табл. 8.14 и коэффициентом *K*, равным 0,1.

Следует обратить внимание на то, что нормы на показатели ошибок тракта, проходящего через пункты А, В и С, не равны сумме норм на тракты А–В и В–С из-за дискретности значений долей в зависимости от расстояния (табл. 8.13).

Пример. Имеются тракты А–В и В–С длиной по 300 км каждый. Доли от эталонных показателей ошибок для этих трактов равны 2 %. Доля тракта А–В–С длиной 600 км равна 3 %. Поэтому и норма ES (SES) тракта длиной 600 км не равна сумме норм ES (SES) для двух трактов длиной по 300 км. Практический вывод состоит в том, что нормы на тракты для участков ввода/вывода следует определять исходя из длины и данных табл. 8.13, а не суммируя нормы для соответствующих участков.

8.7. Принципы построения системы управления цифровой сетью оператора

Эффективное поддержание функционирования сети связи невозможно без ее управления. Современные системы управления позволяют управлять не только сетями связи, но также услугами и бизнесом в интересах пользователя.

Система управления цифровыми сетями электросвязи в зоне оператора должна обеспечивать решение комплекса задач, связанных с планированием, вводом в эксплуатацию, обслуживанием, восстановлением работоспособности, предоставлением услуг связи и расчетами с пользователями с учетом необходимого взаимодействия с операторами других сетей.

Системы управления операторов связи на современном этапе должны развиваться как самостоятельные распределенные сети управления электросвязью (СУЭ, английская аббревиатура — TMN), создаваемые в соответствии с рекомендациями серии М. МСЭ-Т (концепция МСЭ-Т). Для предоставления пользователям более качественных услуг связи и оптимального использования ресурсов существующих сетей операторы должны контролировать свои сети в реальном масштабе времени и управлять ими.

Рекомендация МСЭ-Т М.3010 определяет принципы построения, функционирования и технического обслуживания сети управления телекоммуникациями TMN (*Telecommunications Management Networks*). Управление подразумевает организацию тестирования, сбора статистических данных о передаче информации по сети и возникающих сбойных и аварийных ситуациях. Требования к архитектуре TMN, данные в рекомендациях, позволяют операторам сетей планировать, вводить в эксплуатацию, обслуживать сеть, управлять ею и услугами.

Система управления цифровой сети связи предназначена:

- для обеспечения эффективного функционирования всех участков сетей связи;
- рационального использования и развития связанных ресурсов в целях наилучшего удовлетворения нужд в услугах связи;
- поддержания готовности и живучести сети связи в условиях действия различных внешних дестабилизирующих факторов;
- удовлетворение требований и запросов пользователей услуг связи.

Основными элементами сети TMN (рис. 8.13) являются операционная система — OS (*Operating System*), рабочая станция — WS (*Workstation*), сеть передачи данных — DCN (*Data Communication Network*).

Операционные системы обеспечивают выполнение функций СУЭ по обработке, хранению и поиску управляющей информации.

Рабочие станции обеспечивают взаимодействие технического персонала первичной сети с сетью управления. В качестве рабочих стан-

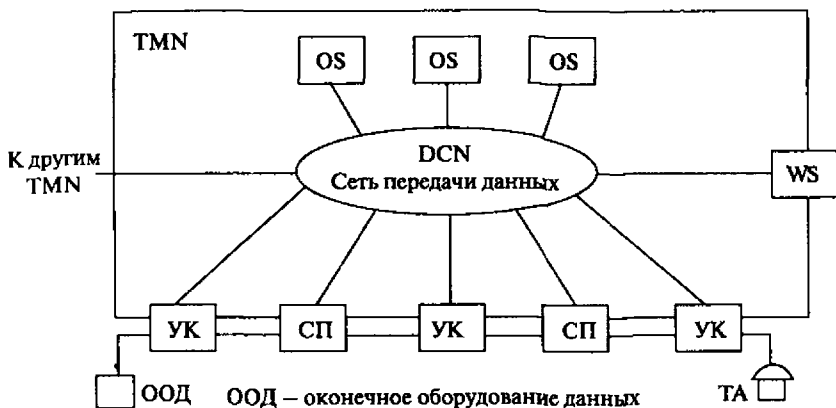


Рис. 8.13. Основные элементы сети TMN

ций используются стандартные или специализированные компьютерные комплексы.

Сеть передачи данных предназначена для организации связи между сетевыми элементами, рабочей станцией, операционными системами и другими компонентами СУЭ.

Сеть СУЭ выполняет функцию менеджмента и соединения между несколькими OS и между OS и элементами сети связи. TMN должна взаимодействовать с другими сетями TMN для возможности управления национальными и международными сетями связи. TMN является самостоятельной сетью, которая взаимодействует с сетью связи через несколько разных точек передачи/приема информации.

В общей архитектуре TMN можно выделить три основных аспекта, которые могут рассматриваться отдельно при проектировании сети СУЭ:

- функциональная архитектура СУЭ;
- информационная архитектура СУЭ;
- физическая архитектура СУЭ.

Функциональная архитектура описывает необходимое распределение функций в пределах СУЭ с целью создания функциональных блоков, из которых может быть сформирована сеть управления электро-связью любой сложности. Определение номенклатуры функциональных блоков и точек взаимодействия между ними может выполняться

самими операторами. Взаимодействие между функциональными блоками определяет спецификацию рекомендованных концепцией МСЭ-T стандартных интерфейсов.

Информационная архитектура СУЭ, основанная на объектно-ориентированном подходе для согласованного обмена информацией управления при взаимодействии СУЭ с управляемой сетью, дает логическое обоснование информационной модели управления ресурсами первичной сети.

Физическая архитектура СУЭ описывает реализуемые интерфейсы и варианты технических и программных средств, на основе которых строится СУЭ.

Для целей технического обслуживания сети функциональность управления СУЭ может делиться на уровни (снизу вверх):

- сетевых элементов;
- управления сетевыми элементами;
- управления сетью;
- управления услугами;
- управления бизнесом.

Каждый из уровней выполняет свои функции, имеет свою информационную модель и структуру.

Уровень сетевых элементов обеспечивает функции сетевых элементов и представляет сеть связи.

Уровень управления сетевыми элементами контролирует и непосредственно управляет сетевыми элементами и передает информации о состоянии сетевых элементов более высоким уровням.

Уровень управления сетью отвечает за управление сетью и ее сегментами.

Уровень управления услугами предоставляет услуги связи. Реализует функции организации соединений между абонентами, обеспечения требуемого качества услуг, взаимодействия с пользователями, операторами и администрациями сетей связи.

Уровень управления бизнесом выполняет задачи по использованию сети связи в целом и обеспечивает взаимодействие между операторами связи.

В соответствии с классификацией функциональных областей управления (рекомендации МСЭ-T М.3010, М.3200, М.3400) система управления должна осуществлять управление:

- конфигурацией сети;
- устранением последствий отказов;
- качеством;
- расчетами;
- защитой информации (секретностью).

При управлении конфигурацией должны решаться следующие задачи:

- формирование и развитие сети, в том числе:
 - планирование работ,
 - улучшение и расширение диапазона предоставляемых услуг связи,
 - анализ функционирования сети,
 - регистрация показателей качества обслуживания,
 - разработка рекомендаций по улучшению эксплуатационных характеристик сети и др.;
- реконфигурация сети, в том числе:
 - создание, изменение, удаление данных об оборудовании сети,
 - конфигурирование резервирования оборудования и трактов (каналов) связи,
 - конфигурирование служебных каналов связи,
 - конфигурирование устройств синхронизации (выбор источников синхронизации, присвоение приоритетов, задание качества синхронизации),
 - синхронизация показаний системы единого времени для всех элементов сети;
- создание и ведение банка данных, в том числе:
 - конфигурационной информации по отдельным элементам сети,
 - запросов (результатов выполнения запросов) пользователей на изменение конфигурации.

При управлении устранением последствий отказов должны решаться следующие задачи:

- контроль за техническим состоянием сети и ее элементов в реальном масштабе времени, в том числе:
 - автоматическое обнаружение и автоматическая (автоматизированная) локализация неисправностей в сети связи (аварий, неисправности оборудования и ошибок в каналах), присвоение признака тревоги в сети в соответствии с принятой классификацией;

– своевременное представление операторам информации об аварии (неисправности) оборудования и ошибках в каналах связи; соответствующая информация должна отображаться как на аппаратуре сети, так и на терминале оператора, сопровождаться световой индикацией на электронной карте сети и звуковой сигнализацией;

– автоматическая регистрация информации об изменении технического состояния элементов сети в электронной базе данных соответствующего терминала оператора, автоматическая распечатка на принтере полученных сигналов (сообщений);

• устранение неисправностей в сети связи, при этом должны быть осуществлены:

– предоставление оператору инструкций (перечня необходимых действий), выполнение которых необходимо для устранения возникших в сети неисправностей,

– автоматизированное управление отключением неисправных и включением исправных резервных элементов сети,

– оперативное перестроение сети, организация обходных маршрутов;

• взаимодействие с пользователями (оповещение пользователей о текущих работах на сети, прием и выполнение заказов от пользователей).

При управлении качеством должны быть решены задачи:

• сбор и анализ статистических данных по функционированию сетей и их элементов;

• регулирование трафика;

• разработка рекомендаций по улучшению эксплуатационных характеристик сетей электросвязи;

• анализ с целью улучшения и расширения диапазона предоставляемых услуг связи;

• анализ функционирования систем управления и контроля с целью усовершенствования методов управления сетью связи.

При управлении расчетами должны решаться задачи:

• сбор данных по предоставляемым (арендуемым) средствам и услугам связи;

• разработка тарифов за предоставляемые средства связи и услуги;

• обмен информацией по вопросам взаиморасчетов.

При управлении защитой информации необходимо решить задачи:

- разработка мер по обеспечению закрытости информации и контроля за их осуществлением;
- защита баз данных от несанкционированного доступа;
- соблюдение конфиденциальности при предоставлении данных;
- защита целостности и сохранности данных.

Функциональная структура программно-технических комплексов (ПТК) центров системы управления должна определяться в соответствии с выполняемыми на данном уровне управления функциями, на основе типовой обобщенной модели ТМН.

В состав ПТК входят:

- управляющие системы (УС), обеспечивающие обработку информации при реализации различных функций управления сетью и услугами, ведение баз данных (БД), управление вычислительными процессами;
- элементы сети (ЭС) — оборудование сети связи или его часть и вспомогательное оборудование (электропитания и пр.), которое находится под контролем сети управления связью;
- медиаторы (М), предназначенные для преобразования информации при прохождении ее от ЭС к УС;
- рабочие станции (РС), обеспечивающие взаимодействие с пользователями системы управления;
- сеть передачи данных (СПД), обеспечивающая взаимодействие территориально разнесенных элементов сети с управляющими системами;
- Q-адаптеры (QA) — устройства, которые служат для подсоединения ЭС с нестандартными интерфейсами к сети управления;
- Интерфейсы: Q_x — для взаимодействия между собой вышеуказанных блоков через локальную сеть; Q_3 — для взаимодействия ПТК через сеть передачи данных (СПД); F — для подключения рабочих станций к компонентам ПТК; X — для взаимодействия с системами управления других операторов; M — для подключения аппаратуры, не имеющей стандартных стыков.

На рис. 8.14 показаны функциональные блоки, выполняющие одноименные функции:

- OSF — *Operating System Function* — функция операционной системы;
- NEF — *Network Element Function* — функция сетевого элемента;
- WSF — *Workstation Function* — функция рабочей станции;

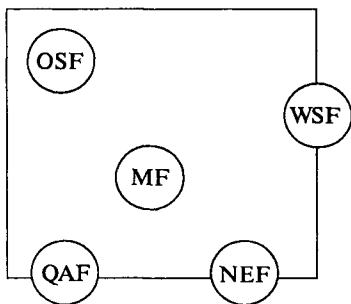


Рис. 8.14. Функциональные блоки сети TMN

MF — *Mediation Function* — функция устройств сопряжения;

QAF — *Q-Adapter Function* — функция Q-адаптера.

Для передачи информации между блоками сети TMN используется функция передачи данных — DCF (*Data Communication Function*).

Блок OSF выполняет обработку управляющей информации с целью мониторинга и/или управления, а также реализует функцию управляющего приложения OSF-MAF (*Management Application Function*).

Блок NEF включает функции связи, являющиеся объектом управления, а также реализует функцию управляющего приложения NEF-MAF.

Блок MF обрабатывает информацию, передаваемую между блоками OSF и NEF (или QAF), позволяя запоминать, фильтровать, адаптировать и сжимать информацию, а также реализует функцию управляющего приложения MF-MAF.

Блок QAF подключает к сети TMN логические объекты, не являющиеся частью TMN, осуществляя связь между эталонными точками внутри и вне сети TMN, а также реализует функцию управляющего приложения QAF-MAF.

Информационная архитектура. Информационная модель обмена данными использует объектно-ориентированный подход и концепция «менеджер—агент».

Менеджер в процессе управления сетью выдает директивы (команды) и получает в качестве обратной связи подтверждение об их выполнении (рис. 8.15).

Директивы от менеджера к объекту и обратное уведомление о выполнении от объекта до менеджера доводит агент. Один менеджер одновременно может взаимодействовать с несколькими агентами и наоборот. Вся управляющая информация, которой менеджер обменивается с объектами, сохраняется в базе управления информации MIB (*Management Information Base*). Пример построения архитектуры системы управления TMN приведен на рис. 8.16.



Рис. 8.15. Взаимодействие «менеджер—агент»

Прикладные функции систем управления

В транспортной сети выполняются общие функции управления, а также управление:

- сообщениями об аварийных ситуациях,
- рабочими характеристиками,
- конфигурацией.

Общие функции управления включают в себя управление встроенными каналами управления и фиксацию временных событий. Встро-

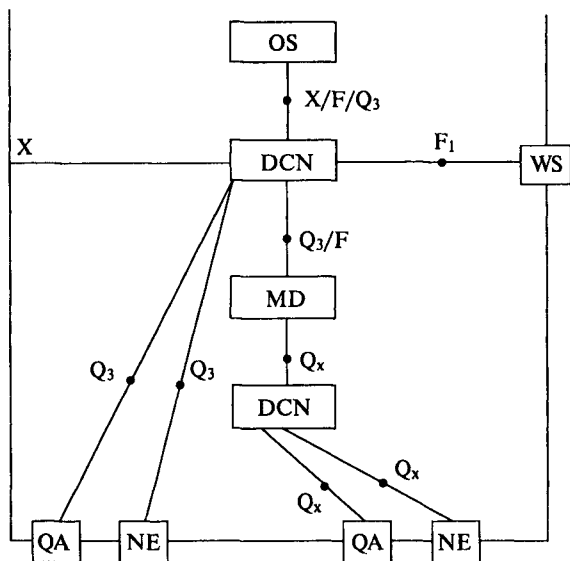


Рис. 8.16. Пример построения архитектуры системы управления TMN

енные каналы управления используются для обеспечения связи сетевых элементов (NE) и выполняют следующие функции:

- запрос/получение сетевых параметров;
- формирование тракта встроенного канала управления между сетевыми элементами;
- менеджмент сетевых адресов;
- запрос/получение сетевого статуса служебного канала связи (DCC) для (NE);
- разрешение /запрет доступа к DCC.

Фиксация временных событий заключается в установке временной метки с разрешением в 1 с.

Управление сообщениями об аварийных ситуациях предусматривает наблюдение и мониторинг сообщений об их возникновении.

Управление рабочими характеристиками предусматривает аккумулярование данных о рабочих характеристиках сети, их мониторинг, формирование отчетов о характеристиках системы, мониторинг системы в недоступные интервалы времени.

Сбор данных о рабочих характеристиках сети связан с определением параметров ошибок (см. гл. 7), как это описано в рекомендациях G.821, G.826, M.2101.1 МСЭ-Т. Мониторингу подлежат следующие параметры ошибки:

- блок с ошибкой — EB;
- секунда с ошибкой — ES;
- секунда, пораженная ошибкой — SES;
- блок с фоновой ошибкой — BBE;
- период с серьезными нарушениями — SDR;
- время неготовности тракта — UAS.

Подлежат контролю следующие относительные параметры:

- коэффициент ошибок по секундам с ошибками — ESR;
- коэффициент ошибок по секундам, пораженным ошибками — SESR;
- коэффициент ошибок по блокам с фоновыми ошибками — BBER.

Генерация отчетов о характеристиках системы позволяет получать периодически сведения о рабочих характеристиках системы для их последующего анализа.

Мониторинг системы в недоступные интервалы времени невозможен, но моменты начала и конца этого интервала фиксируются и хранятся в файле.

Управление конфигурацией предусматривает выполнение функций защитного (резервного) переключения системы управления. Основное его назначение — подключение резервного устройства вместо основного.

Интерфейсы сети TMN

Назначение интерфейсов (рис. 8.16) состоит в обеспечении взаимодействия сети и системы управления (OS) с сетевыми элементами (NE). Внутренними интерфейсами сети TMN являются Q- и F-интерфейсы. Основным из них считается Q-интерфейс (Q_x и Q_3). Фактически он представляет собой группу интерфейсов, которые объединены общим названием.

Рекомендация М.3010 МСЭ-Т определяет следующий перечень стандартных интерфейсов: Q_x , Q_3 , X, F. Каждый из стандартных интерфейсов определяет перечень взаимодействий.

Интерфейс Q_3 обеспечивает взаимодействие одной OS с другой, OS — с элементами сети, с которыми она имеет непосредственную связь. Данный интерфейс определяется рекомендациями МСЭ-Т Q.811, Q.812.

Интерфейс Q_x обеспечивает взаимодействие MD, NE, QA. Интерфейс определяется рекомендациями МСЭ-Т Q.811, Q.812, G.773.

Интерфейс F соединяет рабочие станции (WS) с OS и MD. Он обеспечивает обмен данными, используемыми для внутренней обработки системами математического обеспечения или для передачи информации между системами.

Интерфейс X используется для обмена информацией между OS разных сетей TMN. Он определяется рекомендациями МСЭ-Т Q.811, Q.812.

Изложенные принципы построения СУЭ на основе концепции МСЭ-Т в наибольшей степени реализуются при создании систем управления первичными сетями, оснащенными современными техническими средствами электросвязи, включая ЦСП ПЦИ и СЦИ. В МСЭ-Т разработаны рекомендации по применению архитектуры СУЭ для управления различными типами сетей и технических средств электросвязи. Учитывая, что в настоящее время на первичных сетях работает значительное количество АСП и ЦСП, введенных в эксплуатацию в предшествующие годы, для взаимодействия с такими сетевыми элементами в СУЭ предусматривается использование специальных устройств взаимодействия, когда это экономически оправдано.

8.8. Требования к квалификации технического персонала

Эффективность контроля и уменьшение погрешности измерений определяются не только используемыми средствами измерений и имеющимися методиками, но и квалификацией технического персонала.

Технический персонал обеспечивает:

- выполнение работ по эксплуатационному контролю, техническому обслуживанию и ремонту, развитию и формированию сети, оперативно-техническому управлению, выполнению ремонтно-настроечных и ремонтно-восстановительных работ;

- приемку, ввод в эксплуатацию трактов и каналов передачи, слачу вторичным сетям и другим пользователям, а также письменный доклад в СУЭ (или СОТУ) о вводе в эксплуатацию трактов и каналов передачи с указанием даты, а при необходимости — причины задержки ввода;

- подготовку и ведение производственной документации, необходимой для технического обслуживания и оперативно-технического управления первичной сетью;

- учет и анализ работы линий передачи (ЛП), линейных трактов (ЛТ), мультиплексорных и регенераторных секций для ЦСП СЦИ, сетевых трактов (СТ) и каналов передачи.

Технический персонал обязан знать:

- технические характеристики и схемы обслуживаемых аппаратуры, оборудования трактов и каналов передачи;

- методы измерения параметров аппаратуры, оборудования, трактов и каналов передачи, а также используемые для этого средства измерения;

- схемы организации обслуживаемых трактов и каналов передачи, резервных линейных трактов, подменных трактов, графики обходов и замен, технологические карты;

- схемы организации тактовой сетевой синхронизации для цифровой сети в зоне обслуживания;

- методы выполнения ремонтно-настроечных, ремонтно-восстановительных работ обслуживаемых линий передачи, трактов и каналов передачи, умело проводить их и правильно оценивать полученные результаты;

- методы и способы отыскания и устранения неисправностей на обслуживаемых линиях передачи, трактах и каналах и применять их;
- инструкции и руководства по настройке и эксплуатации обслуживаемых линий передачи, трактов и каналов передачи и выполнять их, а также вести техническую, оперативно-техническую и технологическую документацию по установленным формам.

Обязанности технического персонала конкретизируются в должностных инструкциях.

Глава 9. ИЗМЕРЕНИЯ ВО ВТОРИЧНЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ

9.1. Измерения в сетях передачи данных

9.1.1. Семь уровней модели OSIBRM

Модель OSIBRM является удобным инструментом для пояснения основных методов измерения (тестирования), применяемых в сетях передачи данных (как локальных — LAN, так и глобальных — WAN).

На рис. 9.1 показаны семь уровней модели OSI с кратким описанием реализуемых функций каждого из них, причем выбраны функции, важные для тестирования сетей.

- Физический уровень — PL (уровень 1). Он определяет базовый механизм кодирования (при передаче) и декодирования (при приеме) битов информации в физической среде передачи данных. На физическом уровне определяются соединители (разъемы), а не сама среда. Согласно эталонной модели среда рассматривается как нечто, располагающееся ниже физического уровня. Однако большинство производителей измерительного оборудования считают, что анализ сети на этом уровне связан с поиском неисправностей в кабельной системе.

- Канальный уровень — DLC (уровень 2). Он называется уровнем управления передачей данных. Из пересылаемых данных создаются кадры путем добавления к ним служебной информации — заголовка (состоящего из начального флага или преамбулы и адресной информации) и 32-разрядного кода CRC, помещаемого в конце кадра и обеспечивающего целостность пересылаемых по физическому носителю данных. На канальном уровне выполняется управление каналом. Например, в *Ethernet* кадры пересылаются только по свободной среде и отвергаются при возникновении конфликта, а в *Token Ring* кадры передаются после получения свободного маркера. Код CRC

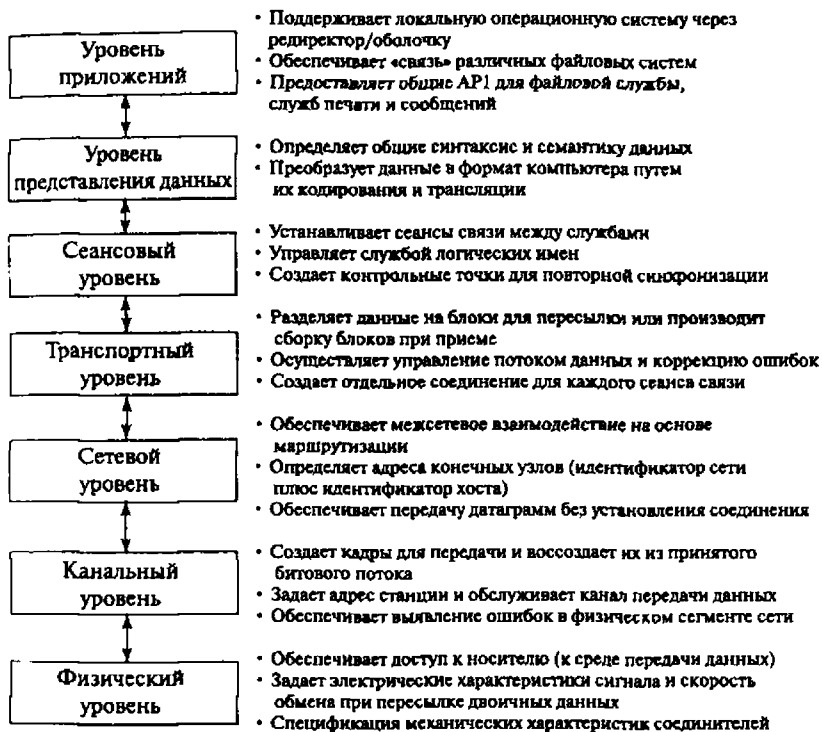


Рис. 9.1. Уровни модели OSI

защищает данные от искажения во время передачи в физическом сегменте сети или сегментах, связанных повторителями (например, концентраторами или по кольцу станций в *Token Ring*). В *Ethernet* объединенные таким способом сегменты называются коллизийным доменом. Получатель кадра повторно вычисляет CRC кадра и в случае несовпадения с исходным кодом отбрасывает его. Кадром называется единица информации на канальном уровне. Под MAC-адресом понимается адрес станции на канальном уровне.

• Сетевой уровень — NL (уровень 3). Обеспечивает межсетевое взаимодействие на основе маршрутизации, передачу датаграмм между оконечными узлами без установки соединения и задает схему адресации узлов по всей сети. Сетевой уровень принимает данные от

вышестоящего (транспортного) уровня, причем некоторые протоколы сетевого уровня проводят деление единицы информации на несколько датаграмм, для того чтобы вместить данные в поле полезной нагрузки кадра.

Адресация конечных узлов на сетевом уровне не зависит от канального уровня, так как адрес определяется идентификаторами сети и хоста. Идентификатор сети может быть простым (как в IPX), иерархическим (как в DECnet) или с выделенными подсетями (как в IP). Некоторые протоколы (например, RIP и OSPF) распространяют информацию об идентификаторах сети через маршрутизаторы, что позволяет выполнять перенаправление пакетов. Идентификатор хоста в сетевом адресе всегда имеет простую структуру и идентифицирует конечный узел в отдельно взятой сети или подсети.

В пакете сетевого уровня может присутствовать контрольная сумма (обычно 16-разрядная), однако она защищает только заголовок сетевого уровня, но не поле полезной нагрузки датаграммы (так делается в IP).

- Транспортный уровень — TL (уровень 4). Обеспечивает сегментацию данных для пересылки и сборку блоков данных при приеме. На этом уровне реализованы управление потоком данных, коррекция ошибок между конечными узлами и выделение отдельных соединений для каждого сеанса связи между приложениями. В заголовке данных транспортного уровня находятся поля, содержащие идентификаторы сегментов, а также порядковые номера сегментов и подтверждений. Принимающая сторона обеспечивает на транспортном уровне правильный порядок сборки пакетов, а отправляющая сторона должна получить подтверждение о доставке всех посланных пакетов (и в противном случае выполнить повторную отправку пакетов). То есть, реализуется управление потоком для повторной пересылки сегментов.

- Сеансовый уровень — SL (уровень 5). На этом уровне реализована служба имен (служба отображения логических имен в сетевые адреса), устанавливаются сеансы между службами (например, между клиентом WEB-сервером) и создаются контрольные точки для повторной синхронизации в случае потери связи. Сеансы создаются по логическим именам или по их псевдонимам. Каждое семейство протоколов имеет собственный способ поиска адресов по логическим

именам. Например, приложения TCP/IP пользуются системой доменных имен -- DNS (*Domain Name Server*).

Многие приложения IP при поиске ресурсов используют службу DNS, а для создания сеансов — протокол TCP.

- Уровень представления данных -- PrL (уровень 6). Обслуживает абстрактные структуры данных. На этом уровне определяются общие синтаксис и семантика данных и при необходимости проводится преобразование типов данных для уровня приложений. За исключением некоторых приложений (например, SNMP или XWindows) уровень представления данных не отражается в журналах анализа. Это происходит потому, что не существует широко распространенных протоколов этого уровня, используемых всеми приложениями.

- Уровень приложений — AL (уровень 7). Поддерживает локальные операционные системы (ОС) через оболочки или редиректоры. Обеспечивает связь между различными ОС путем преобразования вызовов API файловой службы, служб печати и сообщений в конструкции общего языка, например протокола NCP в среде клиент/сервер.

9.1.2. Анализаторы локальных сетей (LAN)

Программный анализатор включается в сеть как обычная станция, но в отличие от нее он принимает все пакеты данных, передаваемые по сети. Для этого сетевая карта должна поддерживать так называемый беспорядочный режим (*Promiscuous Mode*), при котором в сети обнаруживаются и передаются для дальнейшего анализа в компьютер все фреймы вне зависимости от их конечного адреса. Без этого режима сетевой адаптер будет пропускать в компьютер фреймы только со своим MAC-адресом, и анализ будет неполным и малоинформативным.

Иногда для сужения области поиска конкретной неисправности оператор может применить фильтр, который будет пропускать для дальнейшей обработки только определенные фреймы (например, только от какой-то одной рабочей станции или одного протокола). При этом все фреймы постулают в компьютер и обрабатываются на предмет соответствия условиям фильтрации. Соответствующие условиям фреймы записываются в память, остальные отбрасываются. Настройка такого фильтра осуществляется оператором перед сеансом измерения.

При подключении анализатора в сеть могут быть использованы различные схемы:

1. Анализатор можно подключить на один из свободных портов концентратора. Так как концентратор является многопортовым повторителем и работает в полудуплексном режиме, то вся информация, циркулирующая по сети, будет попадать на все его порты, в том числе и на анализатор.

2. Если в сети используются коммутаторы, то анализатор нельзя подключить к порту коммутатора непосредственно, так как коммутатор знает адреса устройств, подключенных к его портам, и передает информацию только между получателем и отправителем. Это позволяет разгрузить другие порты, не передавая на них каждый пакет, как это делает концентратор. В то же время это не позволяет подключить анализатор к порту, поскольку порт занят исследуемым устройством (рабочую станцию).

Проблему можно решить, если к порту коммутатора подключить концентратор (рис. 9.2, а). Тогда трафик по этому порту будет передаваться одновременно и на анализатор протоколов, и на устройство (рабочую станцию). Если возможно, то концентратор лучше включать в последний используемый порт коммутатора. Порты коммута-

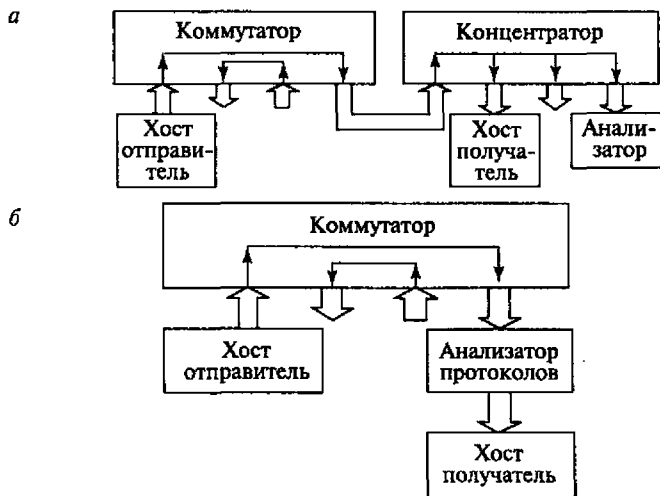


Рис. 9.2. Схемы подключения анализатора в сеть

тора, подключенные к клиентам, обычно менее загружены, чем порты, подключенные к серверам.

Если требуется более полный анализ работы сети или необходимо выявить источник проблем, то целесообразно использовать не простой программируемый анализатор на базе ПЭВМ, а отдельный аппаратный анализатор протоколов. В схеме таких анализаторов используются процессоры, полностью посвященные задачам перехвата и анализа сетевых данных. В отличие от программных анализаторов, характеристики перехвата и анализа фреймов у аппаратных анализаторов не зависят от производительности процессора компьютера.

Очень важной особенностью современных аппаратных анализаторов является возможность мониторинга дуплексных сетей *Ethernet*. Работа в дуплексном режиме не исключает возможности подключения аппаратного анализатора к стандартному порту концентратора. Схема подключения анализатора приведена на рис. 9.2, б.

Анализаторы глобальных сетей (WAN).

Глобальные сети являются дуплексными, поэтому программных анализаторов для них не существует. Это значит, что аппаратура передачи данных — DCE (*Data Communications Equipment*) и оконечное оборудование данных — DTE (*Data Terminal Equipment*) имеют один приемник и один передатчик. Для анализа приложений WAN необходим специализированный интерфейс, который учитывал бы множество скоростей и оконечных устройств. Для мониторинга трафика в обоих направлениях анализатор должен следить как за стороной передачи, так и за стороной приема. Для этого необходимо иметь два приемника. Обычно подключение WAN-анализатора выполняется Y-кабелем.

При анализе трафика WAN-анализатор должен распознавать различные типы инкапсуляций, применяемых в сети, таких как X.25, Frame Relay, PPP, SDLC и т.д.

В современных распределенных сетях, к числу которых относится СПД ОАО «РЖД», широкое распространение находят распределенные анализаторы. Они располагаются в ключевых точках сети и удаленное управление ими из одного места (центра управления сетью) позволяет организовать ее комплексный анализ. Распределенные анализаторы могут быть аппаратными и программными для LAN и аппаратными — для WAN.

Программные анализаторы размещают на ПЭВМ пользователей и в случае необходимости администратор сети может запустить их в фоновом режиме. В зависимости от потребностей количество «агентов» распределенного анализатора может составлять от двух до нескольких сотен. Блоки аппаратного анализатора размещают в различных местах (в крупных узлах, оконечных станциях, в местах стыка сети с сетью другого оператора) по всей сети. Они дополняются распределенными программными анализаторами, работающими на компьютерах, подключенных к менее критическим участкам *Ethernet*.

Программные анализаторы размещают на ПЭВМ пользователей в ключевых сегментах по всей сети, а аппаратные — устанавливают около маршрутизаторов и коммутаторов в помещении для оборудования.

Аппаратные анализаторы могут применяться как для текущего мониторинга сети, так и для его анализа. Собранная ими статистика мониторинга анализируется с целью раннего выявления проблем, которые могут возникнуть на сети.

9.1.3. Тестирование сетей на физическом уровне

Для LAN тестирование на физическом уровне подразумевает тестирование структурированных кабельных сетей (СКС). Современные СКС базируются на использовании кабелей, соответствующих стандартам. Стандартами структурированных кабельных систем (СКС) определены три категории рабочих характеристик для кабелей, коммутационного оборудования и кабельных линий — кабели UTP и соответствующее им коммутационное оборудование: категория 5 — до 100 МГц, категория 4 — до 20 МГц, категория 3 — до 16 МГц. Кабели 1-й и 2-й категорий не рассматриваются в современных стандартах СКС, хотя они и используются.

Подлежат тестированию следующие характеристики кабелей СКС:

- возвратные потери (вносимые потери), PL;
- затухание;
- перекрестные наводки между двумя парами на ближнем конце линии, NEXT;
- суммарные перекрестные помехи на ближнем конце линии, PSNEXT;
- защищенность на ближнем конце линии между двумя парами, ACR;

- суммарное отношение затухания к перекрестным помехам, PSACR;

- перекрестные наводки между двумя парами на дальнем конце с учетом затухания в кабельной системе, ELFEXT;

- суммарные перекрестные наводки на дальнем конце с учетом затухания в кабельной системе, PSELFEXT;

- сопротивление шлейфа постоянному току;

- асимметрия сопротивлений постоянному току;

- время распространения;

- разность времени распространения между парами;

- затухание асимметрии;

- затухание в соединительной цепи.

Возвратные потери. Возвратные потери представляют собой отношение сигнала, поданного на линию передачи данных или в канал, к отраженному суммарному напряжению (дБ):

$$A = 20 \lg \left(\frac{1}{\rho} \right),$$

где $\rho = \frac{(Z_2 - Z_1)}{(Z_2 + Z_1)}$,

Z_1, Z_2 — удельные сопротивления.

Принцип измерения возвратных потерь описан в п. 6.4.

Затухание (вносимые потери). При прохождении по линии передачи данных или каналу сигнал теряет мощность (ослабляется). Ослабление происходит вследствие потери, возникающей в проводнике или изоляции, и проявляется в уменьшении напряжения и тока по мере увеличения расстояния, пройденного сигналом. Тестирование величины затухания ведется для всего спектра рабочих частот, но оценка выносится на основании худшего результата. Величина затухания для кабеля приводится на единицу длины, дБ/100 м. Методы измерения затуханий даны в п. 5.1.

Перекрестные наводки между двумя парами на ближнем конце линии, NEXT (Near End Crosstalk loss). Для измерения переходных помех используется величина переходного затухания на ближнем конце. Определение переходного затухания и схемы измерений даны в п. 5.1.3.

Суммарные перекрестные помехи на ближнем конце линии, *PSNEXT* (*Power Sum Near End Crosstalk Loss*). Если перекрестные помехи на ближнем конце (*NEXT*) касаются только наводок между двумя парами, то в суммарных перекрестных помехах на ближнем конце линии (*PSNEXT*) учитывается сумма мощностей сигналов, подводимых от всех пар к одной паре (вследствие перекрестных наводок). Например, в 4-парном кабеле на одну пару влияют сигналы из 3 других пар, и их общее влияние выражается суммой мощностей.

Рис. 9.3 иллюстрирует понятие *PSNEXT*, оно является критичным тогда, когда все четыре пары кабеля используются в передаче данных в обоих направлениях (например, 100 Base-T). При проведении измерений ко входам всех влияющих цепей подключаются источники измерительного сигнала, а ко входу цепи, подверженной влиянию — измеритель уровня сигнала. В остальном этот вид измерений аналогичен измерению параметра *NEXT*.

Защищенность на ближнем конце линии между двумя парами, *ACR*. В ситуации, когда на ближнем конце появляются перекрестные помехи, возникает опасность, что передаваемый сигнал высокого уровня будет создавать помеху для ослабленного сигнала низкого уровня, принимаемого на том же конце другой пары. На рис. 9.4 представлена ситуация, когда сигнал, проходящий в направлении *A*, создает перекрестные помехи для другой пары, по которой проходит сигнал в

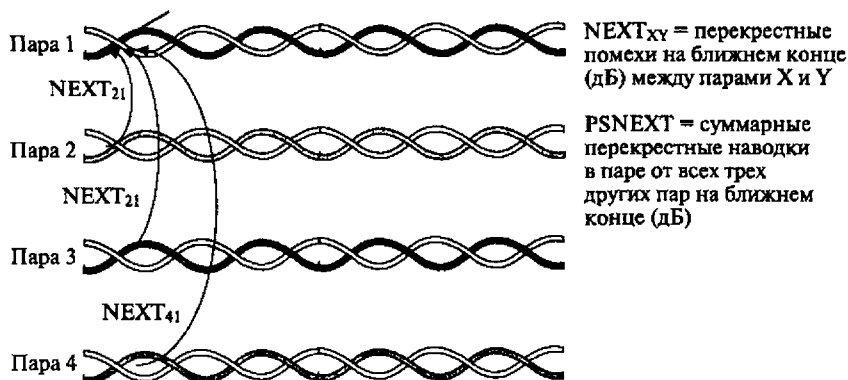
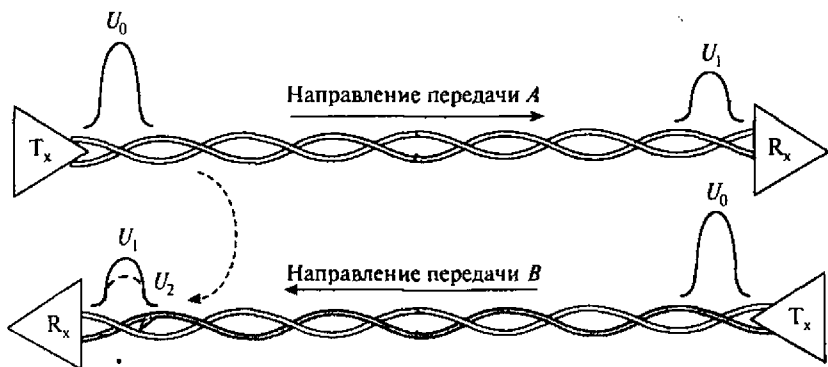


Рис. 9.3. Суммарные перекрестные помехи на ближнем конце линии, *PSNEXT*



Затухание $a = 20 \lg(U_0/U_1)$ (дБ).

Перекрестные помехи на ближнем конце $NEXT = 20 \lg(U_1/U_2)$ (дБ).

Защищенность на ближнем конце $ACR = 20 \lg(U_1/U_2)$ (дБ) = $NEXT - a$ (дБ).

Рис. 9.4. Совместное влияние затухания и перекрестных помех на ближнем конце

направлении *B*. Уровень сигнала, на который воздействуют перекрестные помехи, ослаблен на значение $NEXT$ относительно уровня сигнала на начальном конце при передаче в направлении *A*. Сигнал, на который воздействуют перекрестные помехи, показан пунктиром. Сигнал, проходящий в направлении *B*, в свою очередь ослаблен на конце линии передачи данных или канала (одновременно являющемся началом направления *A*) на величину a относительно уровня сигнала на начальном конце. Защищенность на ближнем конце представляет собой разницу уровней между перекрестными помехами и затуханием. Для этого применяется аббревиатура *ACR* (*Attenuation to Crosstalk Ratio*). На схеме: $ACR = NEXT - \text{затухание}$ (дБ).

Суммарное отношение затухания к перекрестным помехам, PSACR. Суммарная защищенность на ближнем конце (*Power sum attenuation to crosstalk ratio*) представляет собой разницу суммарных значений перекрестных помех и затухания:

$PSACR = PSNEXT - \text{затухание}$ (дБ).

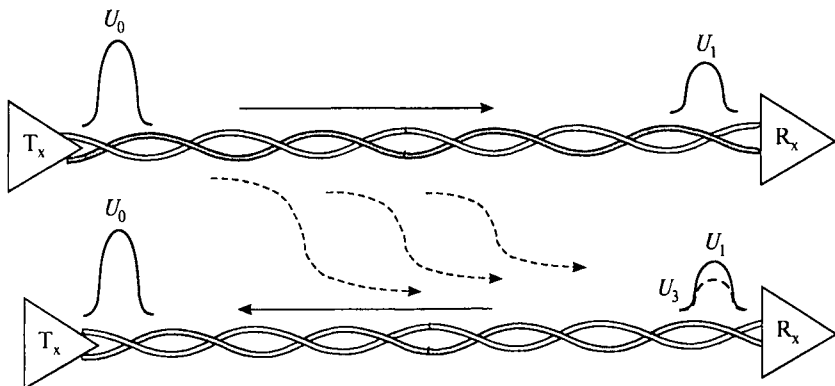
Перекрестные наводки между двумя парами на дальнем конце с учетом затухания в кабельной системе, ELFEXT. Перекрестные наводки на дальнем конце с учетом затухания в кабельной системе (*Equal Level*

Far End Crosstalk loss) показывают, насколько меньше помеха от перекрестной наводки в одной из пар проводников по сравнению с основным полезным сигналом на дальнем конце.

Если перекрестная наводка по сравнению с полезным сигналом слишком велика, возникают ошибки. Перекрестные наводки на дальнем конце с учетом затухания в кабельной системе — *ELFEXT* иллюстрирует рис. 9.5. Этот параметр является критичным тогда, когда в кабелях используется более одной пары одновременно для передачи в одном направлении (например, 1000 Base-T).

Суммарные перекрестные наводки на дальнем конце с учетом затухания в кабельной системе, PSELFEXT. Если перекрестные наводки на дальнем конце с учетом затухания в кабельной системе (*ELFEXT*) касаются только наводок между двумя парами, то в суммарных перекрестных помехах на дальнем конце с учетом затухания в кабельной системе — *PSNEXT (Power Sum Equal Level Far End Crosstalk Loss)* учитывается сумма мощностей сигналов, наводимых от всех пар к одной паре (перекрестные наводки). Это измерение аналогично рассмотренным в п. 5.1.3.

Сопротивление шлейфа постоянному току см. п. 6.1.1.



Затухание $a = 20 \lg(U_0/U_1)$ (дБ).

Перекрестные помехи на дальнем конце FEXT = $20 \lg(U_1/U_3)$ (дБ).

Перекрестные наводки на дальнем конце с учетом затухания в кабельной системе ELFEXT = $20 \lg(U_1/U_2)$ (дБ) = FEXT - a (дБ).

Рис. 9.5. Перекрестные помехи на дальнем конце линии, ELFEXT

Асимметрия сопротивлений постоянному току см. п. 6.1.3.

Время распространения — это время, необходимое для прохождения сигнала от одного конца линии передачи данных или канала до другого. Время распространения может быть критичным тогда, когда задержка может иметь значение для работы приложения. В стандарте определены максимальные значения времени распространения в микросекундах (мкс). На рис. 9.6 проиллюстрировано понятие *время распространения*.

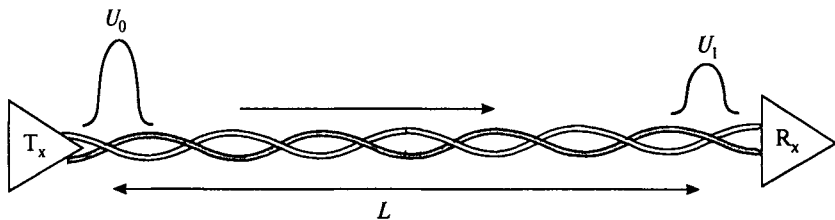
Таблица 9.1

Требования к времени распространения в каналах классов D, E и F на постоянных линиях передачи данных (при максимальной конфигурации)

Частота, МГц	Максимум времени распространения, мкс					
	Класс D		Класс E		Класс F	
	Канал	Линия передачи данных	Канал	Линия передачи данных	Канал	Линия передачи данных
1	0,580	0,521	0,580	0,521	0,580	0,521
16	0,553	0,496	0,553	0,496	0,553	0,496
100	0,548	0,491	0,548	0,491	0,548	0,491
250			0,546	0,490	0,546	0,490
600					0,545	0,489

Разность времени распространения между парами. В многопарных кабелях шаг скрутки каждой четвертой пары немного отличается по длине. Это необходимо для управления перекрестными помехами. Немного отличающиеся по величине шаги скрутки обуславливают то, что значения времени распространения в различных парах также несколько различаются.

Разница между наибольшим временем распространения (пара с самым коротким шагом) и самым малым временем распространения (пара с наибольшим шагом) называется *разностью задержки распространения*. Разность задержки распространения выражается в микросекундах (мкс). Определение разности задержки распространения представлено на рис. 9.7.



Волна напряжения проходит расстояние L за время t .

t = время распространения.

Скорость распространения $v = L/t$.

Нормированная скорость распространения $NVP = v/c$, где $c = 300$ м/мс (скорость света в вакууме).

Типовой вариант $NPV = 0,6 - 0,7$ (60...70 %).

Рис. 9.6. Определение времени распространения

Затухание асимметрии. Стандарт определяет затухание асимметрии на ближнем конце (*Longitudinal conversion loss*) в соответствии с рис. 9.8. LCL измеряется от измерительного передатчика линии передачи данных или канала по направлению к ближайшему концу на границе подключения. Измерение затухания асимметрии в кабельной проводке достаточно затруднительно, поэтому для него еще не определены требования в части классов D, E и F. Требование для класса C составляет не менее 30 дБ на частоте 1 МГц и не менее 24 дБ — на частоте 16 МГц.

Время распространения сигналов в разных парах отличается по величине. Разница во времени распространения должна быть меньше определенного максимального значения.

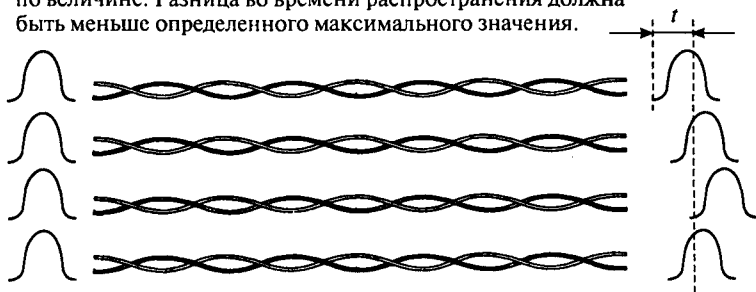
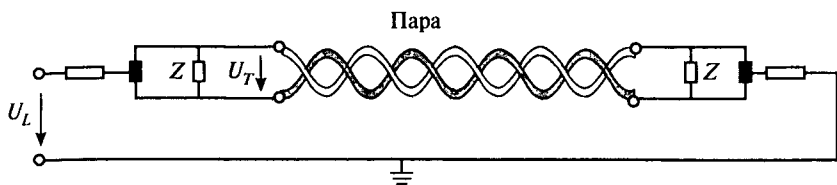


Рис. 9.7. Разница в задержке распространения сигнала между парами



U_L — поперечное напряжение (синфазный режим).

U_T — продольное напряжение (синфазный режим).

Затухание асимметрии на ближнем конце (LCL) = $20 \lg(U_L/U_T)$ (дБ).

Рис. 9.8. Определение затухания асимметрии

Затухание в соединительной цепи. Следствием асимметрии кабельных пар является то, что кабельная проводка всегда создает вокруг себя электромагнитное поле. Соответственно, электромагнитное поле, проявляющееся за пределами кабеля, всегда может в какой-то степени влиять на пару проводов кабеля, вызывая определенное напряжение и ток помехи. Как поля помехи, вызываемые самим кабелем, так и дополнительные помехи должны удерживаться в определенных пределах.

Затухание в соединительной цепи представляет собой защиту многопарного кабеля от помех. Оно определяется как отношение мощности, подаваемой в кабельную пару, к мощности помехи, наводимой вокруг кабеля, которая измеряется стандартным методом и выражается логарифмически (рис. 9.9). В неэкранированной (UTP) кабельной проводке затухание в соединительной цепи определяется исключительно на основании симметрии кабельной проводки. В экранированных кабельных проводках (FTP, S-FTP и STP) на затухание в соединительной цепи помимо симметрии влияют также эффективность защиты одного или нескольких экранов. Измерение затухания в соединительной цепи в кабельной проводке затруднительно. Вместо этого затухание в соединительной цепи кабеля или разъема измеряется стандартным методом.

По результатам измерений параметров СКС по каждой точке тестирования кабельной проводки должен быть составлен отчет, который загружается из измерительного прибора в ПЭВМ с помощью программной обеспечения, поставляемого вместе с измерительным прибором.

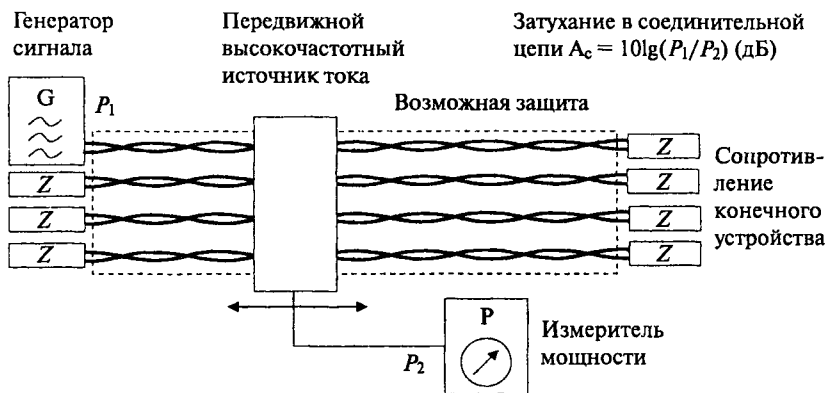


Рис. 9.9. Затухание соединительной цепи

В соответствии со стандартом ЕМ-50346 документация по каждому параметру должна включать:

- описание параметров;
- сведения о системе тестирования;
- сведения о типе измерительного прибора и его изготовителе, а также серийный номер и информацию о калибровке;
- информацию об измерительных насадках (тип, номер, изготовитель и пропускная способность);
- погрешность измерительного прибора;
- сведения о тестируемой кабельной проводке;
- номера для ссылок;
- дату проведения тестирования (можно также указать время);
- существенную информацию об условиях окружающей среды;
- сведения о лице, производившем тестирование;
- результат измерений;
- требуемый результат.

В отчете следует указывать результаты, характеризующие выполнение требований, которые предъявляются к кабельной проводке по передаче данных:

- схема проводки, все подключения, в том числе тестирование непрерывности защиты, если она имеется;
- затухание (вносимые потери — затухание), наихудшее значение;

- перекрестные помехи на ближнем конце (NEXT), наилучший допуск и наилучшее значение, измеренное в обоих направлениях;
- суммарные перекрестные помехи на ближнем конце (PSNEXT), наилучший допуск и наилучшее значение, измеренное в обоих направлениях;
- перекрестные помехи на дальнем конце с учетом затухания в кабельной системе (ELFEXT), наилучший допуск и наилучшее значение, измеренное в обоих направлениях;
- суммарные перекрестные помехи на дальнем конце с учетом затухания в кабельной системе (PSELFEXT), наилучший допуск и наилучшее значение, измеренное в обоих направлениях;
- возвратные потери (RL), наилучший допуск и наилучшее значение, измеренное в обоих направлениях;
- время распространения (*Propagation Delay*), наилучшее значение;
- разность задержки распространения (*Delay Skew*), наилучшее значение;
- сопротивление шлейфа постоянному току (*DC resistance*), наилучшее значение, а также информацию о том, пройден тест (*Pass*) или нет (*Fail*).

Cable ID: 2A H13.02

Date / Time: 09.12.2002 15:00:57
 Headroom: 5.8 dB (NEXT 38-45)
 Test Limit: EN50173 PL Class E
 Cable Type: UTP 100 Ohm Cat 6
 Fault Anomaly Threshold: 15%

Operator: ALPO ASENTAJA
 Software Version: 1.902
 Limits Version: 5.11
 NVP: 68.0%
 Shield Test: N/A

Test Summary: PASS

Model: GSP-4300
 Main S/N: 8177031
 Remote S/N: 8177031
 Main Adapter: PM-025
 Remote Adapter: PM-025

Wire Map	1 2 3 4 5 6 7 8 S
PASS	
	1 2 3 4 5 6 7 8
Length (m), Limit 50.0	[Pair 12] 17.8
Prop. Delay (ns), Limit 498	[Pair 36] 93
Delay Skew (ns), Limit 44	[Pair 36] 5
Resistance (ohms), Limit 21.0	[Pair 36] 3.5
Attenuation (dB)	[Pair 36] 24.6
Frequency (MHz)	[Pair 36] 250.0
Limit (dB)	[Pair 36] 30.7
Worst Case Margin Worst Case Value	
PASS	MAIN SR MAIN SR
Worst Pair	36-45 12-78 36-45 12-78
NEXT (dB)	5.8 6.7 5.8 6.7
Freq (MHz)	235.0 250.0 235.0 250.0
Limit (dB)	35.7 35.3 35.7 35.3
Worst Pair	36 78 36 78
PSNEXT (dB)	6.8 6.6 6.9 6.6
Freq (MHz)	234.0 250.0 250.0 250.0
Limit (dB)	33.2 32.7 32.7 32.7
Worst Case Margin Worst Case Value	
PASS	MAIN SR MAIN SR
Worst Pair	12-45 45-12 36-45 36-45
ELFEXT (dB)	17.3 17.3 20.5 20.3
Freq (MHz)	1.1 1.0 221.5 222.0
Limit (dB)	63.4 64.2 17.2 17.2
Worst Pair	12 12 45 45
PSELFEXT (dB)	19.1 19.0 21.2 21.3
Freq (MHz)	1.7 2.8 227.0 231.5
Limit (dB)	56.6 52.3 14.0 13.9

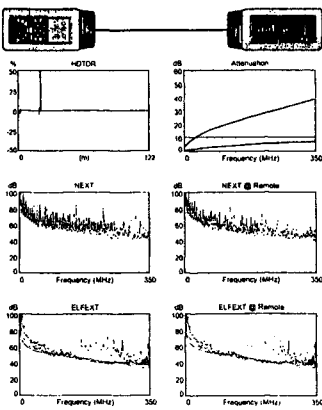


Рис. 9.10. Пример отчета о тестировании LAN

На рис. 9.10 приведен пример отчета о тестировании LAN.

При тестировании физического уровня WAN объектами тестирования чаще всего будут выступать цифровые каналы и тракты первичной сети. Методы их оценки рассмотрены в гл. 7.

9.1.4. Тестирование сетей на канальном уровне

Как следует из основной задачи канального уровня — корректной передачи кадра — тестирование рассматривает следующие вопросы:

- анализ формата кадра (ошибки контрольной последовательности, ошибки длины кадра);
- анализ доступа к среде (удаленные и локальные коллизии).

Кадр DLC содержит поля адресов и информацию для выявления ошибок. Кадры обычно начинаются преамбулой, выделяющей начало кадра. Например, в *Ethernet* используется 64-разрядная преамбула, в *Token Ring* и *FDDI* — начальный ограничитель, а в *HDLC* — 8-разрядный флаг начала кадра. Сети с соединениями «точка—точка» (*Frame Relay* или *ATM*) содержат в заголовке кадра или ячейки только данные о соединении. Кадр *Frame Relay* имеет 10-разрядный идентификатор соединения для коммутируемого виртуального канала (*SVC*) или для постоянного виртуального канала (*PVC*), а ячейка *ATM* содержит 8- или 12-разрядный идентификатор виртуального пути и 16-разрядный идентификатор виртуального соединения, предназначенный для мультиплексирования внутри виртуального пути.

Для коррекции ошибок кадр *Frame Relay* имеет 16-разрядную контрольную последовательность кадра (*FCS*), а ячейка *ATM* — 8-разрядное поле управления ошибками заголовка (*HEC*).

В LAN используется 48-разрядный адрес получателя, за которым следует 48-разрядный адрес источника. Все кадры LAN имеют 32-разрядное поле CRC.

При передаче кадра по участку сети от одного устройства к другому необходимо обеспечить целостность пересылки битов. Для этого в конец каждого кадра LAN добавляется 32-разрядный код CRC. Микросхема на уровне DLC вычисляет CRC по мере передачи битов. На приемной стороне другая микросхема генерирует полином из принимаемых битов и делит его на полученное значение CRC. Если в результате появляется остаток, фиксируется ошибка передачи и кадр отбрасывается. Таким способом выявляются все одиночные и двойные ошибки в битах, а также ошибки пакетов длиной до 32 битов.

Вероятность появления более длинных пакетов ошибок или серий коротких пакетов в потоке данных очень мала — приблизительно 1 на 2^{32} . Поэтому 32-разрядный код CRC защищает содержимое кадра. CRC на уровне DLC защищает только биты кадра, пересылаемые по физическому сегменту. Поскольку код CRC всегда вычисляется отправителем на уровне DLC, его приходится формировать повторно при пересечении кадром моста, коммутатора или маршрутизатора во время трансляции на другой порт. Следовательно, данные могут быть искажены в промежуточной памяти устройства, пересылающего кадр. Для полной защиты данных при передаче между конечными точками необходимо создавать контрольные суммы в протоколах верхних уровней. Однако на уровне DLC можно обнаружить ошибку CRC, причем многие устройства (маршрутизаторы, коммутаторы или управляемые сетевые адаптеры рабочих станций) способны сохранить сведения о неисправностях для последующего анализа с применением управляющих консолей SNMP или других протоколов.

Механизм доступа к среде поясним на примере сети *Ethernet*. Доступ к шине осуществляется следующим образом: когда станции нужно передать кадр, она начинает «прослушивать» носитель (проверить наличие несущей). Если шина занята, станция ожидает ее освобождения или откладывает передачу на небольшое время, пока не освободится шина. Станция начинает передачу не сразу после освобождения шины, а через небольшой интервал времени. Причина заключается в том, что наличие межкадрового промежутка позволяет всем станциям поочередно «занимать» шину. В противном случае шину могла бы монополюбно захватить одна из станций, постоянно посылая свои пакеты. Межкадровый интервал составляет 9,6 мкс для скорости 10 Мбит/с и 0,96 мкс — для 100 Мбит/с (т.е. теряется возможность для передачи 96 бит).

Если шина остается свободной по окончании межкадрового интервала, станция начинает пересылку преамбулы, за которой следует кадр данных и CRC. Пакет отправляется как «широковещательная рассылка» по шине в том смысле, что сигнал генерируется передатчиком станции и распространяется по всей сети. Если данные начинают пересылать одновременно две станции, то возникает конфликт. Обе станции будут вынуждены остановить пересылку и начать ее снова через произвольно выбранный интервал времени.

После периода «прослушивания» носителя станция начинает пересылку преамбулы, которая состоит из переходов между двоичными 1 и 0 и заканчивается двумя единицами. Длина преамбулы — 64 бита. Преамбула кадра нужна, так как принимающая сторона трансивера станции синхронизируется по Манчестерскому коду, поэтому требуется несколько бит для предварительной настройки на принимаемый сигнал (используется технология PPL (*Phase Locked Loop*) — *цикл блокировки фазы*). При отсутствии преамбулы первые биты кадра (из адреса получателя) всегда будут распознаваться некорректно.

Последний байт преамбулы (называется «начальный ограничитель кадра») завершается двумя 1, указывающими приемнику, что следует начинать пересылку битов на уровень DLC. За преамбулой следует 48-разрядный MAC-адрес получателя. На уровне DLC он сравнивается с адресом станции, широковещательным адресом рассылки на все станции сети (все единицы) и групповым адресом, на который запрограммирована станция. При наличии совпадения остаток кадра принимается в буфер сетевого адаптера, выставляется прерывание процессору, а драйвер сетевого адаптера переменяет пакет в основную память и уведомляет вышестоящий протокол о необходимости дальнейшей обработки данных. Некоторые сетевые адаптеры поддерживают захват шины — режим, при котором адаптер самостоятельно помещает пакет в основную память без участия процессора. Иногда сетевые адаптеры начинают пересылку пакета, не дожидаясь полного завершения операций с *Ethernet*. Если конфликт выявляется во время передачи преамбулы, оставшаяся часть преамбулы все равно пересылается, чтобы усилить и подкрепить сигнал «затор» этого конфликта. Его распознавание обеспечивается станциями сети. Когда конфликт проявляется во время пересылки кадра, станция продолжает отправлять еще 32 бита «затора», усиливая его.

Наступление конфликта во время передачи первых 64 или 512 битов данных кадра приводит к попытке повторной пересылки этого же кадра. Когда конфликт обнаружен после передачи 512 битов, реализация механизма пересылки зависит от типа микросхемы. Первые 512 битов называются квантом времени (*slot time*), который обеспечивает максимальную задержку двойного пробега бита по кабелям и повторителям плюс дополнительный 32-разрядный сигнал «затора».

Квант времени используется при вычислении параметров повторной пересылки после конфликта. После первой возникшей проблемы на уровне DLC генерируется случайное число из диапазона от 0 до 2, которое умножается на размер кванта времени для 512 битов (51,2 мкс — в 10 Мбит/с и 5,12 мкс — в 100 Мбит/с). Следовательно, первая повторная пересылка в среднем начинается через 51,2 мкс плюс 9,6 мкс (т.е. примерно через 60 мкс после конфликта). Вторая участвующая в конфликте рабочая станция должна иметь больший промежуток перед повторной пересылкой, чтобы первая станция смогла полностью завершить передачу кадра.

Возможно, в конфликте участвовали более двух станций. Кроме того, могут последовательно возникнуть несколько конфликтов. Для каждого следующего конфликта уровень DLC удваивает время ожидания повторной пересылки. Например, после второго конфликта уровень DLC берет случайное число уже из диапазона от 0 до 4 и умножает его на размер кванта времени. После третьего используется диапазон от 0 до 8; после четвертого: 0–16; после пятого: 0–32 и т.д. Максимальный диапазон, равный 0–1023, достигается после 10 последовательных конфликтов. Уровень DLC предпринимает 16 попыток повторной пересылки и только затем уведомляет драйвер сетевого адаптера. В этом случае пользователь увидит сообщение об ошибке типа «*Error receiving from network*» либо что-то подобное, но связанное с отсутствием доступа по сети и возможной причиной этой неисправности. Максимальный уровень конфликтов в среднем не должен превышать 5 % за несколько секунд.

9.1.5. Тестирование сетей на сетевом уровне

Сетевой уровень играет важную роль в межсетевом взаимодействии, поскольку на нем создаются пакеты датаграмм, маршрутизируемые по сети к получателю. Поэтому на сетевом уровне проверяется информация маршрутизации датаграмм.

Датаграмма — это пакет, содержащий всю необходимую адресную информацию для маршрутизации пакета и распознавания его приемной стороной. Поскольку очередной пакет датаграммы не связан с предыдущими и последующими пакетами, служба распространения датаграмм, реализованная на сетевом уровне, называется службой без состояния (*stateless*) или без установления соединения (*connectionless*).

Датаграммы могут быть посланы в любое время, без предварительного согласования параметров или подтверждения приема получателем. Если между источником и получателем существуют несколько различных путей, то последовательности поступления датаграмм к получателю и их отправки могут различаться.

В сетях IP маршрутизатор, пользуясь протоколом ICMP (*Internet Control Message Protocol* — протокол межсетевых управляющих сообщений), может вернуть информацию о невозможности доставки датаграммы. В сетях IPX подобные датаграммы просто отбрасываются.

Отправителю, желающему послать пакет со сквозным адресом сетевого уровня, необходимо знать адрес DLC получателя (когда он находится в той же сети) или адрес маршрутизатора (когда получатель находится в другой сети). Способ поиска отправителем адреса DLC зависит от сетевого протокола.

Для пересылки пакета маршрутизатор, как и отправитель, должен знать адрес DLC получателя (когда он находится в той же сети) или адрес другого маршрутизатора (когда получатель находится в удаленной сети). Способ поиска маршрутизаторами локальных адресов DLC зависит также и от сетевого протокола.

Маршрутизаторы узнают о существовании других маршрутизаторов с помощью протоколов RIP (*Routing Information Protocol* — протокол информации о маршрутизации) или OSPF (*Open Shorterst Path First* — протокол предпочтения кратчайшего пути), обеспечивающих распространение информации о сетевых идентификаторах между маршрутизаторами.

Пакеты RIP периодически рассылаются — каждые 20 с в Apple-Talk, 30 с — в IP и 60 с — в IPX. В OSPF рассылаются небольшие пакеты с сообщениями о поддержке соединения (*keep alive*). Полная информация о маршрутизации посылается только при запуске маршрутизатора или обновлении таблицы маршрутизации после изменения топологии сети.

Диагностика с помощью программы Traceroute

Программа *Traceroute* пользуется эхо-пакетами ICMP (или датаграммами UDP, что зависит от реализации) и устанавливает в заголовке IP время жизни, равное 1. Время жизни пакета закончится в первом достигнутом маршрутизаторе. Он возвратит отправителю пакет ICMP с сообщением об истечении времени жизни. Из этого пакета

отправитель узнает IP-адрес первого маршрутизатора. Следующие маршрутизаторы выявляются пакетами с временем жизни, равным 2, 3 и т.д. Если *Traceroute* обнаружит «черную дыру», из которой маршрутизаторы не возвращают ответа, то время жизни будет увеличено на единицу. Таким образом, будет предпринята попытка обнаружить следующий маршрутизатор. В конечном счете пакет будет возвращен получателем как обычный ответ *Ping*.

Обычно *Traceroute* отсылает три пакета для каждого значения времени жизни, чтобы вычислить среднее время отклика. В некоторых реализациях программы выполняется просмотр DNS по адресу источника из присланного пакета ICMP. Это медленная процедура, которой не рекомендуется пользоваться без необходимости.

На рис. 9.11 показано выполнение команды *Traceroute*, а также журнал перехвата соответствующих пакетов. Пакет 1 — это запрос DNS о предоставлении IP-адреса сайта www.net3group.com. Затем хост отсылает эхо-пакет ICMP (*Ping*) по IP-адресу получателя — www.net3group.com (205.219.138.158), в котором время жизни равно 1 (см. пакет 3). Первый маршрутизатор (208.160.32.56) возвращает хосту сообщение ICMP об истечении времени. Хост делает три попытки, а затем выполняет просмотр DNS для выяснения IP-адреса маршрутизатора (пакет 9).

Диагностика с помощью *Ping* и ICMP

Утилита *Ping* чаще всего используется для тестирования достижимости хостов по протоколу IP. *Ping* осуществляет передачу последовательности сообщений *Echo Request* (запрос отклика) по указанному IP-адресу с помощью протокола ICMP. Когда система, использующая этот IP-адрес, принимает сообщение, она создает сообщение *Echo Reply* в ответ на каждый запрос *Echo Request* и передает его обратно отправителю. Так как протокол транспортного уровня не задействуется, то это свидетельствует о том, что стек протоколов ниже сетевого работает верно. Если система, которая отправила *Echo Request*, не получила на него откликов, то, очевидно, присутствуют проблемы на стороне отправителя или получателя, либо в соединении между ними.

Окно вывода результатов выполнения команды PING выглядит следующим образом:

```
Pinging cz3 [192.168.2.3] with 32 bytes of data:  
Reply from 192.168.2.3: bytes=32 time=1ms TTL=128
```

Tracing route to www.net3group.com [205.219.138.158]
over a maximum of 30 hops:

- 1 185 ms 2346 ms 169 ms usimsptc7.usinternet.com [208.160.32.56]
- 2 155 ms 160 ms 210 ms border-GC-minneapolis.usinternet.com [206.152.221.70]
- 3 170 ms 209 ms 169 ms border1-hssi20-minneapolis.usinternet.com [206.152.221.91]
- 4 196 ms 207 ms 189 ms www.net3group.com [205.219.138.158]

Trace complete.

Network Monitor [Capture] [Details]

Time	Source	Destination	Protocol	Length	Info
0.000	205.219.138.11	216.17.10.48	DNS		Out:Std Qry for www.net3group.com. of type Host Addr on class IN
0.179	216.17.10.48	205.219.138.11	DNS		Out:Std Qry Resp. for www.net3group.com. of type Host Addr on class IN
0.041	205.219.138.158	216.17.10.48	ICMP		Echo, From 216.17.10.48 To 205.219.138.158
0.179	216.17.10.48	206.160.32.56	ICMP		Time Exceeded while trying to deliver to 205.219.138.158 See frame 7
0.011	205.219.138.158	216.17.10.48	ICMP		Echo, From 216.17.10.48 To 205.219.138.158
2.339	216.17.10.48	206.160.32.56	ICMP		Time Exceeded while trying to deliver to 205.219.138.158 See frame 5
0.011	205.219.138.158	216.17.10.48	ICMP		Echo, From 216.17.10.48 To 205.219.138.158
0.155	216.17.10.48	206.160.32.56	ICMP		Time Exceeded while trying to deliver to 205.219.138.158 See frame 9
0.011	205.219.138.11	216.17.10.48	DNS		Out:Std Qry for 56.32.160.206.in-addr.arpa. of type Dns name ptr on class IN
0.195	216.17.10.48	205.219.138.11	DNS		Out:Std Qry Resp. for 56.32.160.206.in-addr.arpa. of type Dns name ptr on class IN
0.045	205.219.138.158	216.17.10.48	ICMP		Echo, From 216.17.10.48 To 205.219.138.158
0.146	216.17.10.48	206.152.221.91	ICMP		Time Exceeded while trying to deliver to 205.219.138.158 See frame 11
0.014	205.219.138.158	216.17.10.48	ICMP		Echo, From 216.17.10.48 To 205.219.138.158
0.146	216.17.10.48	206.152.221.91	ICMP		Time Exceeded while trying to deliver to 205.219.138.158 See frame 13
0.014	205.219.138.158	216.17.10.48	ICMP		Echo, From 216.17.10.48 To 205.219.138.158
0.196	216.17.10.48	206.152.221.91	ICMP		Time Exceeded while trying to deliver to 205.219.138.158 See frame 15
0.011	206.219.138.11	216.17.10.48	DNS		Out:Std Qry for 70.221.152.206.in-addr.arpa. of type Dns name ptr on class IN
0.179	216.17.10.48	205.219.138.11	DNS		Out:Std Qry Resp. for 70.221.152.206.in-addr.arpa. of type Dns name ptr on class IN
0.001	205.219.138.158	216.17.10.48	ICMP		Echo, From 216.17.10.48 To 205.219.138.158
0.165	216.17.10.48	206.152.221.91	ICMP		Time Exceeded while trying to deliver to 205.219.138.158 See frame 19
0.014	205.219.138.158	216.17.10.48	ICMP		Echo, From 216.17.10.48 To 205.219.138.158
0.196	216.17.10.48	206.152.221.91	ICMP		Time Exceeded while trying to deliver to 205.219.138.158 See frame 21
0.015	205.219.138.158	216.17.10.48	ICMP		Echo, From 216.17.10.48 To 205.219.138.158
0.165	216.17.10.48	206.152.221.91	ICMP		Time Exceeded while trying to deliver to 205.219.138.158 See frame 23
0.015	205.219.138.11	216.17.10.48	DNS		Out:Std Qry for 91.221.152.206.in-addr.arpa. of type Dns name ptr on class IN
0.215	216.17.10.48	205.219.138.11	DNS		Out:Std Qry Resp. for 91.221.152.206.in-addr.arpa. of type Dns name ptr on class IN
0.045	205.219.138.158	216.17.10.48	ICMP		Echo, From 216.17.10.48 To 205.219.138.158
0.165	216.17.10.48	205.219.138.158	ICMP		Echo Reply, To 216.17.10.48 From 205.219.138.158
0.015	205.219.138.158	216.17.10.48	ICMP		Echo, From 216.17.10.48 To 205.219.138.158
0.195	216.17.10.48	205.219.138.158	ICMP		Echo Reply, To 216.17.10.48 From 205.219.138.158
0.011	205.219.138.158	216.17.10.48	ICMP		Echo, From 216.17.10.48 To 205.219.138.158
0.179	216.17.10.48	205.219.138.158	ICMP		Echo Reply, To 216.17.10.48 From 205.219.138.158

```

*****
IP: 21778 + 0x0000 Protocol = IP: 300 Internet Protocol
IP: ID = 0x0568; Proto = ICMP; Len = 92
IP: Version = 4 (0x04)
IP: Header Length = 20 (0x14)
IP: Service Type = 0 (0x00)
IP: Total Length = 92 (0x5c)
IP: Identification = 38232 (0x95f8)
IP: Flags Summary = 0 (0x00)
IP: Fragment Offset = 0 (0x00) Byte
IP: Time To Live = 1 (0x01)
IP: Protocol = ICMP - Internet Control Message
IP: Checksum = 0x8000
IP: Source Address = 216.17.10.48
IP: Destination Address = 205.219.138.158
IP: Data: Number of data bytes remaining = 72 (0x0048)
ICMP: Echo, From 216.17.10.48 To 205.219.138.158
  
```

Рис. 9.11. Выполнение команды Tracert

- Reply from 192.168.2.3: bytes=32 time<10ms TTL=128
 - Reply from 192.168.2.3: bytes=32 time=1ms TTL=128
 - Reply from 192.168.2.3: bytes=32 time<10ms TTL=128
- Ping statistics for 192.168.2.3:

Packets: send = 4, Received =4 Lost = 0 (0% loss),
Approximate round trip time in milli-seconds:
Minimum =0 ms, Maximum =1ms, Average =0ms.

9.1.6. Тестирование сетей на уровнях от транспортного до прикладного

Тестирование протоколов верхних уровней с помощью анализаторов протоколов позволяет ответить на вопросы о правильном функционировании:

- протоколов TCP и UDP (транспортный уровень);
- протоколов DNS и NetBIOS и др. (сеансовый уровень);
- ASN.1 и XWindow (представительский уровень);
- DHCP, FTP, Telnet и др. (прикладной уровень).

Это, в свою очередь, позволяет оценить производительность сети и протоколов верхних уровней, проанализировать сеанс связи.

9.2. Измерения в сетях телефонной связи

Основными измерениями, выполняемыми на сети телефонной связи, являются измерения параметров абонентского кабеля и соединительных линий, измерение величины нагрузки и тестирование протоколов сигнализации. Методы тестирования абонентских кабелей предусматривают измерение сопротивления шлейфа, изоляции, определение места обрыва (см. гл. 6). Измерение параметров соединительных линий предусматривает измерение параметров аналоговых каналов и сетевых трактов (см. гл. 7). Измерение величины нагрузки в данном учебнике не рассматривается.

Тестирование протоколов сигнализации телефонных сетей связи

Современные узлы и станции телефонной сети связи обычно используют один из трех стеков протоколов сигнализации: систему общеканальной сигнализации ОКС7, протокол DSS1 первичного доступа PRI и универсальный интерфейс сети доступа V5.2.

Система ОКС7 используется внутри телефонной сети для сигнализации между транзитными коммутационными узлами и оконечными станциями, для доступа узлов и станций к сетевым базам данных, а также для взаимодействия с пакетными сетями.

ОКС7 представляет собой особый тип передачи данных, специализированный для пересылки сигналов сигнализации и информа-

ционного обмена между процессорами узлов связи различного назначения. Эта система сигнализации является универсальной, так как она ориентирована на использование в разных сетях: телефонных, интеллектуальных, подвижной связи, передачи данных, а также на стыках тех и других сетей с ISDN и в самой ISDN.

Интерфейс V5.2 применяется для подключения оборудования сетей доступа к оконечным коммутационным станциям ТфОП. Расширение номенклатуры средств сети абонентского доступа вызвало потребность в стандартном интерфейсе, который позволил бы совмещать в одной сети оборудование разных производителей и, как следствие, создание универсального интерфейса V5 в двух модификациях: V5.1 и V5.2.

Через интерфейс V5.2 можно подключить оборудование по 16 трактам E1. Интерфейс является асимметричным. На одной стороне интерфейса находится местная телефонная станция — LE (*Local Exchange*), на другой — сеть доступа — AN (*Access network*). Стек V5.2 содержит несколько протоколов, при этом наибольшей спецификой обладают протоколы сетевого уровня. Это протоколы передачи телефонной (ТфОП) сигнализации, управления (включает протокол управления пользовательскими портами и протокол общего управления), размещения несущих каналов, управления трактами, защиты.

Тестирование протоколов сигнализации включает тестирование конформности, диагностическое тестирование и оценку производительности

Тестирование взаимодействия

Тестирование взаимодействия разных протоколов и систем сигнализации приобретает важное значение для современных мультисервисных телекоммуникационных сетей. Тестирование взаимодействия необходимо и внутри ТфОП: между общеканальными системами сигнализации, интерфейсами (OKC7, DSS1, V5) и системами сигнализации по выделенным каналам (2BCK, 1BCK, R2) с разными способами передачи регистровой информации (многочастотный импульсный челнок, пакет, MFC R2, DTMF). Чаще всего процедуры взаимодействия осуществляются элементами сети ТфОП, например, в тех случаях, когда аналоговый абонент звонит абоненту ISDN, используя в качестве межстанционной сигнализации подсистему ISUP OKC7. Тесты взаимодействия проводят с помощью стандартных функций

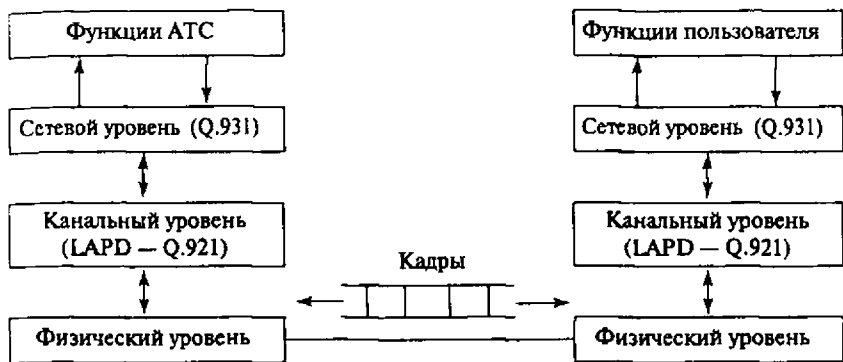


Рис. 9.12. Уровни протокола DSS1

симуляции протоколов, дополненных графическими редакторами тестовых сценариев и конструкторами сообщений.

Мониторинг

Мониторинг телекоммуникационных протоколов является последней фазой тестирования протоколов, самой длительной и самой важной. Такой мониторинг обеспечит:

- выявление ошибок при взаимодействии протоколов, не обнаруженных на других этапах тестирования;
- обнаружение несанкционированного доступа к ресурсам со стороны отдельных абонентов;
- сбор информации о вызовах и транзакциях;
- трассировку вызовов;
- обнаружение заикливания сообщений;
- контроль источников и маршрутов прохождения трафика.

Системы мониторинга и анализа сигнализации декодируют принимаемые от многочисленных каналов сети сигнализации сообщения и сигналы, проверяют их на предмет соответствия заданной спецификации, выделяют (как правило, красным цветом) сообщения или их отдельные параметры, не соответствующие спецификации, точно таким же образом они отображают перегрузки, аварийные ситуации и др.

Протокол цифровой абонентской сигнализации № 1 — DSS1 (*Digital Subscriber Signaling № 1*), разработанный Международным

союзом электросвязи (ITU-T), предназначен для передачи сигнальных сообщений между абонентом и телефонной сетью ISDN по так называемому D-каналу абонентского интерфейса. ITU-T определяет два варианта абонентского интерфейса:

- «базовый доступ» — два 64 кбит/с канала для передачи речи или данных пользователя (B-каналы) + один 16 кбит/с канал для передачи сообщений сигнализации (D-канал);
- «первичный доступ» — тридцать 64 кбит/с каналов для передачи речи или данных + один 64 кбит/с канал для передачи сообщений сигнализации.

Архитектура протокола DSS-1 разработана на основе семиуровневой модели взаимодействия открытых систем (см. п. 9.1) и соответствию ее первым трем уровням — физическому, каналному и сетевому.

Физический уровень протокола DSS-1 содержит функции формирования каналов В и D и определяет процессы преобразования информации, создаваемой уровнями 2 и 3, в электрические сигналы. Физический уровень для базового доступа (интерфейс S, 192 кбит/с) стандартизован ITU-T в Рекомендации I.430; для первичного доступа (поток E1, 2 Мбит/с) — в Рекомендации G.703.

Канальный уровень использует протокол LAPD (*Link Access Protocol for D-channels*), обеспечивает использование D-канала для двустороннего обмена данными между оборудованием пользователя и оборудованием АТС. Функции этого уровня включают в себя управление последовательностью передачи данных для сохранения очередности следования информации, а также обнаружение и исправление ошибок при передаче. Формат кадров LAPD показан на рис. 9.13.

В кадрах LAPD присутствуют следующие поля:

- *Флаг*. Каждый кадр начинается и заканчивается однобайтовым флагом вида 01111110.
- *SAPI (Service Access Point Identifier)*. Идентификатор точки доступа к услуге обозначает, к управлению каким типом услуг относится данный кадр.
- *C/R*. Бит идентификации команда/ответ определяет, является кадр командой или ответом о результате выполнения команды.
- *TEI (Terminal Endpoint Identifier)*. В этом поле передается идентификатор устройства пользователя, для которого предназначен кадр, или 127 в случае ширококвещательной посылки.

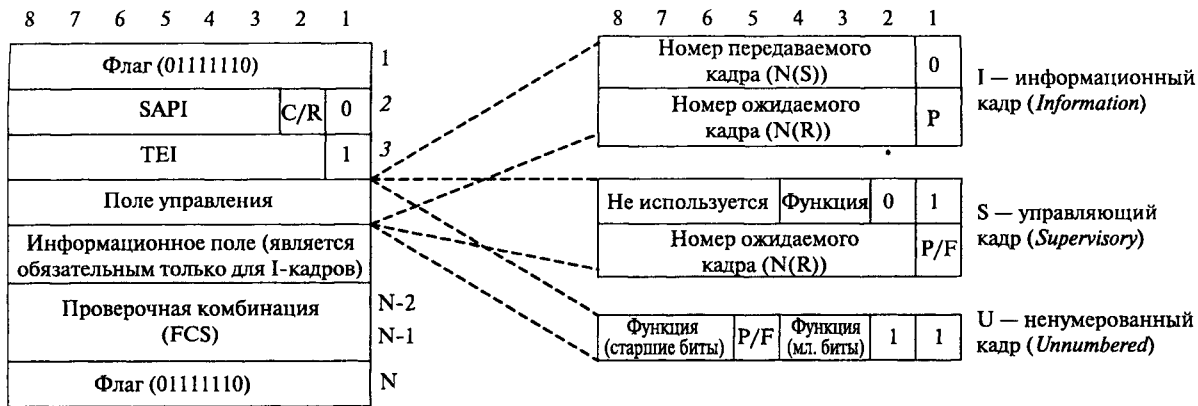
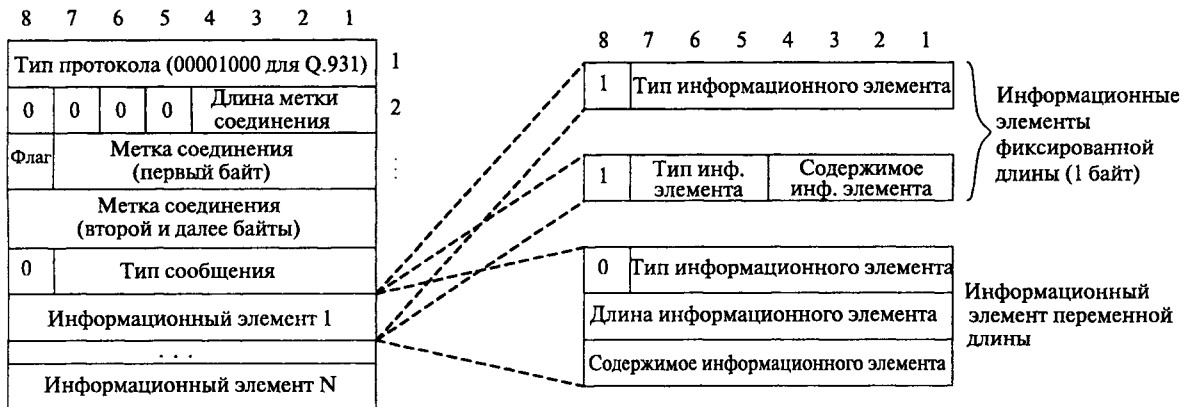


Рис. 9.13. Общий формат кадра LAPD



- *Поле управления* - - состоит из одного или двух байт и содержит тип кадра, а также дополнительную информацию в зависимости от типа кадра: *кадр типа I (Information* — информационный) служит для передачи информации уровня 3; *кадр типа S (Supervisory* — управляющий) служит для функций управления соединением LAPD и содержит номер ожидаемого кадра и код выполняемой функции; *кадр типа U (Unnumbered* — нумерованный) служит для предоставления различных дополнительных функций.

- *Информационное поле* — содержит информацию 3-го уровня, которую несет кадр.

- *Проверочная комбинация (FCS)* — содержит контрольные биты для проверки безошибочности передачи информационного поля, поля управления и адреса.

Для канального уровня определены две формы передачи информации: с подтверждением и без подтверждения. При неподтверждаемой передаче информация уровня 3 переносится в нумерованных кадрах и уровень 2 не обеспечивает подтверждение получения этих кадров и сохранение очередности их следования; при подтверждаемой передаче информации передаваемые уровнем 2 кадры нумеруются, что позволяет подтверждать получение каждого кадра и запрашивать повторную передачу в случае ошибки.

Сетевой уровень предполагает использование:

- протокола сигнализации для телефонии, определенный в Рекомендации L451 или Q.931;
- протокола передачи данных в пакетном режиме, определенный в Рекомендации X.25;
- других протоколов, которые могут быть определены в будущем.

Протокол сигнализации Q.931 определяет смысл и содержание сигнальных сообщений и логическую последовательность событий, происходящих при создании, в процессе существования и при разрушении телефонных соединений. Функции сетевого уровня обеспечивают управление базовым телефонным соединением и дополнительными услугами, а также некоторые дополнительные к уровню 2 транспортные возможности.

Формат сообщений 3-го уровня показан на рис. 9.14. В сообщениях 3-го уровня присутствуют следующие поля:

- *Тип протокола*. Для сообщений DSS1 в соответствии с Q.931 в этом поле всегда должен указываться идентификатор 00001000\$.

- *Метка соединения.* Каждому устанавливаемому соединению сопоставляется свой уникальный номер — метка соединения — которая затем используется во всех сообщениях, относящихся к этому соединению. В зависимости от настроек сети метка может иметь длину от 1 до 4 байт.

- *Тип сообщения.* Это значение определяет цель посылки данного сообщения. Наиболее важные типы сообщений указаны далее в рассмотрении примера установки базового соединения.

- *Дополнительные информационные элементы.* В случае, когда смысл сообщения не исчерпывается его типом, в сообщении может присутствовать дополнительная информация, организованная в блоки стандартных типов с переменной или постоянной длиной.

Протокол DSS1 используется для соединения железнодорожной сети связи с общегосударственной сетью телефонной связи (ОГСТФС), где в качестве стороны пользователя выступает ЖАТС1, а в качестве стороны сети — районная АТС. Также DSS1 используется для соединения цифровых абонентских линий с ЖАТС1, где ЖАТС уже выступает в качестве стороны сети, а абонентская линия — в качестве стороны пользователя. Для связи между ЖАТС, как правило, используется другой протокол — QSIG, являющийся модификацией DSS1 для работы между одноранговыми АТС.

Анализатор межстанционной сигнализации, как правило, представляет собой аппаратный интерфейс, который подключается по параллельному порту к персональному компьютеру. На ПК устанавливается специальное программное обеспечение для декодирования и фильтрации протоколов. Ряд тестеров сочетает в себе функции мониторинга, симулятора и анализатора.

Упрощенная структурная схема анализатора приведена на рис. 9.15. Анализатор состоит из входного устройства, измерительного блока и ПЭВМ со специализированным программным обеспечением.

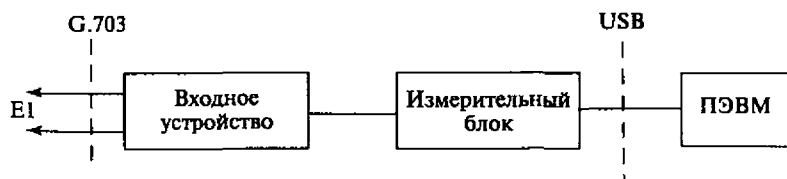


Рис. 9.15. Упрощенная схема анализатора протоколов

```

Измерение начато: 17 Ноябрь 03, понедельник, 15:57:18
15:57:18.554 Канальный интервал DSS1: 16
15:57:18.554 Поток 0 синхронизирован
15:57:18.554 Поток 1 синхронизирован
15:57:25.938 > 1 45 S-кадр: RR - к приему готов
15:57:25.942 < 1 61 S-кадр: RR - к приему готов
15:57:38.110 > 61 0 45 I-кадр: соед 185 - DISC - разъединение
15:57:38.117 < 0 62 S-кадр: RR - к приему готов
15:57:38.175 < 45 0 62 I-кадр: соед 185 - RLSE - освобождение ресурсов
15:57:38.233 > 62 0 46 I-кадр: соед 185 - RLCOM - ресурсы освобождены
15:57:38.241 < 0 63 S-кадр: RR - к приему готов
15:57:38.254 < 46 0 63 I-кадр: соед 156 - SETUP - запрос связи
Вызов: 729 <-- ?
Ошибка в параметрах сообщения
15:57:38.334 > 63 0 47 I-кадр: соед 156 - CALPRC - соединение устанавливает
15:57:38.341 < 0 64 S-кадр: RR - к приему готов
15:57:38.356 > 64 0 47 I-кадр: соед 156 - ALERT - посылка вызова
15:57:38.364 < 0 65 S-кадр: RR - к приему готов
15:57:40.491 > 65 0 47 I-кадр: соед 156 - CONN - соединение (ответ абонента)
15:57:40.498 < 0 66 S-кадр: RR - к приему готов
15:57:40.563 < 47 0 66 I-кадр: соед 156 - CONACK - соединение готово
15:57:40.665 > 0 48 S-кадр: RR - к приему готов
15:57:43.188 < 48 0 66 I-кадр: соед 47 - SETUP - запрос связи

```

Рис. 9.16. Расшифровка сообщения принятого анализатором

Входное устройство содержит двухпортовый измерительный интерфейс EI в соответствии с Рекомендацией G.703 и усилитель с входным сопротивлением не менее 1500 Ом. Измерительный блок обеспечивает регистрацию и передачу в персональный компьютер информации, передаваемой в сигнальном канале цифрового потока. Сопряжение измерительного блока с персональным компьютером осуществляется посредством USB-интерфейса. Сообщения канального и сетевого уровней декодируются с помощью ПО ПЭВМ. Для управления выводом сообщений на экран программный интерфейс содержит настраиваемые пользователем программные фильтры. Пример расшифровки сообщений, принятых анализатором, приведен на рис. 9.16.

Глава 10. ИЗМЕРЕНИЯ В РАДИОСВЯЗИ

10.1. Измерение параметров радиостанций железнодорожной связи

Правила технической эксплуатации железных дорог определяют статус радиосвязи как неотъемлемой части технологического процесса. Качество и надежность работы радиосвязи непосредственно влияет на обеспечение безопасности грузовых и пассажирских перевозок. Непрерывное техническое усложнение радиостанций железнодорожной связи и рост степени автоматизации выдвигают на передний план проблему оптимальной организации их эксплуатации и обслуживания.

Для организации технического обслуживания средств радиосвязи разрабатываются и издаются документы по технологическим процессам обслуживания. Вместе с радиостанциями завод-изготовитель посылает потребителю техническое описание и инструкцию по эксплуатации, в которых указываются основные технические данные, описывается работа узлов радиостанций, а также порядок и методы проверки технического состояния с указанием контрольно-измерительных приборов и оборудования, перечисляются характерные неисправности и методы их устранения.

Структура технического обслуживания радиосредств в дистанциях Центрального регионального центра связи включает в себя контрольные пункты поездной радиосвязи (КП) при локомотивных депо, контрольно-ремонтные пункты (КРП) по ремонту, регулировке и настройке аппаратуры и линейные подразделения, обслуживающие стационарные и линейные устройства. В пределах дороги имеется вагон-лаборатория, входящий в состав дорожной лаборатории связи.

Работники дорожной лаборатории проводят комплексную проверку работы поездной радиосвязи измерением уровня сигнала от стационарных радиостанций вдоль перегона с контролем основных электрических параметров, измеряют уровни помех и выявляют участки неуверенного приема и отсутствия связи.

Дежурный электромеханик КП проводит проверку радиостанций на каждом локомотиве и моторвагонном подвижном составе, проходящем через контрольные пункты, путем установления связи с контрольной радиостанцией или автоматическим контрольным пунктом, проверяет основные параметры радиостанций с помощью встроенного контроля. В случае обнаружения неисправности электромеханик снимает радиостанцию с локомотива и отправляет на КРП. Радиостанции отправляются на КРП и для плановой проверки их параметров.

Линейные электромеханики осуществляют осмотр и ремонт стационарных антенн, антенных фидеров, проверяют и настраивают антенно-согласующие устройства, проводят контрольную проверку действия стационарных радиостанций. Ремонт и плановая проверка стационарных радиостанций также осуществляются на КРП.

Электромеханики КРП в соответствии с технологическим процессом проводят плановую проверку, ремонт и настройку стационарных, локомотивных, носимых радиостанций, распорядительных станций и линейных устройств. В технических помещениях КРП устанавливаются стенды с измерительной аппаратурой для ремонта, настройки и проверки радиостанций. В технологических картах указывается периодичность проверки, даются переченьверяемых параметров и методика их проверки.

Требования к параметрам железнодорожных радиостанций, методика их проверки и допустимые отклонения основных параметров при действии дестабилизирующих факторов должны соответствовать ГОСТ 12252—86.

В следующих разделах рассматриваются методы измерения основных параметров передатчиков и приемников радиостанций.

10.1.1. Измерение параметров передатчика

Согласование в радиотехнических цепях.

Измерение коэффициента стоячей волны

Согласование сопротивлений в трактах передачи энергии радиотехнических устройств существенно влияет на качество работы передатчиков, приемников и всего канала связи в целом, так как энергия, отдаваемая в нагрузку, зависит от согласования этой нагрузки с волновым сопротивлением линии связи. Например, при плохом согласовании антенны с фидерной линией передачи в ней появляются отра-

жения и отдаваемая передатчиком мощность уменьшается. В линии возникают как падающие, так и отраженные волны. В зависимости от характера и величины нагрузки в линии устанавливается один из трех режимов: бегущих, стоячих или смешанных волн.

Рассмотрим эти режимы. Пусть имеется линия передачи с волновым сопротивлением Z_0 , по которой передается электромагнитная энергия от генератора синусоидального напряжения к нагрузке с сопротивлением Z_H . Будем полагать, что внутреннее сопротивление генератора равно волновому сопротивлению линии Z_0 , т.е. $Z_r = Z_0$ (рис. 10.1, а).

1. Режим бегущих волн устанавливается при нагрузке линии активным сопротивлением, равным ее волновому, т.е. $Z_H = R_H = Z_0$. В этом случае существует полное согласование: в линии распространяется поток падающей волны, движущейся от генератора к нагрузке,

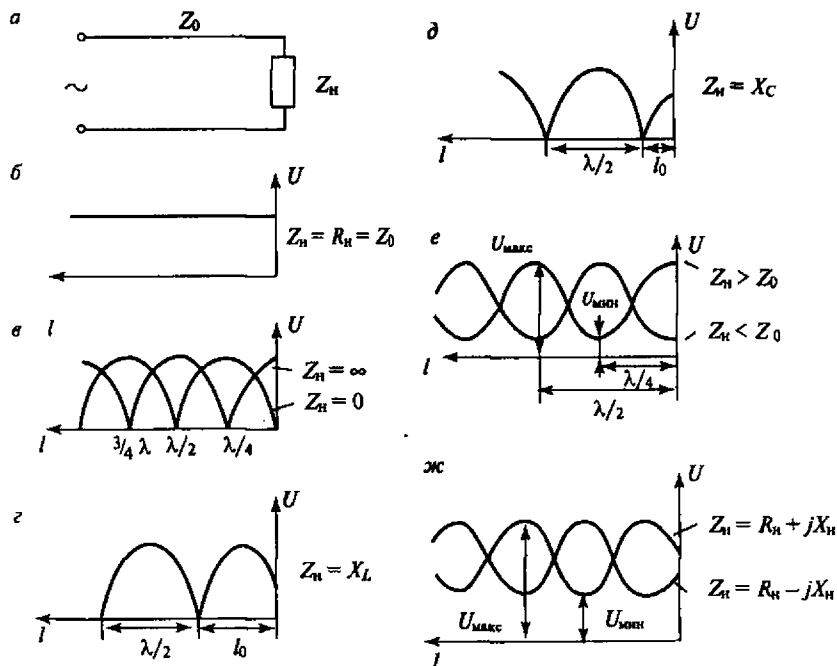


Рис. 10.1. Графики распределения напряженности электрического поля вдоль линии

полностью поглощаемый нагрузкой. Отраженная волна, движущаяся от нагрузки к генератору, отсутствует (рис. 10.1, б).

2. Режим стоячих волн устанавливается при коротком замыкании (КЗ) линии $Z_{\text{н}} = 0$ или при холостом ходе (ХХ) $Z_{\text{н}} = \infty$, а также при нагрузке линии реактивным сопротивлением $Z_{\text{н}} = X_L$ и $Z_{\text{н}} = X_C$. Здесь отсутствует односторонний поток энергии в сторону нагрузки. При КЗ линии амплитуда отраженной волны равна падающей, а фаза отраженной волны противоположна фазе падающей. В месте КЗ образуется первый узел напряжения, затем узлы повторяются по длине линии по направлению к генератору через расстояние $l = \lambda/2$, а пучность через $l = \lambda/4$ (сплошная линия на рис. 10.1, в). При ХХ картина аналогичная, только в конце линии образуется пучность напряжения, а первый узел образуется на расстоянии $l = \lambda/4$ (пунктирная линия на рис. 10.1, в).

При $Z_{\text{н}} = X_L$ первый узел напряжения образуется на расстоянии $l > \lambda/4$ от места включения нагрузки (рис. 10.1, г), а при емкостной — на расстоянии $l < \lambda/4$ (рис. 10.1, д).

3. Режим смешанных волн устанавливается при нагрузке активным сопротивлением, не равным волновому сопротивлению линии ($R_{\text{н}} \neq Z_0$), или произвольным комплексным сопротивлением ($Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} \pm jX_{\text{н}}$). При этом режиме амплитуда падающей волны больше амплитуды отраженной, энергия переносится в сторону нагрузки и часть ее поглощается нагрузкой. Напряжение вдоль линии изменяется от $U_{\text{мин}}$ до $U_{\text{макс}}$ (рис. 10.1, е, ж).

Расстояние от сечения линии, где включена нагрузка, до первого минимума напряжения в сечении линии по направлению к генератору l_0 зависит от нагрузки:

при $Z_{\text{н}} > Z_0$ $l_0 = \lambda/4$ (рис. 10.1, е, сплошная линия),

при $Z_{\text{н}} < Z_0$ $l_0 = 0$ (рис. 10.1, е, пунктирная линия),

при $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} + jX_{\text{н}}$ $l_0 > \lambda/4$, (рис. 10.1, ж, сплошная линия),

при $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} - jX_{\text{н}}$ $l_0 < \lambda/4$, (рис. 10.1, ж, пунктирная линия).

Отсюда следуют выводы:

- при отсутствии согласования в линии возникают смешанные или стоячие волны, приводящие к снижению или полному прекращению передачи энергии от источника к потребителю;

- наличие стоячих волн может привести к пробоям в высоковольтных фидерах передатчиков в местах образования пучностей;

• если нагрузкой является измерительный прибор, то отсутствие согласования приводит к появлению систематической ошибки при измерениях.

Мера согласования линии с нагрузкой характеризуется следующими коэффициентами: отражения (Γ), стоячей (КСВ) и бегущей (КБВ) волн.

Коэффициент отражения определяется отношением амплитуды отраженной от нагрузки волны к амплитуде падающей и выражается формулой

$$\dot{\Gamma} = |\Gamma| e^{j\varphi} = \sqrt{\frac{U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}}}} e^{j\varphi},$$

где $U_{\text{отр}}$ и $U_{\text{пад}}$ — напряжение отраженной и падающей волн, соответственно;
 $\varphi = 2\beta l_0$ — разность фаз этих волн;
 $\beta = 2\pi/\lambda$ — волновое число;
 l_0 — расстояние от места включения нагрузки до первого минимума напряжения на линии.

Модуль коэффициента отражения равен

$$\Gamma = \sqrt{\frac{(R_{\text{н}} - Z_0)^2 + X_{\text{н}}^2}{(R_{\text{н}} + Z_0)^2 + X_{\text{н}}^2}}.$$

При чисто активной нагрузке $X_{\text{н}} = 0$ формула упрощается

$$\Gamma = \frac{R_{\text{н}} - Z_0}{R_{\text{н}} + Z_0}.$$

Коэффициент стоячей волны определяется соотношением максимального и минимального значений напряжения в линии и равен

$$K_{\text{с}} = \frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{min}}}.$$

Коэффициент бегущей волны

$$K_{\text{б}} = 1/K_{\text{с}} = \frac{U_{\text{min}}}{U_{\text{max}}}.$$

В режиме бегущих волн $\Gamma = 0$, $K_{\text{с}} = K_{\text{б}} = 1$.

В режиме стоячих волн $\Gamma = 1$, $K_c = \infty$, $K_6 = 0$.

В режиме смешанных волн эти коэффициенты могут принимать любые значения в следующих пределах:

$$0 < \Gamma < 1, \quad 1 < K_c < \infty, \quad 0 < K_6 < 1.$$

Модуль коэффициента отражения и коэффициенты стоячей и бегущей волны связаны между собой соотношениями:

$$|\Gamma| = \frac{K_c - 1}{K_c + 1} = \frac{1 - K_6}{1 + K_6};$$

$$K_c = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}; \quad K_6 = \frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|}.$$

При оценке степени согласования можно измерять любой из этих коэффициентов, а остальные определять расчетным путем. В радиостанциях железнодорожной связи измеряют КСВ.

В зависимости от диапазона частот КСВ может быть определен при помощи измерительной линии, направленных ответвителей или рефлектометров.

Измерительная линия позволяет получить картину распределения электрического поля вдоль линии передачи и выполняется в виде отрезка коаксиальной линии или волновода. Коаксиальные линии используют в дециметровом и частично в сантиметровом диапазоне волн, волноводные — в сантиметровом и миллиметровом диапазоне. Любая измерительная линия состоит из двух частей: основной линии

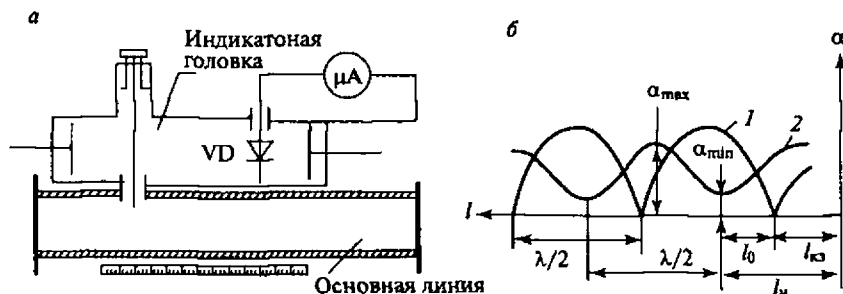


Рис. 10.2. Схематическое изображение измерительной линии (а); распределение напряжения вдоль измерительной линии (б); 1 — при коротком замыкании; 2 — при включенной нагрузке.

и индикаторной головки. На рис. 10.2, а показано устройство волноводной измерительной линии. Основная линия выполнена в виде отрезка волновода, примерно равного трем длинам волн рабочего диапазона. Сверху линии прорезана щель, вдоль которой перемещается скользящая каретка с индикаторной головкой. Резонатор индикаторной головки слабо связан с основной линией погруженным в нее зондом. Резонатор содержит кристаллический детектор и настраивается в резонанс с помощью поршней. Основная линия включается между генератором и линией передачи или перед нагрузкой с помощью соответствующих элементов: фланцев для волноводных линий и разъемов для коаксиальных линий. Электрическое поле основной линии наводит в зонде ЭДС, которая возбуждает в резонаторе электромагнитное поле, вызывающее ток в цепи детектора. Значение выпрямленного тока, который пропорционален напряженности электрического поля в основной линии, измеряется микроамперметром. На каретке нанесена шкала для измерения расстояния. С помощью измерительных линий можно измерить коэффициент стоячей и бегущей волн, а также длину волны в коаксиальной линии или в волноводе.

При измерении коэффициента стоячей волны измерительную линию включают между генератором и нагрузкой, ближе к последней. Сначала линию замыкают накоротко с помощью прилагаемого к ней короткозамыкателя; в линии возникает стоячая волна. Зонд устанавливают в сечение первого узла напряжения вблизи от короткозамыкателя, положение этого сечения $l_{кз}$ фиксируют по шкале расстояний. Перемещая зонд в направлении к генератору, определяют положение следующего узла, который отстоит от первого на расстоянии $\lambda/2$ (рис. 10.2, б). Затем вместо короткозамыкателя включают реальную нагрузку; в линии устанавливается режим смешанных волн. Зонд устанавливают в положение минимума, ближайшего к первому измеренному узлу, и фиксируют расстояние $l_{н}$. По разности $l_0 = l_{н} - l_{кз}$ определяют фазовый угол и длину волны $\varphi = 2\beta l_0 = 4\pi l_0/\lambda$.

Перемещая каретку в направлении от нагрузки к генератору, определяют значения a_{\max} и a_{\min} . Коэффициент стоячей волны — при линейной характеристике детектора

$$K_c = a_{\max} / a_{\min}$$

при квадратичной

$$K_c = \sqrt{\alpha_{\max} / \alpha_{\min}}$$

Недостатком измерительных линий является их громоздкость и значительное излучение из щели.

В диапазоне СВЧ измерение КСВ можно осуществить с помощью направленных ответвителей (НО), позволяющих измерять напряжение падающей и отраженной волн. Направленные ответвители выполняются с использованием волноводов или полосковых линий. Простейший направленный ответвитель на волноводах показан на рис. 10.3, а. Он состоит из двух связанных волноводных линий: главной, которая включается в тракт передачи энергии от источника к нагрузке, и добавочной, связанной с основной двумя отверстиями, расположенными на расстоянии четверти длины волны ($\lambda/4$) друг от друга. Добавочная линия нагружена на согласованную нагрузку и индикатор для измерения напряжения (или мощности). Если индикатор включить в правом конце добавочной линии, то он измеряет напряжение падающей волны (изображенной на рисунке сплошной линией). Как видно из рисунка, пути распространения падающей

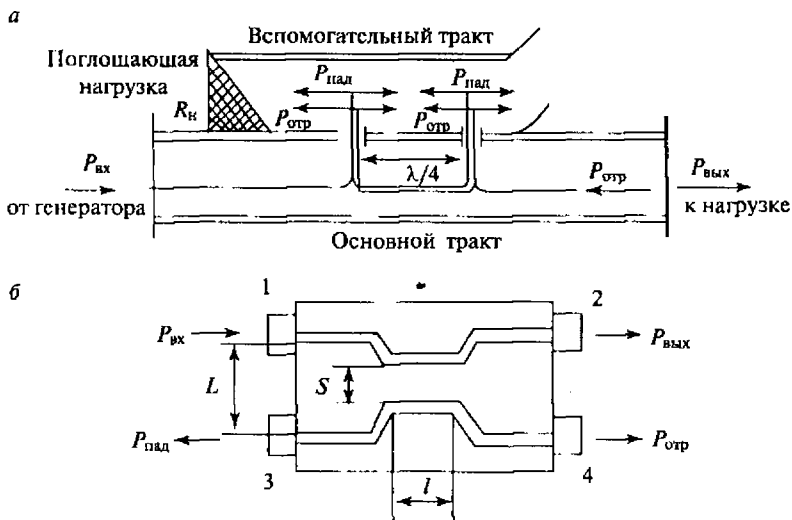


Рис. 10.3. Схематическое изображение направленных ответвителей на волноводных линиях (а) и полоскового (б)

волны к индикатору через оба окна связи будут равны, и колебания придут в одинаковой фазе. Колебания отраженной волны от нагрузки основной линии (на рисунке изображена пунктирной линией), пройдя через оба окна связи, будут иметь разность хода, равную половине длинны волны и, следовательно, придут к индикатору в противоположных фазах. При включении индикатора в левом конце добавочной линии, он будет измерять напряжение отраженной волны, так как здесь колебания отраженной волны складываются, а падающей — вычитаются.

Направленные ответвители характеризуются следующими параметрами:

- затуханием основного тракта $A = 10 \lg P_{\text{вх}} / P_{\text{вых}}$;
- переходным затуханием $A_{\text{п}} = 10 \lg P_{\text{вых}} / P_{\text{пад}}$;
- направленностью $A_{\text{н}} = 10 \lg P_{\text{пад}} / P_{\text{отр}}$;
- КСВ и коэффициентом отражения основного тракта:

$$K_c = \frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{min}}}; \quad \Gamma = \frac{U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}}}$$

В этих выражениях $P_{\text{вх}}$ и $P_{\text{вых}}$ — мощность на входе и выходе основного тракта прохождения сигнала, $P_{\text{пад}}$ и $P_{\text{отр}}$ — мощность ответвленной падающей и отраженной волн на выходе вспомогательного тракта.

Недостатком волноводных НО является использование их на определенной длине волны.

Диапазонные НО выполняют на полосковых линиях. На рис. 10.3, б показан вид сверху такого НО. На основании из полистирола наносят металлические полоски, образующие основную и вспомогательную линии. Расстояние S между полосками определяет степень связи между основной (например, 1—2) и вспомогательной (3—4) линиями. При $S \geq L$ полосковые линии 1—2 и 3—4 можно считать одиночными, независимыми линиями. При $S \leq L$, как это имеет место на участке l , связь между полосками возрастает и часть энергии, подведенной к разьему 1, ответвляется в линию 3—4. Передача энергии из основной линии во вспомогательную зависит от длины распространяющейся волны λ и длины участка l . Наибольшая направленность будет при $l = \lambda/4$. Характерной особенностью полоскового НО является распространение падающей волны во вспомогательном тракте к

разъему 3, а отраженной — к контакту 4. Это связано с поворотом фазы волны на 180° в полистироле, играющем роль диэлектрика в полосковой линии.

Проверку исправности антенно-фидерных устройств (АФУ) и радиопередатчиков железнодорожной связи оценивают степенью согласования выходных каскадов передатчиков с АФУ определением КСВ. Для этой цели широкое применение нашли рефлектометры. Рефлектометр представляет собой направленный ответвитель с нагрузками для ответвления падающей и отраженной волн и индикаторами для их измерения. Один из вариантов такого рефлектометра, выполненный на основе токового трансформатора, показан на рис. 10.4.

Трансформатор Т1 является датчиком тока. Первичная обмотка Т1 имеет один виток, вторичная — n витков, намотанных на карбонильном кольце. Напряжение на вторичной обмотке равно $2U_T$, и обмотка имеет отвод от середины. Иногда вторичную обмотку выполняют из двух отдельных обмоток, каждая с напряжением U_T . На емкостном делителе С1 и С2 создается напряжение U_C , значительно меньшее, чем на линии. Данные Т1, R1 и делителя С1/С2 выбирают таким образом, чтобы при согласованной нагрузке $Z_H = R_H = Z_0$ напряжение $U_C = U_T$. Балансировка для уравнивания напряжений осуществляется изменением С1. Диод VD1 выпрямляет ток падающей волны, а диод VD2 — отраженной.

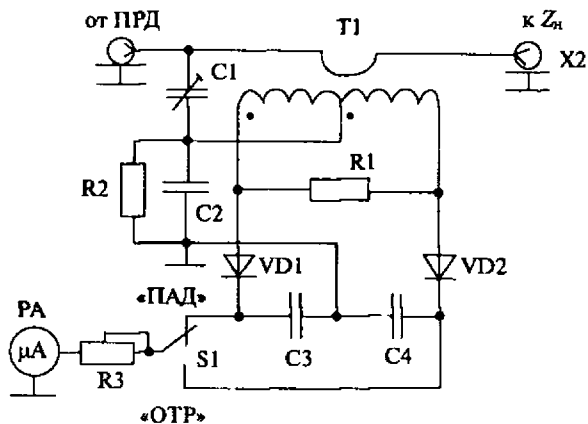


Рис. 10.4. Рефлектометр на основе токового трансформатора

Вторичная обмотка включена таким образом, что при подключении выхода передатчика к разъему X1, а нагрузки (АФУ) — к разъему X2, к диоду VD1 прикладывается суммарное напряжение $U_C + U_T$, а к диоду VD2 — разностное. При согласованной нагрузке отраженная волна отсутствует и напряжение на VD2 равно нулю.

Измерения с реальной нагрузкой производятся следующим образом. Сначала в положении переключателя S1 «Падающая» резистором R3 добиваются максимальных показаний индикатора РА. Затем переводят переключатель в положение «Отраженная» и отсчитывают величину, соответствующую значению отраженной волны, а, следовательно, определяют значение коэффициента отражения Γ . Затем рассчитывают КСВ.

Пример. Максимальное показание прибора РА было 100 мкА. В положении «Отраженная» показания прибора 20 мкА, что соответствует значению $\Gamma = 20/100 = 0,2$. Коэффициент стоячей волны равен $K_C = (1 + 0,2)/(1 - 0,2) = 1,5$.

Прибор может быть проградуирован в значениях КСВ.

Измерение мощности

Измерение мощности представляет собой важную энергетическую задачу. Значение мощности, отлаваемой выходными каскадами передатчика в антенно-фидерный тракт, является одним из важнейших показателей, обеспечивающих дальность действия канала связи.

В цепях постоянного тока мощность P_0 определяется одним из следующих выражений:

$$P_0 = U_0 I_0; \quad P_0 = I_0^2 R; \quad P_0 = \frac{U_0^2}{R},$$

где I_0 и U_0 — значения постоянного тока через нагрузочный резистор сопротивлением R и падения напряжения на нем.

Мощность, потребляемую нагрузкой, можно определить косвенными методами с помощью амперметра и вольтметра или прямым способом с помощью электродинамического ваттметра.

В цепях переменного синусоидального тока измеряют среднее за период значение активной мощности:

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T p dt.$$

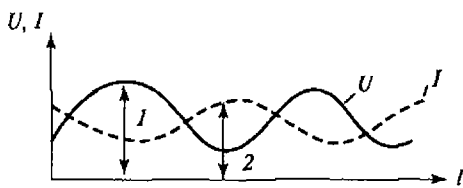


Рис. 10.5. Диаграммы распределения тока и напряжения в линии:

1 — максимальное значение напряжения;
2 — максимальное значение тока

для различных сечений фидера неодинаково, т.е. $U_1 I_1 \neq U_2 I_2$ (рис. 10.5), поэтому методы измерения мощности, используемые на низких частотах, не применимы. На высоких и сверхвысоких частотах методы измерения мощности передатчиков основаны на преобразовании электромагнитной энергии в энергию какого-либо другого вида, удобного для измерения и фиксации показывающим прибором. Самыми распространенными являются тепловые методы: калориметрический (при измерении больших мощностей) и метод, основанный на изменении сопротивления терморезистора (для малых и средних мощностей).

При настройке каскадов передатчика измеряют мощность, поглощаемую нагрузкой или проходящую к нагрузке. В соответствии с этим существуют ваттметры поглощаемой мощности (классификация МЗ-) и проходящей мощности (классификация М2-).

Поглощаемую мощность измеряют, когда надо определить мощность, отдаваемую источником в согласованную нагрузку. В этом случае реальная нагрузка обычно заменяется эквивалентной, которая входит в комплект ваттметра, т.е. нагрузкой передатчика является сам ваттметр (рис. 10.6, а).

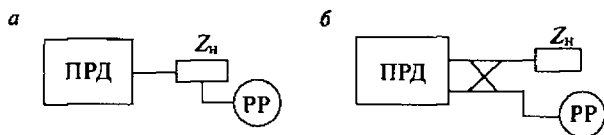


Рис. 10.6. Способы измерения мощности: поглощаемой (а) и проходящей (б)

На высоких и сверхвысоких частотах антенно-фидерные линии проявляют себя как длинные линии с распределенными параметрами, в которых в зависимости от степени согласования могут возникать смешанные и стоячие волны. В результате, произведение действующих значений токов и напряжений

для различных сечений фидера неодинаково, т.е. $U_1 I_1 \neq U_2 I_2$ (рис. 10.5), поэтому методы измерения мощности, используемые на низких частотах, не применимы. На высоких и сверхвысоких частотах методы измерения мощности передатчиков основаны на преобразовании электромагнитной энергии в энергию какого-либо другого вида, удобного для измерения и фиксации показывающим прибором. Самыми распространенными являются тепловые методы: калориметрический (при измерении больших мощностей) и метод, основанный на изменении сопротивления терморезистора (для малых и средних мощностей).

При настройке каскадов передатчика измеряют мощность, поглощаемую нагрузкой или проходящую к нагрузке. В соответствии с этим существуют ваттметры поглощаемой мощности (классификация МЗ-) и проходящей мощности (классификация М2-).

Поглощаемую мощность измеряют, когда надо определить мощность, отдаваемую источником в согласованную нагрузку. В этом случае реальная нагрузка обычно заменяется эквивалентной, которая входит в комплект ваттметра, т.е. нагрузкой передатчика является сам ваттметр (рис. 10.6, а).

При измерении мощности передатчика, работающего на реальную нагрузку, в процессе эксплуатации используется метод проходящей мощности. Принцип измерения основан на ответвлении некоторой части мощности в измерительное устройство, которое слабо связано с линией передачи. Основная же часть энергии поступает в реальную нагрузку (рис. 10.6, б).

Измерение поглощаемой мощности

1. Метод вольтметра. Мощность измеряют косвенным методом путем измерения напряжения на резисторе с известным сопротивлением. К выходу передатчика подключают эквивалент антенны в виде согласованного нагрузочного сопротивления R_n и вольтметр. Мощность вычисляют по формуле

$$P_{\text{ср}} = U^2 / R_n,$$

где U — показания вольтметра.

В качестве эквивалента сопротивления применяют прецизионные резисторы: проволочные, углеродистые, объемные, поверхностные.

Если вольтметр имеет среднеквадратический детектор, то шкала может быть проградуирована в единицах мощности.

Для снижения влияния входной цепи вольтметра на показания прибора и расширения пределов измерения его подключают к части резистора R_n (обычно к $1/10R_n$). Однако точность приборов, построенных по этому принципу, невелика. При значении КСВ = 1,5 в линии относительная погрешность из-за рассогласования составляет 12...20 %. Следовательно, такие приборы фактически служат индикаторами излучаемой передатчиком мощности. Так как в передатчиках радиостанций железнодорожной связи по техническим данным не требуется более точных измерений мощности, этот метод измерения нашел широкое практическое применение.

2. Калориметрический метод. Относится к наиболее точным измерениям высокочастотной мощности больших и средних значений. Он основан на преобразовании электромагнитной энергии в тепловую. Калориметрический измеритель мощности состоит из двух основных частей: поглощающей нагрузки, помещенной в жидкую или твердую среду, и измерителя температуры.

При поглощении нагрузкой электромагнитной энергии происходит нагревание жидкой или твердой среды. Широкое распространение

получили проточные калориметрические ваттметры (рис. 10.7, а). Здесь значение мощности связано с разностью температур жидкости на входе и выходе преобразователя. При постоянной удельной теплоемкости жидкости и скорости ее протекания измеряемая мощность прямо пропорциональна разности температур:

$$P = a \Delta T.$$

Для измерения ΔT применяют батареи термопар ТП, термоЭДС которых определяется с помощью магнитоэлектрического милливольтметра, проградуированного в единицах мощности.

В целом такие приборы громоздки и используются как лабораторные стационарные. Погрешность измерения мощности калориметрическим методом возникает вследствие изменения удельной теплоемкости жидкости при ее значительном нагревании, изменения скорости и характера движения жидкости, потерь теплоты на излучение. Для уменьшения погрешности используют метод сравнения, в котором тепловой эффект, возникший в результате воздействия высокочастотной энергии, вызванной энергией постоянного тока или низкой частоты, сравнивается с тепловым эффектом.

На рис. 10.7, б приведена упрощенная схема ваттметра, работающего по принципу сравнения. В приемном преобразователе в твердом

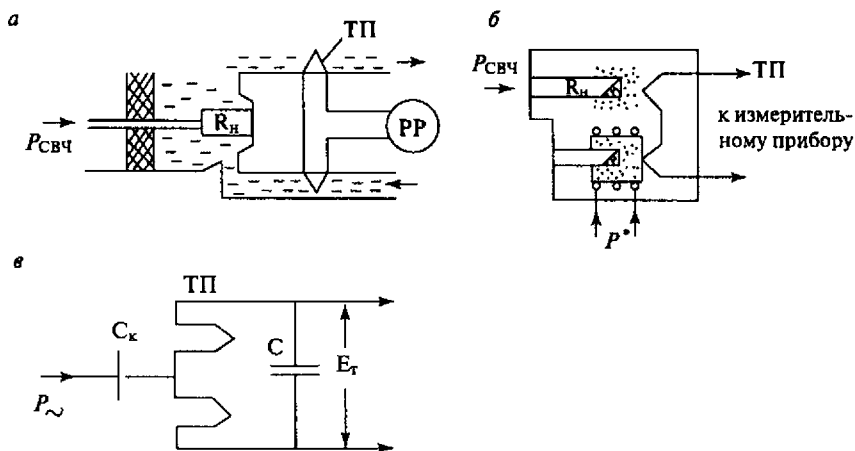


Рис. 10.7. Упрощенные схемы измерения мощности: калориметрический (а), метод замещения (б), термоэлектрический (в).

веществе помещены нагрузочный резистор и дополнительный элемент, на который подают постоянное или низкочастотное напряжение. Мощность определяется с помощью термопары ТП, подключенной к нагрузочному резистору и дополнительному элементу. Перед началом измерения показания прибора устанавливают на нуль путем предварительного нагрева дополнительного элемента $P^*_{\text{сравн}}$. Затем подводится измеряемая мощность $P_{\text{СВЧ}}$. Изменяя нагрев дополнительного элемента так, чтобы индикатор вновь установился на нуль, измеряют $P^{**}_{\text{сравн}}$. Определяют значение измеряемой мощности:

$$P_{\text{СВЧ}} = P^{**}_{\text{сравн}} - P^*_{\text{сравн}}$$

Используемый в данном приборе метод *замещения* позволяет измерять мощности в большом диапазоне (от 1 до 1000 Вт) с относительной погрешностью 2...4 %. Показания приборов не зависят от формы СВЧ сигнала, так как измеряется мощность постоянного тока или низкой частоты. К недостаткам приборов относится их громоздкость и инерционность.

3. Термоэлектрический метод. Создание тонкопленочных термоэлектрических преобразователей открыло новые возможности в технике измерения мощности СВЧ. Сущность термоэлектрического метода заключается в преобразовании СВЧ энергии в термоЭДС с помощью высокочастотных термопар, включаемых в приемный преобразователь прибора в качестве поглощающей нагрузки. Известно несколько видов тонкопленочных термоэлектрических преобразователей. Один из них представляет собой тонкопленочную термопару висмут-сурьма (или хром-никель), материал которой напылен на пленку из полистирола.

Принцип действия преобразователя можно пояснить с помощью схемы (рис. 10.7, в).

Две термопары соединены для СВЧ тракта параллельно, а для цепи постоянного тока — последовательно. Термопара состоит из двух тонких пленок (висмут-сурьма или хром-никель), напыленных в вакууме на диэлектрическую подложку. Общее сопротивление параллельно соединенных термопар должно равняться волновому сопротивлению линии передачи $R_T/2 = Z_0$. Конденсатор C_x разделяет цепи СВЧ и постоянного тока. На выходе приемного преобразователя непосредственно или через усилитель постоянного тока

включается магнитоэлектрический измеритель термоЭДС E_T . Так как мощность $P_{\text{СВЧ}}$ прямо пропорциональна E_T , шкалу измерителя градуируют в единицах мощности. Вместо магнитоэлектрического измерителя можно включить цифровой микровольтметр постоянного тока.

Другой вид термоэлектрического преобразователя отличается тем, что при его выполнении используется сочетание полупроводниковой и тонкопленочной технологий.

К достоинствам термоэлектрических ваттметров относится: широкий диапазон частот, малое время измерения, малая зависимость показаний от температуры окружающей среды, широкие пределы измеряемой мощности.

Для измерения мощности передатчиков железнодорожных радиостанций рекомендуют использовать ваттметры вида МЗ-, принцип действия которых основан на преобразовании СВЧ энергии в тепловой вид и измерении на выходе приемного преобразователя термоЭДС.

4. Метод термистора. Основан на изменении сопротивлений болометра или термистора под влиянием мощности СВЧ. Применяется для измерения мощностей от единиц микроватт до единиц ватт.

Болометр представляет собой вольфрамовую или платиновую нить, заключенную в стеклянный баллончик, заполненный инертным газом.

Термистор представляет собой бусинку (или диск), спрессованную из смеси окиси марганца, кобальта, никеля, покрытую тонким слоем стекла. Бусинка помещена в стеклянный баллончик с двумя жесткими выводами.

Термисторный ваттметр состоит из приемного преобразователя, в котором размещены болометр или термистор и элементы согласования, измерительного узла в виде моста постоянного тока и отсчетного устройства с цифровой или стрелочной индикацией. Приемный преобразователь в зависимости от диапазона частот выполняется в виде отрезка коаксиальной или волноводной линии.

Волноводный приемный преобразователь (рис. 10.8) представляет собой отрезок короткозамкнутого прямоугольного волновода, в конце которого помещен терморезистор. Для настройки согласования терморезистора с волноводом предусмотрен поршень (П).

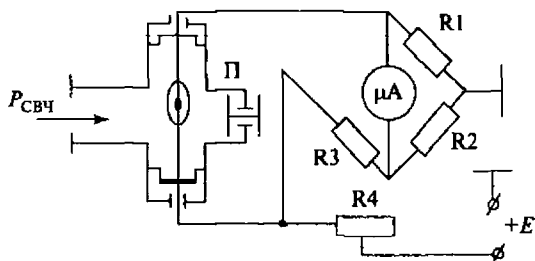


Рис. 10.8. Термисторный метод измерения мощности

Терморезистор одновременно включается в цепь СВЧ-тракта и в цепь постоянного тока — одно из плеч моста. Развязка цепей обеспечивается конденсатором, размещенным в одном из патрубков.

Измерение сопротивления терморезистора, а следовательно, и мощности производится с помощью моста, в одно плечо которого включен терморезистор, а в остальные — постоянные резисторы, сопротивления которых равны сопротивлению терморезистора в рабочей точке. В диагональ моста включен микроамперметр. Перед началом измерений мост уравнивают, добиваясь нулевых показаний индикатора. Затем на вход преобразователя подается измеряемая мощность, мост выходит из равновесия и в диагонали моста появляется напряжение, которое фиксируется прибором, проградуированным в единицах мощности.

Измерение проходящей мощности

Для измерения проходящей мощности приборы включаются в линию передачи между источником сигнала (выходные каскады передатчика) и нагрузкой (антенно-согласующим устройством). Их включение не должно вызывать ослабление и искажение электромагнитного поля в основной линии передачи. Несоблюдение этих требований приводит к значительной погрешности измерений и нарушению работы передатчика.

Для измерения проходящей мощности используют рефлектометры на основе волноводных направленных ответвителей (рис. 10.3, а) и на основе токового трансформатора (рис. 10.4).

Главная линия волноводного направленного ответвителя (см. рис. 10.3, а) включается в основной тракт от передатчика к нагрузке. Доба-

вочная волноводная линия нагружается на согласованную нагрузку и индикатор мощности.

Передатчики радиостанций железнодорожной радиосвязи имеют встроенные рефлектометры, предназначенные для контроля исправности передатчика по уровню выходной мощности и исправности антенно-согласующего устройства (АНСУ). АНСУ считается исправным, если КСВ не превышает заданного значения (оценивается по соотношению уровней падающей и отраженной волны). Контроль осуществляется в допусковом режиме путем сравнения с помощью компаратора измеряемых уровней напряжений с опорным.

Измерение девиации частоты

В передатчиках железнодорожной радиосвязи, работающих в гектометровом и метровом диапазонах волн, применяется частотная модуляция (ЧМ).

При модуляции гармоническим напряжением мгновенное значение ЧМ-колебаний можно записать в виде

$$u = U \cos (\omega_0 t + m \sin \Omega t), \quad (10.1)$$

где ω_0 — средняя частота модулированного сигнала, $\omega_0 = 2\pi f_0$;

Ω — частота модулирующего сигнала, $\Omega = 2\pi F$;

m — индекс частотной модуляции, $m = \Delta\omega / \Omega = \Delta f / F$.

Здесь $\Delta\omega$ и Δf — отклонение высокой частоты при модуляции, или девиация частоты. Девиация частоты пропорциональна амплитуде модулирующего напряжения и не зависит от его частоты, которая определяет только скорость изменения мгновенного значения девиации:

$$\Delta f = \Delta f_{\max} \sin \Omega t,$$

где Δf_{\max} — максимальное значение девиации, нормированное для данной системы связи.

Например, девиация частоты передатчиков железнодорожной связи при полосе модулирующих частот 300...3400 Гц нормируется в пределах

- для диапазона КВ — от 1,5 до 2,5 кГц;
- для диапазона УКВ — от 3,0 до 5,0 кГц.

Превышение заданного значения девиации создает помехи соседним каналам, а малые уровни девиации ухудшают соотношение сиг-

нал/шум при передаче. В практике эксплуатации железнодорожных радиостанций девиация частоты является одним из основных параметров, измеряемых при техническом обслуживании.

Для измерения девиации существует несколько методов:

- контроль девиации по низкой частоте (по модуляционной характеристике передатчика);
- измерение девиации на высокой частоте (спектральные и осциллографические методы);
- измерение девиации, основанное на детектировании частотно-модулированных колебаний (девиомерами).

Контроль девиации по низкой частоте

Одним из способов получения частотно-модулированных сигналов в передатчиках является способ подачи модулирующего напряжения на варикап, включенный в колебательный контур автогенератора.

Динамическая модуляционная характеристика, определяющая зависимость девиации частоты от амплитуды модулирующего напряжения, может быть выражена соотношением

$$\Delta f / f_0 = A \frac{\Delta S}{\Delta U_{\text{мод}}} U_{\text{мод}},$$

где Δf — девиация частоты;

f_0 — среднее значение несущей частоты;

A — постоянный множитель;

$U_{\text{мод}}$ — амплитуда модулирующего напряжения;

$\frac{\Delta S}{\Delta U_{\text{мод}}}$ — изменение крутизны варикапа в зависимости от амплитуды

модулирующего напряжения.

Если модуляционная характеристика в рабочем участке достаточно линейна, т.е. отношение $\frac{\Delta S}{\Delta U_{\text{мод}}}$ — величина постоянная, тогда

$$\frac{\Delta f}{f_0} = k U_{\text{мод}}, \quad (10.2)$$

где k — коэффициент пропорциональности.

Если проградировать генератор, т.е. определить значения k в формуле (10.2) путем снятия его модуляционной характеристики в статическом режиме, то значение девиации частоты будет пропорционально амплитуде модулирующего напряжения.

Погрешность определения девиации частоты этим методом зависит от точности калибровки, нелинейности модуляционной характеристики и точности измерения модулирующего напряжения. Относительная погрешность данного метода оценивается величиной порядка 3 %.

Измерение девиации по высокой частоте

Измерение девиации по высокой частоте может производиться спектральным и осциллографическим методами.

Спектральный метод основан на представлении ЧМ-колебания в спектральном виде. Согласно теории функций Бесселя, выражение (10.1) может быть записано

$$u = U I_0(m) \cos \omega_0 t + U \sum_{n=1}^{\infty} I_n(m) [\cos (\omega_0 + n\Omega)t + (-1)^n \cos (\omega_0 - n\Omega)t],$$

где $I_0(m)$ — функция Бесселя 1-го рода нулевого порядка от аргумента, равного индексу модуляции m ;

$I_n(m)$ — то же n -го порядка.

Первое слагаемое в правой части формулы представляет собой напряжение несущей частоты. Амплитуда его изменяется по закону изменения функции $I_0(m)$, которая при значениях индекса модуляции $m = 2,4; 5,52; 8,65; 11,79$ и др. принимает нулевые значения (рис. 10.9, а). Это значит, что напряжение несущей для таких значений индекса модуляции обращается в ноль.

Для измерения девиации данным методом, *методом исчезающей несущей*, можно использовать анализатор спектра или настроенный на несущую частоту узкополосный приемник с амплитудным детектором. Полоса пропускания приемника должна быть меньше удвоенного значения самой низкой модулирующей частоты. Эти приборы подключаются к выходным каскадам исследуемого передатчика, а модулирующее напряжение на передатчик подается от генератора звуковой частоты. Измерения проводятся следующим образом.

Устанавливается определенное значение модулирующей частоты F (обычно 1000 Гц), которое в процессе измерений поддерживается постоянным. Постепенно увеличивают модулирующее напряжение

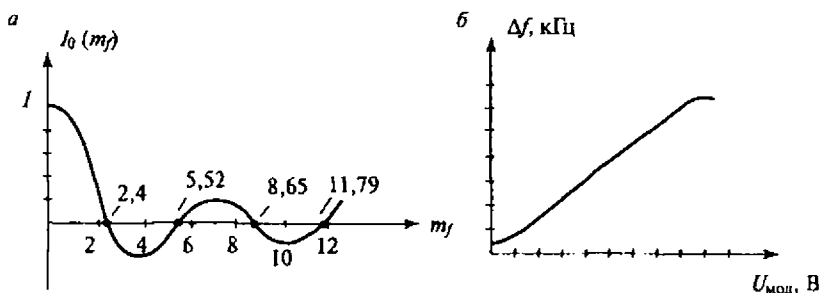


Рис. 10.9. График функции Бесселя 1-го рода нулевого порядка (а), модуляционная характеристика (б)

$U_{\text{мод}}$ до тех пор, пока на экране ЭЛТ не исчезнет спектральная составляющая несущей частоты спектра ЧМ-сигнала при использовании анализатора спектра, или станет равным нулю напряжение на выходе узкополосного приемника. Это происходит при значениях $m = 2,4$; $5,52$ и т.д. Девияция частоты рассчитывается по формуле

$$\Delta f = m F.$$

Достоинством метода является его высокая точность. Этот метод используется для определения девиации в передатчиках радиорелейных линий связи при модуляции несущей частоты групповым спектром. Недостаток метода состоит в том, что он не позволяет измерять произвольные значения девиации. Их можно определить, построив график зависимости Δf от напряжения модулирующей частоты $U_{\text{мод}}$, измеряемые для всех значений m , при которых исчезает несущая (рис. 10.9, б). По графику можно определить все промежуточные значения m и $U_{\text{мод}}$, а также границу линейного участка, за пределами которого начинаются искажения. Иногда характеристика не проходит через нуль. Это свидетельствует о наличии паразитной ЧМ, вызванной собственными шумами или пульсациями питающих напряжений.

При *осциллографическом методе измерения девиации* используют генераторы стандартных сигналов (Г4-), звуковой частоты (ГЗ-), осциллограф и частотомер ЧЗ-. Измерение проводят по схеме, представленной на рис. 10.10.

На вход смесителя (СМ) подается исследуемое ЧМ-колебание от передатчика и напряжение от генератора Г4-. Разностное напряже-

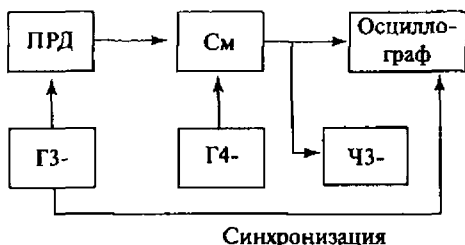


Рис. 10.10. Структурная схема измерения девиации частоты осциллографическим способом

ние поступает на вход вертикального отклонения осциллографа, а для синхронизации используется сигнал модулирующей частоты от ГЗ-. Частота генератора $f_{Г4}$ увеличивается от минимальных значений до тех пор, пока на экране осциллографа не появится горизонтальный участок

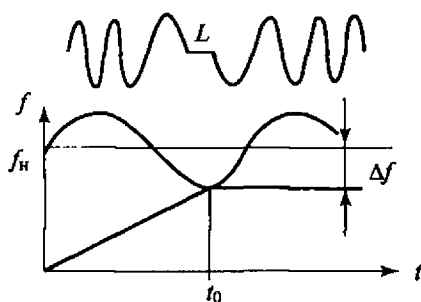


Рис. 10.11. Графики измерения девиации частоты осциллографическим способом

L (рис. 10.11, а). В этот момент времени t_0 разностная частота становится равной девиации частоты (рис. 10.11, б), которая измеряется частотомером ЧЗ-.

Этот метод не обладает такой точностью, как спектральный, но может быть реализован при использовании широко распространенных общетехнических измерительных приборов (ГЗ-, Г4-, ЧЗ-, осциллографа).

Измерители девиации частоты

Наиболее широкое применение получил метод измерения девиации, основанный на детектировании ЧМ-колебаний. Сущность этого метода заключается в том, что частотно-модулированное колебание усиливается, детектируется, в результате чего выделяется низкочастотное напряжение, амплитуда которого прямо пропорциональна девиации частоты. Это напряжение измеряется пиковым вольтметром, шкала которого градуируется в единицах отклонения частоты Δf . Приборы, измеряющие девиацию этим методом, называются

девиометрами (группа СЗ-). В последнее время выпускаются комбинированные приборы, которые позволяют измерять не только девиацию частоты, но и коэффициент модуляции амплитудно-модулированных колебаний (группа СКЗ-).

Сигнал, модулированный по амплитуде, записывается следующим образом:

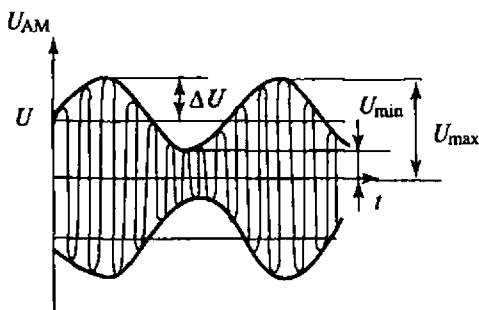


Рис. 10.12. Временная диаграмма АМ- сигнала

$$u = U(1 + M \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \quad (10.3)$$

где U — амплитуда немодулированного высокочастотного сигнала;

ω_0 — несущая частота, $\omega_0 = 2 \pi f_0$;

Ω — частота модулирующего сигнала, $\Omega = 2 \pi F$;

M — коэффициент амплитудной модуляции, $M = \frac{\Delta U}{U}$;

ΔU — приращение высокочастотного напряжения при модуляции.

Коэффициент модуляции обычно выражается в процентах и его величина может изменяться в пределах от 0 до 100 %.

На рис. 10.12 показан график амплитудно-модулированного сигнала, соответствующий выражению (10.3). Из графика следует, что

$$M = \frac{\Delta U}{U} = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}. \quad (10.4)$$

Формула (10.4) справедлива для симметричной модуляции. При несимметричной модуляции коэффициент M измеряется отдельно «вверх» и «вниз» (рис. 10.13):

$$M_{\text{вв}} = \frac{\Delta U_{\text{вв}}}{U} \quad \text{и} \quad M_{\text{вн}} = \frac{\Delta U_{\text{вн}}}{U}.$$

Коэффициент амплитудной модуляции можно измерить с помощью осциллографа по изображению сигнала на экране. Измерив с помощью масштабной сетки максимальное и минимальное отклонения луча, по формуле (10.4) определяют значение M . Осциллографический метод удобен и прост. Погрешность этого метода составляет 5...10 %.

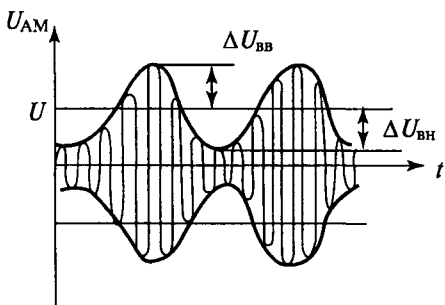


Рис. 10.13. Временная диаграмма измерения коэффициента модуляции

модуляции в процессе работы передатчика. Сущность метода заключается в том, что высокочастотный амплитудно-модулированный сигнал детектируется, в результате чего выделяются постоянная составляющая, пропорциональная напряжению несущей U , и составляющая модулирующей частоты (огibaющая), амплитуда которой пропорциональна приращению сигнала при модуляции ΔU (рис. 10.14, а).

Однако таким способом можно выполнить измерение только на одной модулирующей частоте. В рабочих условиях при модуляции многочастотным сигналом можно только наблюдать меняющуюся картину модулированного сигнала, но измерить его параметры невозможно.

Метод амплитудного детектирования позволяет выполнить измерение коэффициента

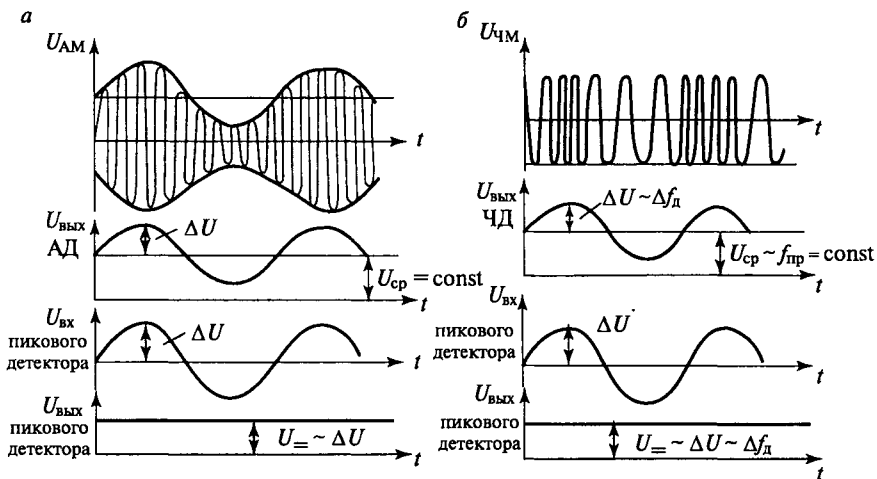


Рис. 10.14. Временные диаграммы, поясняющие измерение параметров амплитудно-модулированного (а) и частотно-модулированного сигналов (б)

Аналогично, метод частотного детектирования основан на выделении постоянной составляющей, пропорциональной среднему значению несущей частоты, и составляющей, пропорциональной девиации частоты (рис. 10.14, б).

Девиометры типа СКЗ- построены по принципу приемника супергетеродинного типа с частотным или амплитудным детектором и пиковым вольтметром на выходе (рис. 10.15).

Модулированный сигнал от передатчика через аттенюатор поступает на вход смесителя (СМ) вместе с колебаниями от гетеродина (Гет), обеспечивающего настройку прибора на несущую частоту измеряемого сигнала. На выходе смесителя выделяется модулированное колебание промежуточной частоты. Эти колебания усиливаются усилителем промежуточной частоты (УПЧ) и поступают на амплитудный детектор (АД) с фильтром низкой частоты (ФНЧ) при измерении коэффициента модуляции M амплитудно-модулированных колебаний. На выходе ФНЧ выделяется напряжение постоянной составляющей, пропорциональное среднему значению амплитуды несущей $U_{ср}$, и низкочастотная составляющая, пропорциональная отклонению амплитуды несущей при модуляции ΔU . При измерении девиации частоты сигнал с выхода УПЧ поступает на усилитель-ограничитель, обеспечивающий постоянство амплитуды напряжения, поступающего далее на частотный детектор (ЧД). Нагрузкой ЧД является фильтр низкой частоты (ФНЧ), на выходе которого выделяется

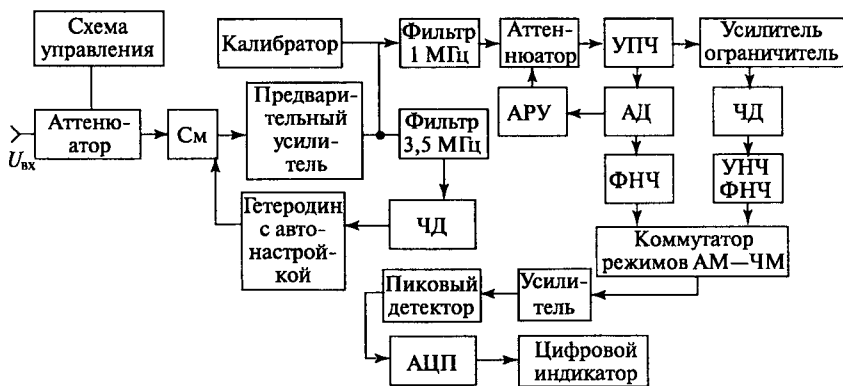


Рис. 10.15. Структурная схема девиометра СКЗ-46

напряжение постоянной составляющей $U_{\text{ср}}$, пропорциональной среднему значению промежуточной частоты $f_{\text{пр}}$, и низкочастотная составляющая ΔU , пропорциональная девиации частоты $\Delta f_{\text{д}}$. С ФНЧ напряжение через коммутатор режимов поступает на пиковый детектор вольтметра, на выходе которого создается постоянное напряжение $U_{\text{п}}$, пропорциональное ΔU и, следовательно, $\Delta f_{\text{д}}$. Если с помощью дополнительного индикатора или схемы автоматической регулировки уровня поддерживать постоянным значение $U_{\text{ср}}$, то прибор можно градуировать в значениях девиации для частотно-модулированного колебания или в процентах при измерении коэффициента M . При измерении коэффициента M , прибор градуируют в процентах, для чего необходимо поддерживать постоянным значение напряжения U (формула 10.4). Вид измеряемого параметра выбирается схемой коммутатора режимов.

Настройка на частоту измеряемого сигнала может осуществляться ручной регулировкой (прибор СКЗ-43) или автоматически с помощью, например, стробоскопического смесителя и гетеродина с автоподстройкой (прибор СКЗ-46). Прибор может иметь вольтметры со стрелочной или цифровой индикацией. В девиометре СКЗ-43 есть два стрелочных индикатора: на выходе ФНЧ частотного и амплитудного детекторов для контроля постоянства среднего уровня напряжения U или $U_{\text{ср}}$, и прибор на выходе пикового детектора, имеющий две шкалы, градуированные в процентах и килогерцах. В девиометре СКЗ-46 пиковый вольтметр содержит аналого-цифровой преобразователь и цифровой индикатор, а постоянство среднего уровня поддерживается схемой автоматической регулировки усиления (АРУ).

Для измерения девиации частоты в передатчиках железнодорожных станций девиометр подключают к эквиваленту нагрузки ПРД. На модуляционный вход подают сигнал частотой 1000 Гц с таким уровнем, чтобы получить номинальную девиацию частоты передатчика. Затем увеличивают уровень модулирующего напряжения в 4 раза и поддерживают постоянным, изменяя его частоту в пределах от 300 до 3400 Гц и измеряя максимальную девиацию частоты ПРД.

Измерение нелинейных искажений передатчика

При прохождении тракта радиотехнических устройств форма сигнала искажается. Изменение формы проявляется в виде нелинейных искажений сигнала. Нелинейные искажения характеризуются тем,

что если на вход тракта с нелинейной характеристикой подать чисто гармонический сигнал частотой f , то на выходе кроме основной частоты в составе сигнала появляются гармоники с частотами $2f$, $3f$ и т.д.

Степень нелинейных искажений характеризуется коэффициентом гармоник K_r , равным отношению среднеквадратического значения напряжений высших гармоник сигнала к среднеквадратическому напряжению первой гармоники:

$$K_r = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2}} \cdot 100\%. \quad (10.5)$$

Обычно значение коэффициента гармоник выражается в процентах.

Для измерения нелинейных искажений необходимо выполнить следующие действия: из исследуемого сигнала с помощью фильтра выделить напряжение первой гармоники, измерить его величину, затем измерить напряжение высших гармоник без первой, которую необходимо подавить фильтром. Приборы, измеряющие K_r , называют измерителями нелинейных искажений (ИНИ). Группа этих приборов имеет классификацию Сб-. Такие приборы строятся на принципе подавления основной частоты: измеряют среднеквадратическое напряжение высших гармоник по отношению к среднеквадратическому значению напряжения всего сигнала. То есть, фактически измеряется не коэффициент гармоник, а величина K_r^* , равная:

$$K_r^* = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}} \cdot 100\%. \quad (10.6)$$

Сравнивая (10.5) и (10.6), легко установить связь между значениями K_r^* и K_r :

$$K_r = \frac{K_r^*}{\sqrt{1 - (K_r^*)^2}}.$$

Если искажения не очень велики ($K_r^* \leq 10\%$), то эти коэффициенты отличаются меньше чем на 1%. На рис. 10.16 представлена струк-



Рис. 10.16. Упрощенная структурная схема ИНИ

турная схема, поясняющая принцип измерения коэффициента гармоник приборами ИНИ.

При установке переключателя (П) в положение «Калибровка» исследуемый сигнал подается с выхода предварительного усилителя, минуя фильтр, непосредственно на электронный вольтметр. Последний измеряет среднеквадратическое значение всего искаженного сигнала. Затем переключатель (П) устанавливают в положение «Измерение», между усилителем и вольтметром включается режекторный фильтр, который настраивают на частоту первой гармоники сигнала. Вольтметр прибора, обладающий квадратичной характеристикой, измеряет среднеквадратическое значение напряжений независимо от их формы.

В приборах с ручными регулировками в режиме «калибровка» устанавливают такое напряжение, чтобы на вход вольтметра при отключенном фильтре всегда подавалось напряжение, значение которого вызывает отклонение стрелки индикаторного прибора до конечного деления на шкале, принятого за единицу. Затем включают фильтр и путем его настройки добиваются наименьшего показания индикатора, которое соответствует среднеквадратическому напряжению высших гармоник. Шкала прибора калибруется в единицах значения K_1^* , т.е. в процентах.

В приборах ИНИ, имеющих встроенные микропроцессорные системы, калибровка и настройка режекторного фильтра осуществляются автоматически. Например, в ИНИ Сб-11 активный двухсекционный фильтр, выполненный на базе моста Вина, управляется цифровым кодом от блока электронно-счетного частотомера, входящего в состав прибора. Код формируется на основе измеренной

частоты исследуемого сигнала. Напряжение высших гармоник измеряется среднеквадратическим вольтметром с цифровым индикатором и схемой автоматического переключения пределов.

При проверке технического состояния радиостанций железнодорожной связи измеряют коэффициент нелинейных искажений передатчика и приемника. В передатчике от звукового генератора на эквивалент микрофона подают сигнал частотой 1000 Гц и напряжением такой величины, чтобы получить номинальную девиацию частоты исследуемого передатчика (контролируется девиометром, включенным на выходе передатчика) и измеряют K_r^* на низкочастотном выходе девиометра прибором ИНИ.

В приемнике K_r^* измеряют при выключенном шумоподавители. На вход ПРМ от генератора подают нормальный испытательный частотно-модулированный сигнал. Нормальным испытательным сигналом приемника считают высокочастотный сигнал, частота которого равна частоте канала радиостанции, при модуляции $F = 1000$ Гц и с девиацией, равной номинальной девиации передатчика радиостанции. Уровень испытательного сигнала устанавливают равным чувствительности ПРМ, увеличенной в 10 раз. С помощью регулятора громкости добиваются получения на выходе мощности, равной номинальному значению. Прибором ИНИ измеряют K_r^* на всех выходных нагрузках — громкоговорителе и телефоне.

10.1.2. Измерение параметров приемника

Измерение параметров приемника (ПРМ) позволяет оценить его эффективность и пригодность для данного рода службы. К основным измеряемым параметрам относятся чувствительность и избирательность.

Измерение чувствительности

Чувствительностью приемника называется его способность принимать возможно слабые сигналы. Мерой чувствительности является уровень входного сигнала.

Чувствительность нельзя выразить одной цифрой, так как применяется несколько определений чувствительности и несколько методов для ее измерения. Это вытекает из зависимости чувствительности от многих факторов и большого влияния на нее условий работы ПРМ.

Прежде всего чувствительность зависит от усиления ПРМ, уровня собственных шумов, полосы пропускания. На нее оказывают влия-

ние характер принимаемых сигналов (АМ или ЧМ) и уровень помех, действующих на входе. Большую роль играют в приемнике нелинейные явления, зависящие от уровня входного сигнала и выходной мощности.

Для характеристики чувствительности применяют несколько понятий: реальная чувствительность E_p , максимальная E_m , предельная E_n , чувствительность девиации E_d и др. В паспорте ПРМ обычно указывают реальную чувствительность, так как она является интегральной характеристикой, наиболее полно учитывающей его конструктивные и схемотехнические особенности.

Реальная чувствительность E_p определяется минимальным уровнем входного сигнала, при котором получается номинальная выходная мощность при допустимом отношении мощности сигнала (P_c) и мощности шума на выходе приемника ($P_{ш}$). Это отношение выражается в децибелах и определяется

$$n = 10 \lg \frac{P_c}{P_{ш}} \quad \text{или} \quad n = 20 \lg \frac{U_c}{U_{ш}}, \text{ дБ.}$$

Чувствительность приемников с АМ и ЧМ независимо от их назначения измеряется с помощью генераторов, имеющих калиброванный выход и хорошую экранировку и обеспечивающих малые уровни выходных напряжений. Стандартная величина выходной мощности (или напряжения) получается при стандартных значениях параметров модуляции входных сигналов ПРМ (коэффициента M (%) — для АМ и девиации Δf — для ЧМ), регламентируемых ГОСТ для различных видов радиостанций. Выбор частоты модуляции F обуславливается необходимостью недопущения искажений, связанных с шириной полосы пропускания трактов УЗЧ и УРЧ приемника. При измерении должна быть исключена возможность проникновения мешающих сигналов в тракт усиления приемника, поэтому приемник должен иметь хорошую экранировку.

Реальная чувствительность радиоприемников железнодорожной связи может быть измерена двумя методами: приближенным при соотношении сигнал/шум равном 20 дБ и точным — методом СИНАД.

Структурная схема для измерения реальной чувствительности ПРМ приближенным методом представлена на рис. 10.17.



Рис. 10.17. Схема измерения чувствительности методом отношения сигнал/шум

На вход приемника, у которого отключается шумоподавитель, от генератора подается нормальный испытательный сигнал и частотой, равной присвоенной частоте канала радиостанции, модулированный частотой $F = 1000$ Гц и с номинальной девиацией. Регулятором громкости приемника устанавливают по милливольтметру напряжение, соответствующее номинальному значению мощности приемника, определяемому по формуле

$$U_{ст} = \sqrt{P_{ст} R_{н}},$$

где $R_{н}$ — сопротивление нагрузки, для которого задается стандартная мощность.

Отключают модуляцию генератора и, не изменяя положения регулятора громкости, устанавливают выходное напряжение генератора таким, чтобы получить отношение полезного сигнала на нагрузке приемника при номинальной девиации к напряжению шума при выключенной модуляции входного сигнала равным 20 дБ. Уровень сигнала на входе приемника определяет его чувствительность.

Зависимость выходной мощности полезного сигнала и мощности шума от уровня входного сигнала ЧМ приемника показана на графике рис. 10.18. Как видно из графика, реальная чувствительность приемника определяется регулировкой входного сигнала при заданном соотношении сигнал/шум. По этим графикам

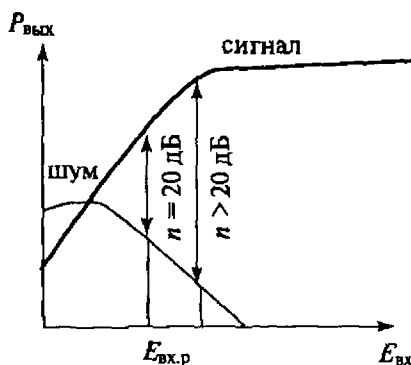


Рис. 10.18. Зависимость выходной мощности полезного сигнала и шума от уровня входного ЧМ-сигнала

можно определить порог действия ограничителя в ЧМ приемнике: при уровне входного сигнала, превышающего порог действия ограничителя, выходная мощность дальше не растет и устанавливается на уровне, соответствующем определенному положению регулятора усиления. Поэтому при проведении измерений необходимо устанавливать мощность на выходе приемника меньше максимальной.

Этот метод дает точные результаты при работе всех каскадов приемника в линейных режимах, т.е., когда искажения малы. Если усиление приемника велико, то в различных каскадах приемника уровень высших гармоник в составе сигнала увеличивается и измерение методом отношения сигнал/шум не дает достаточной точности. Кроме того, для точного измерения напряжения шума необходимо, чтобы милливольтметр непосредственно реагировал на эффективное значение шума, т.е. имел детектор с квадратичной характеристикой.

Более точные значения чувствительности получают при использовании метода СИНАД (рекомендован ГОСТ 12252-86). Название произошло от английских терминов *signal—noise—distortion* (сигнал—шум—искажения).

Чувствительность по методу СИНАД оценивают по нелинейным искажениям выходного сигнала на нагрузке приемника. Метод более полно отражает условия работы всего тракта приемника, включая низкочастотный, и тем самым объективно характеризует качество канала при напряжении высокочастотного сигнала, равном чувствительности.

На выходе приемника вместо вольтметра включают измеритель нелинейных искажений (рис. 10.19). Чувствительность приемника определяется как ЭДС генератора, при котором отношение сигнал/шум получается 12 дБ (значение установлено ГОСТ для данного метода).

Значение сигнал/шум на выходе приемника измеряют без выключения модуляции генератора как отношение

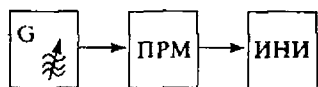


Рис. 10.19. Схема измерения чувствительности методом СИНАД

$$h = \sqrt{\frac{U_c^2 + U_{ш}^2 + U_i^2}{U_{ш}^2 + U_i^2}}$$

где U_c — напряжение полезного сигнала на выходе приемника;
 $U_{ш}$ — напряжение собственных шумов приемника;
 $U_{и}$ — напряжение искажений, возникающих в приемнике при прохождении ЧМ сигнала по тракту приемника.

По принципу действия ИНИ (см. п. 10.1.1) калибровка прибора осуществляется по полному сигналу, т.е. напряжением $\sqrt{U_c^2 + U_{ш}^2 + U_{и}^2}$, а после включения режекторного фильтра прибор измеряет напряжение $\sqrt{U_{ш}^2 + U_{и}^2}$. Измеренный коэффициент гармоник соответствует значению

$$K_r^* = \sqrt{\frac{U_{ш}^2 + U_{и}^2}{U_c^2 + U_{ш}^2 + U_{и}^2}} \cdot 100\%.$$

Измерение проводят в следующем порядке:

- от измерительного генератора, настроенного на рабочую частоту ПРМ, подают ЧМ сигнал такой величины, чтобы выходное напряжение ПРМ составляло не менее половины номинального значения (показания ИНИ в режиме измерения напряжений);
- изменяют уровень выходного напряжения генератора до получения на ИНИ значения $K_r^* = 25\%$, что соответствует отношению сигнал/шум $h = 12$ дБ.

Уровень выходного напряжения генератора и есть чувствительность ПРМ.

Максимальная чувствительность E_m определяется как минимальный уровень входного сигнала, при котором получается номинальная выходная мощность при установке всех органов управления приемника в положение, соответствующее максимальному усилению. Максимальная чувствительность, характеризующая запас приемника по усилению, должна быть меньше реальной.

Предельная чувствительность позволяет оценить возможность приема слабых сигналов на фоне шумов. Шум на выходе приемника возникает из-за ряда источников, распределенных в разных точках схемы. Наибольшее влияние оказывают тепловые шумы входных контуров и собственные шумы первого усилительного элемента, так как они усиливаются всеми последующими каскадами приемника.

Шумовые свойства приемника оцениваются коэффициентом шума N .

Коэффициент шума приемника показывает степень уменьшения отношения сигнал/шум на выходе приемника по сравнению с этим отношением на его входе, т.е.

$$N = \frac{P_{с. вх} / P_{ш. вх}}{P_{с. вых} / P_{ш. вых}} \quad (10.7)$$

Мощность шума на входе приемника определяется формулой

$$P_{ш. вх} = k T_0 \Pi_{ш}, \quad (10.8)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ (дж/К) — постоянная Больцмана;

T_0 — комнатная температура эквивалентного входного сопротивления;

$\Pi_{ш}$ — шумовая полоса приемника (почти равная полосе пропускания приемника).

Предельной чувствительностью приемника ($E_{п}$) называется мощность сигнала, наведенная в антенне и приходящаяся на 1 Гц действующей ширины полосы полезного сигнала, при котором отношение мощности сигнала к мощности шума на выходе приемника равно единице.

Другими словами, это есть величина входного сигнала ПРМ, создающая на его выходе такую же мощность, как и собственные шумы.

Следовательно, $E_{п} = P_{с. вх}$. Подставляя значение $P_{ш. вх}$ из (10.8) в формулу (10.7) и учитывая, что $(P_{с. вых} / P_{ш. вых}) = 1$ и $\Pi_{ш} = 1$ Гц, получаем выражение

$$N = \frac{P_{с. вх}}{k T_0},$$

$$P_{с. вх} = E_{п} = k T_0 N. \quad (10.9)$$

Из формулы (10.9) следует, что предельная чувствительность приемника, выраженная в единицах $k T_0$, численно равняется коэффициенту шума приемника.

Для повышения точности измерения предельной чувствительности ко входу приемника подключается генератор шума, а для опреде-

ления мощности на выходе следует применять вольтметр с детектором, имеющим квадратичную характеристику.

При отсутствии входного сигнала измеряют напряжение, соответствующее уровню шумов на выходе приемника. Затем включают генератор и устанавливают уровень его сигнала таким, чтобы выходное напряжение приемника увеличилось в два раза. Входное напряжение приемника есть предельная чувствительность.

При известном коэффициенте шума приемника предельная чувствительность определяется по формуле (10.9).

В условиях эксплуатации приемников измеряется только реальная чувствительность.

Измерение избирательности

Избирательностью приемника называется его способность выделять желательный сигнал среди других сигналов, одновременно поступающих на его вход.

Нежелательные сигналы и радиопомехи могут оказывать влияние не только на приемную антенну, но и на различные цепи приемника.

Методы, применяемые для испытания избирательности, подразделяются на односигнальные и многосигнальные.

Односигнальная избирательность прежде всего зависит от количества и добротности резонансных контуров и их настройки. Односигнальная избирательность определяется при воздействии на вход радиотракта только одного сигнала — полезного либо мешающего. Количественно односигнальная избирательность оценивается отношением, показывающим, во сколько раз усиление радиотракта или отдельного каскада приемника для полезного сигнала больше, чем усиление для мешающего сигнала.

Односигнальные методы имеют ограниченное применение, так как они позволяют определить избирательность только в области линейной работы каскадов приемника, т.е. при относительно слабых сигналах.

Точность настройки контуров радиотракта оценивается кривой избирательности, которая определяет также ширину полосы пропускания приемника. Кривую избирательности можно получить, измеряя напряжение на последнем резонансном контуре приемника при различных частотах и постоянном уровне напряжения входного сигнала. Однако такой метод неудобен тем, что необходимо вскрывать

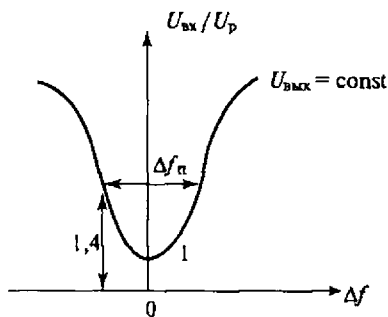


Рис. 10.20. Транспонированная характеристика избирательности

приемник для подключения вольтметра, который вносит затухание в контур и приводит к ошибкам измерения. Недостатком является также необходимость измерения малых уровней напряжений при больших расстройках по отношению к резонансной частоте контура. Поэтому на практике снимают так называемую транспонированную кривую избирательности, представляющую собой зависимость входного напряжения от изменения частоты при постоянной величине выходного напряжения (рис. 10.20). На графике $U_{\text{вх}}/U_p$ — нормированное напряжение (U_p — напряжение на резонансной частоте).

Для измерения кривой избирательности применяется генератор сигналов с точной установкой выходного напряжения, которое может изменяться в широких пределах, имеющий возможность точного отсчета небольших изменений частоты. Вольтметр подключают к выходным каскадам приемника. Так как напряжение измеряется на выходе усилителя низкой частоты, в качестве входного сигнала необходимо применять модулированный сигнал, ширина спектра которого не должна превышать ширину полосы пропускания испытываемого приемника. Структурная схема измерения односигнальной характеристики избирательности представлена на рис. 10.17.

Односигнальная избирательность может характеризовать ослабление помех по соседнему и зеркальному каналам, а также каналу на промежуточной частоте.

Измерение ослабления сигналов на этих частотах определяют следующим образом.

На измерительном генераторе устанавливают частоту, соответствующую рабочей частоте приемника f_0 . На вход приемника подается модулированный сигнал с уровнем, равным чувствительности приемника, а на его выходе развивается стандартная мощность при заданном отношении сигнал/шум. Затем, не изменяя настройки приемника, от генератора подают колебания на частоте соседнего канала

приемник для подключения вольтметра, который вносит затухание в контур и приводит к ошибкам измерения. Недостатком является также необходимость измерения малых уровней напряжений при больших расстройках по отношению к резонансной частоте контура. Поэтому на практике снимают так называемую транспонированную кривую избирательности, представляющую собой зависимость входного напряжения от изменения частоты при постоянной величине выходного напряжения (рис. 10.20). На графике $U_{\text{вх}}/U_p$ — нормированное напряжение (U_p — напряжение на резонансной частоте).

$f_{\text{ск}} = f_0 \pm \Delta f$. Увеличивают выходное напряжение генератора E_0 таким образом, чтобы получить на выходе приемника напряжение, соответствующие стандартной мощности $U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}}$. Измеряют выходное напряжение генератора ($E_{\text{ск}}$).

Ослабление сигнала соседнего канала определяют по формуле

$$\sigma_{\text{ск}} = 20 \lg \frac{E_{\text{ск}}}{E_0}, \text{ дБ.} \quad (10.10)$$

Не изменяя настройки приемника, от генератора подают сигнал с частотой зеркального канала $f_{\text{зк}} = f_0 + 2f_{\text{пр}}$ и промежуточной частотой $f_{\text{пр}}$. Уровень сигнала увеличивают до получения на выходе приемника напряжения $U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}}$. Измеряют значения $E_{\text{зк}}$ и $E_{\text{пр}}$ и по формуле (10.11) определяют ослабление частоты зеркального канала $\sigma_{\text{зк}}$ и промежуточной $\sigma_{\text{пр}}$.

$$\sigma_{\text{зк}} = 20 \lg \frac{E_{\text{зк}}}{E_0}; \quad \sigma_{\text{пр}} = 20 \lg \frac{E_{\text{пр}}}{E_0}. \quad (10.11)$$

Многосигнальная избирательность характеризует работу приемника в реальных условиях. Чтобы учесть явления, вызванные нелинейностью, появляющейся в результате воздействия сильных мешающих сигналов, применяют двух- и трехсигнальные методы, определяющие меру появления перекрестной модуляции и интермодуляции.

Явление перекрестной модуляции состоит в переносе модуляции с мешающих сигналов на полезный, на который настроены усилительные каскады радиотракта ПРМ. Из-за нелинейности характеристик усилительных элементов изменение амплитуды полезного сигнала на выходе усилителей оказывается зависящим от изменения амплитуды мешающего сигнала, частота которого находится за пределами полосы пропускания ПРМ. Другими словами, полезный сигнал несет в себе информацию, которая подается не только на частоте полезного сигнала, но и от мешающего сигнала. Особенно опасно проявление перекрестной модуляции при отсутствии модуляции полезного сигнала.

Суть интермодуляции состоит в том, что при действии на вход ПРМ одновременно с полезным двух или более мешающих сигналов, находящихся за пределами полосы пропускания, из-за нелинейности характеристик усилительных элементов могут образовываться

комбинационные составляющие, попадающие в полосу пропускания ПРМ.

Типовой проверкой нелинейных явлений является испытание блокировки приемника двумя одновременно действующими сигналами — сильным мешающим и полезным. Блокирование приемника характеризуется уменьшением уровня полезного сигнала или его полным подавлением мешающим сигналом, частота которого лежит за пределами полосы пропускания приемника. Причиной блокирования является нелинейность характеристики передачи усилительного тракта приемника до основного фильтра тракта промежуточной частоты.

Радиостанции железнодорожной радиосвязи работают в условиях сильных помех, поэтому для измерения избирательности их радиоприемников применяют многосигнальные методы 0151 двух- и трехсигнальные.

Двухсигнальная характеристика избирательности. При измерении двухсигнальным методом на вход приемника одновременно воздействуют два сигнала: немодулированный на частоте полезного сигнала f_0 и модулированный мешающий сигнал, частота которого равна $f_0 \pm \Delta f$.

Структурная схема для измерения приведена на рис. 10.21, а.

Генераторы сигналов подключаются ко входу приемника через согласующие сопротивления $R_1 = R_2 = R_3 = 1/3 R$, где R — волновое сопротивление коаксиальной линии, равное 50 или 75 Ом. На выходе ПРМ включают ИНИ. Вначале на приемник подается нормальный испытательный сигнал от генератора G_1 , настроенного на частоту полезного сигнала. Уровень высокочастотного сигнала U_1 выставля-

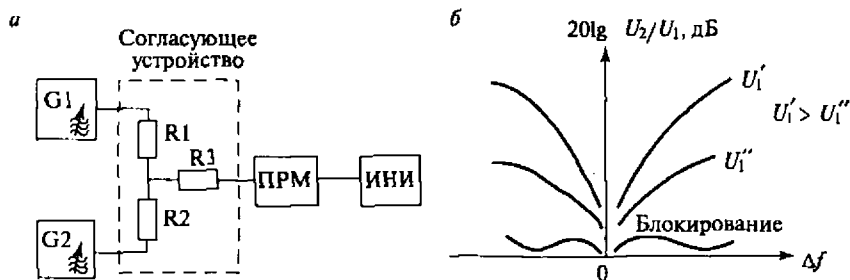


Рис. 10.21. Схема измерения двухсигнальной характеристики избирательности (а); характеристики избирательности (б)

ют таким, чтобы отношение сигнал/шум на выходе было 12 дБ (по методу СИНАД). Мешающий сигнал при этом отключен. Далее снимается модуляция желательного сигнала, а уровень несущей при этом остается без изменения. Включается мешающий сигнал от второго генератора G2 с уровнем модуляции, который имел ранее полезный сигнал, а частота равна $f_{\text{ск}} = f_0 \pm \Delta f$.

Уровень высокочастотного мешающего сигнала U_2 увеличивают до тех пор, пока отношение сигнал/шум на выходе приемника не уменьшится до 6 дБ (50 % по ИНИ). Измерение проводят на соседних каналах, расположенных по обе стороны от полезного сигнала ПРМ. Избирательность определяют по формуле

$$\sigma_{\text{ск}} = 20 \lg U_2 / U_1, \text{ дБ.} \quad (10.12)$$

При дальнейшем увеличении уровня мешающего сигнала наступает блокирование приемника. Двухсигнальные характеристики избирательности и кривая блокирования для приемника представлены на графиках рис. 10.21, б.

Затем генератор G2 перестраивают, устанавливая на нем значения промежуточной $f_{\text{пр}}$, зеркальной $f_{\text{зк}}$ частот всех мешающих, а также других возможных каналов, образованных в результате взаимодействия напряжений помех и гармоник местных гетеродинов: $f_{\text{п}} = \pm m/n f_r \pm 1/n f_{\text{пр}}$. Здесь $f_{\text{п}}$ — частота мешающего сигнала, f_r — частота гетеродина ПРМ, $m = 0, 1, 2, \dots$; $n = 1, 2, 3, \dots$. Определяют уровень сигнала на выходе второго генератора U_2 , при котором отношение сигнал/шум на выходе приемника будет 6 дБ. Избирательность для всех мешающих сигналов определяют по формуле (10.12).

Трехсигнальная (интермодуляционная) характеристика избирательности. В данном методе на вход приемника включают три измерительных генератора (рис. 10.22) через согласующие резисторы $R1 = R2 = R3 = R4 = 0,5R = 25 \text{ Ом}$ (или 37,5 Ом).

На вход ПРМ от первого генератора G1 (при отсутствии сигналов от второго G2 и третьего G3 генераторов) подают нормальный испытательный сигнал и устанавливают его уровень U_1 таким, чтобы отношение сигнал/шум на выходе ПРМ было равно 12 дБ (25 % по ИНИ). Затем подают немодулированный мешающий сигнал от второго и третьего генераторов, настроенных соответственно на частоты первого и второго соседних каналов: $f_{\text{ск1}} = f_0 + \Delta f$ и $f_{\text{ск2}} = f_0 - \Delta f$.

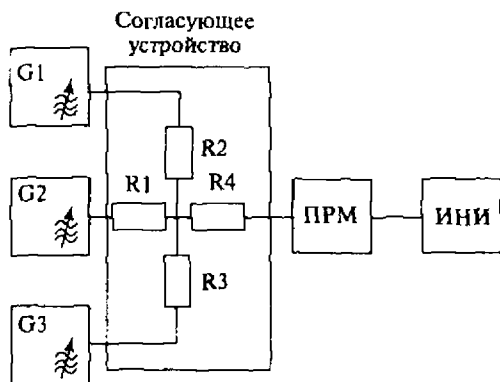


Рис. 10.22. Схема измерения трехсигнальной характеристики избирательности

Затем увеличивают уровни мешающих сигналов, поддерживая их одинаковыми, до такого значения, при котором отношение сигнал/шум на выходе ПРМ получается 6 дБ. Фиксируют уровень напряжения на выходе генераторов G1 и G2 ($U_2 = U_3$). Интермодуляционную избирательность определяют по формуле

$$\sigma_{\text{и}} = 20 \lg 2U_2 / U_1, \text{ дБ.} \quad (10.13)$$

10.1.3. Измерение напряженности электромагнитного поля и поля помех

Измерение напряженности поля

Измерение напряженности поля, создаваемого радиостанцией на некотором расстоянии от нее, позволяет определить дальность действия передатчика радиостанции и необходимую чувствительность приемника. Измерения напряженности поля в различное время года и суток для различных длин волн позволяют выработать рекомендации по выбору оптимальной длины волны для обеспечения надежной радиосвязи.

Как известно, электромагнитное поле плоской волны характеризуется системой трех взаимно перпендикулярных векторов:

- вектором напряженности электрического поля E ;

- вектором напряженности магнитного поля H ;
- вектором Умова—Пойтинга P , указывающим направление распространения электромагнитных волн. Модуль этого вектора равен плотности потока энергии электромагнитного поля.

Модули векторов связаны между собой следующими соотношениями:

$$H = E / (120 \pi) \quad \text{и} \quad P = HE = E^2 / (120 \pi),$$

где E — мгновенная напряженность электрического поля, В/см;

H — мгновенная напряженность магнитного поля в поперечной плоскости, А/см;

120π — множитель, характеризующий волновое сопротивление свободного пространства.

Поэтому принципиально безразлично, какая измеряется величина. Измеряют то, что удобнее. В метровом и дециметровом диапазонах измеряют E .

Напряженность поля E можно определить, измерив наведенную в антенне ЭДС (e):

$$E \approx e / h_d,$$

где h_d — действующая высота антенны.

На сантиметровых волнах обычно измеряют мощность на выходе антенны P

$$P = S E^2 / (120 \pi),$$

где S — площадь поверхности антенны.

В измерителях напряженности поля используют рамочную, полуволновую, штырьевую, рупорную и параболическую антенны.

Действующая высота для рамочной антенны рассчитывается по формуле $h_d = 2\pi SN / \lambda$. Здесь S — площадь рамки, м²; N — число витков рамки; λ — длина волны, м. В измерителях в диапазоне УКВ используется диполь, действующая высота которого $h_d = \lambda / \pi$, или штырьевая антенна, для которой $h_d = l / 2$, где l — длина штыря ($l \ll \lambda$).

Различают два метода измерения напряженности поля:

- метод измерения напряженности сильных полей, основанный на непосредственном измерении ЭДС в приемной антенне;
- метод измерения слабых полей, основанный на сравнении (компарировании) ЭДС, индуцированной измеряемым полем в прием-



Рис. 10.23. Индикатор напряженности поля

ной антенне с напряжением такой же частоты, как вводимое в антенну от местного калибровочного генератора.

Измерение напряженности сильных полей выполняется по схеме, показанной на рис. 10.23.

Рамку измерителя ориентируют таким образом, чтобы ее плоскость совпадала с направлением поля, а антенный контур настраивается конденсатором на частоту измеряемых колебаний. При настройке в резонанс и оптимальной ориентации рамки

(что отмечается по максимальным показаниям вольтметра) имеет место соотношение

$$U = E h_d Q, \quad (10.13)$$

где U — показания вольтметра;

Q — добротность рамки.

Из (10.14) напряженность поля $E = U / h_d Q$.

Метод измерения слабых полей состоит в том, что слабый измеряемый сигнал (порядка единиц микровольт) усиливают до значения, которое может быть уверенно измерено, а затем сравнивают его с сигналом, полученным от калибровочного генератора (рис. 10.24). В качестве усилителя используют чувствительные приемники с индикаторами на выходе. Приемник настраивают на частоту измеряемого

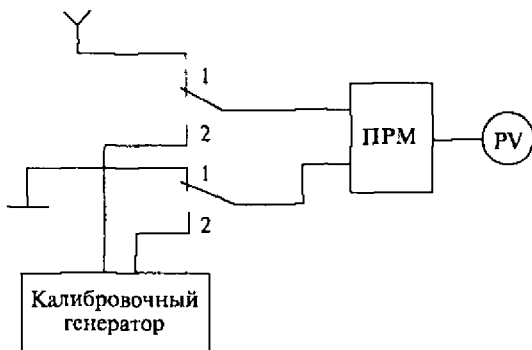


Рис. 10.24. Схема метода сравнения измерения напряженности поля

поля и определяют показания индикатора. Затем на вход приемника подают напряжение от образцового генератора, который связан с антенным контуром через делитель высокочастотного напряжения, добиваясь тех же показаний индикатора.

Так как часто возникают сложности с изготовлением делителя с постоянной кратностью деления в широком диапазоне частот, то делитель, выполненный на одну частоту, помещают в тракт УПЧ приемника. От калибровочного генератора подается относительно сильный сигнал порядка нескольких милливольт постоянной амплитуды. При приеме слабого сигнала делитель дает меньшее ослабление, чем при подаче более сильного калибровочного сигнала, и таким образом получают одинаковые показания выходного индикатора прибора. По известному уровню выходного сигнала калибровочного генератора и изменению ослабления делителя рассчитывают наведенную ЭДС в антенне.

Измерение поля помех

Организация помехоустойчивой связи вдоль перегонов или в условиях станционной работы является необходимым и весьма сложным делом вследствие того, что устройства радиосвязи работают в весьма неблагоприятных условиях.

Оценкой мешающего влияния помех и методами борьбы с ними занимаются почти все промышленно развитые страны.

Международный специальный комитет по радиопомехам (МСКР) разрабатывает единые методы оценки и контроля радиопомех и единые нормы на допустимый уровень помех по отдельным группам частот. По линии МСКР согласованы единые требования на методы измерения помех и приборы для их измерения.

Виды помех

Помехой радиоприему называется любое постороннее воздействие, вызывающее искажение передаваемого по радиоканалу сообщения. Радиопомехи являются основным фактором, ограничивающим дальность передачи информации.

Основным путем, по которому попадают помехи в каналы радиоаппаратуры, является вход приемника и все связанные с ним цепи и устройства: антенна, кабель, соединяющий антенну со входом приемника, провода заземления и т.д. Помехи могут также проникнуть в приемник по внешним проводам, соединяющим радиостанцию с пультом управления и источником питания.

По форме напряжения, получающегося на выходе приемника при воздействии на него помех, их можно разделить на синусоидальные, гладкие и импульсные.

Синусоидальные помехи создаются мешающими радиостанциями и некоторыми видами промышленных установок.

Гладкие (флуктуационные) помехи представляют собой последовательность большого количества хаотически следующих один за другим импульсов, причем переходные процессы от отдельных импульсов не успевают затухать в колебательных системах к моменту появления следующих. Помехи такого рода называются также *квазиимпульсными*.

Импульсные помехи возникают вследствие резких изменений тока в электрических цепях промышленных установок.

Основным видом помех для каналов радиосвязи, используемых железнодорожным транспортом, являются помехи промышленного происхождения. Из-за них может произойти ограничение дальности и снижение качества технологической радиосвязи. Они в большинстве случаев определяют реализуемую чувствительность приемных устройств, которая оказывается намного ниже номинальной чувствительности, зависящей от собственных шумов. Промышленные помехи, создаваемые электрооборудованием и электроустановками железнодорожного транспорта, занимают особое место среди других непреднамеренных помех.

Большинство источников создают помехи, которые характеризуются широким спектром, захватывающим диапазоны метровых и дециметровых волн. Как правило, источники промышленных помех находятся в непосредственной близости от антенн радиостанций технологической радиосвязи. Поэтому несмотря на их меньшую мощность по сравнению с источниками излучений полезного сигнала, промышленные помехи в основном определяют электромагнитную обстановку, и уменьшение их мешающего действия является одной из основных задач в обеспечении нормальной работы радиосредств.

Промышленные помехи, как правило, представляют собой последовательность коротких электрических импульсов. Особенностью такого вида помех является то, что они имеют непрерывный (сплошной) спектр, амплитуды составляющих которого зависят от величины, формы и длительности импульсов.

Форма и длительность помех на выходе приемника определяются частотными свойствами его избирательных систем, в основном фильтров усилителей промежуточной частоты (УПЧ). Под действием импульсной помехи на выходе УПЧ создается высокочастотное колебание с частотой, равной центральной частоте пропускания полосового фильтра (рис. 10.25). Максимальная амплитуда $U_{п\max}$ помехи на выходе УПЧ

$$U_{п\max} = k B |S(\omega)| f_{0,5}, \quad (10.14)$$

где k — коэффициент пропорциональности, зависящий от формы кривой избирательности приемника;

B — коэффициент усиления тракта на центральной частоте;

$|S(\omega)|$ — средняя спектральная плотность импульса помехи в полосе пропускания приемника;

$\Delta f_{0,5}$ — ширина полосы пропускания приемника на уровне 0,5.

Длительность импульса помехи, определяемая на уровне $0,1 U_{п\max}$, равна $\tau_{0,1} \cong 2/\Delta f$.

Таким образом, максимальное напряжение $U_{п\max}$ возрастает с увеличением полосы пропускания, а длительность импульса $\tau_{0,1}$ соответственно уменьшается.

Характер помехи на выходе приемника зависит от частоты следования воздействующих на его вход возмущений.

Если импульсы помех, воздействующие на вход приемника, следуют с достаточно большими интервалами, так что всплеск напряжения в избирательной системе, вызванной одним импульсом, затухает к моменту действия следующего импульса, то такие помехи называют-

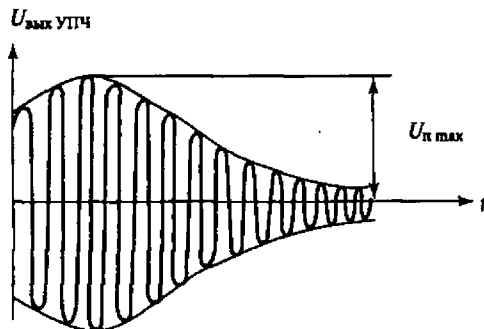


Рис. 10.25. Напряжение на выходе УПЧ измерителя помех

ся *импульсными*. Под действием этих помех в телефоне или громкоговорителе возникают треск или щелчки, повторяющиеся с последовательностью импульсов помехи.

При воздействии на приемник последовательности импульсов с такой частотой следования, что на выходе избирательных систем усилителя промежуточной частоты происходит наложение всплесков напряжений один на другой, помехи считаются *гладкими*. Амплитуды и фазы колебаний носят случайный характер, так как моменты появления импульсов на входе приемника случайны. В конечном аппарате приемника от действия гладких помех прослушивается шум в виде шороха и шипения. При одной и той же последовательности импульсов на входе приемника на выходе УПЧ с узкой полосой они могут быть гладкими (флуктуационными), а для УПЧ с широкой полосой — импульсными.

Воздействие помех на ЧМ сигналы проявляется в нежелательной модуляции по амплитуде и частоте. Амплитудная модуляция не влияет на результаты детектирования в приемнике ЧМ сигналов, так как она устраняется ограничителем. Нежелательная частотная модуляция создает на выходе напряжение помехи.

Радиопомехи, создаваемые устройствами железнодорожного транспорта

Нормы допускаемых индустриальных радиопомех, действующие в настоящее время, распространяются на радиопомехи, создаваемые электрическими устройствами, оборудованием и аппаратурой различного назначения, и определяются в документе «Общесоюзные нормы допускаемых индустриальных радиопомех». Все источники помех подвергаются типовым и контрольным испытаниям.

В общесоюзных нормах разработана методика измерения радиопомех, создаваемых устройствами железнодорожного транспорта, которые оказывают влияние на работу радио- и телеприемников, находящихся вблизи полотна железной дороги. Для этих устройств действие помех проявляется только в моменты прохождения электроподвижного состава.

Для локомотивных радиостанций действие помех проявляется постоянно в течение всего времени работы электрооборудования, специфичного для железнодорожного транспорта. Поэтому для обеспечения устойчивой работы радиостанций технологической радио-

связи разработаны нормы на допускаемые уровни помех в полосах частот, выделенных для служебной радиосвязи на железнодорожном транспорте.

Нормы, распространяющиеся на электроподвижной состав железнодорожного и городского транспорта, тяговые подстанции, контактные сети, устройства СЦБ регламентируют допускаемые значения радиопомех в диапазоне частот 0,15...300 МГц.

Для каналов поездной радиосвязи гектометрового диапазона основными источниками помех служат электроподвижной состав, высоковольтные линии электропередачи, контактная сеть, тяговые подстанции, а также устройства автоматики и телемеханики.

Радиопомехи, создаваемые железнодорожным электротранспортом и связанными с ними устройствами автоматики, сигнализации и автоблокировки, нормируются только по уровню поля. Исключением являются помехи от объектов, связанных с электрическими сетями жилых домов, которые нормируются по уровню поля и напряжению помех.

При эксплуатации аппаратуры поездной радиосвязи гектометрового диапазона необходимо, чтобы на выходе УПЧ приемника полезный сигнал превышал помеху не менее чем в 2 раза при электротяге на постоянном и переменном токе и в 3 раза — на участках с тепловозной тягой. При этих условиях связь считается устойчивой.

На радиостанциях, установленных на электровозах и электропоездах, большие уровни помех наблюдаются, в основном, во время движения.

На рис. 10.26 представлена схема, на которой показаны источники помех, оказывающих влияние на работу радиостанций железнодорожной связи.

Помехи, возникающие от *нарушения токосъема*, зависят от скорости движения, состояния пути, конструкции токоприемника, эластичности подвески контактной сети, в зимний период — от наличия инея на контактном проводе. Эти помехи во время движения могут достигать на входе приемника значений 3..4 мВ. Наибольшее нарушение токосъема происходят в моменты, когда токоприемник проходит места жесткого закрепления контактного провода. При этом возникают отрывы токоприемника от контактного провода, которые сопровождаются появлением электрических разрядов. В результате

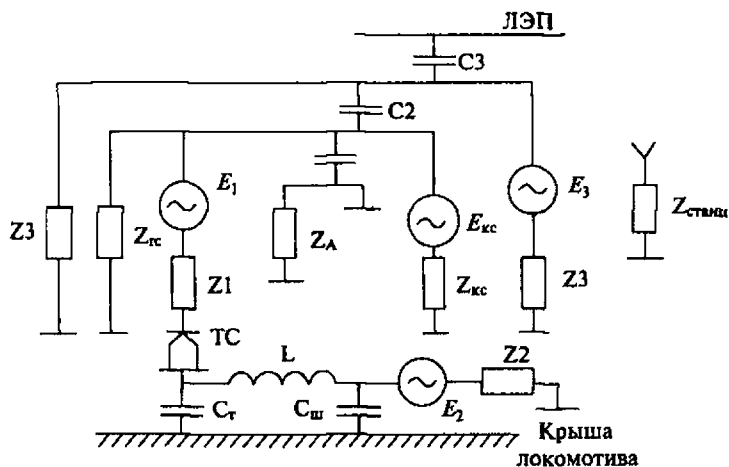


Рис. 10.26. Источники помех на железнодорожном транспорте : E_1 — ЭДС помех, возникающая при нарушении токосъема; E_2 — ЭДС помехи, создаваемой внутренним оборудованием электровоза; E_3 — ЭДС помехи от высоковольтных линий и контактной сети; Z_1, Z_2, Z_3 — сопротивления соответствующих источников помех; C_T — емкость токосъемника (ТС); $C_{ш}$ — емкость высоковольтной шины по отношению к крыше локомотива

появляются интенсивные импульсные помехи, оказывающие наиболее сильное воздействие на локомотивную антенну.

Основным источником помех на тепловозах с электрической передачей является *внутреннее электрооборудование*. Помехи на тепловозах возникают при скольжении щеток по коллекторам электрических машин, а также вследствие работы пускорегулирующей аппаратуры, проникая в приемник радиостанций в основном не через антенну (так как корпус локомотива экранирует ее от источников помех), а через ввод антенны и, частично, кабель, соединяющий АСУ с радиостанцией и радиостанцию — с пультом управления.

Главными причинами, вызывающими появление помех от *высоковольтных линий и контактной сети*, являются частичные разряды, возникающие на поверхности изоляторов, различные нарушения контактов и коронирующие области на поверхности проводов. Изоляторы, находящиеся в исправном состоянии, всегда создают некоторый уровень помех. Если в изоляторах появляются дефекты, уровень

помех резко возрастает. В сырую, дождливую погоду уровень помех, обусловленный частичными разрядами в изоляторах, резко уменьшается, так как влага смачивает их поверхность и процессы заменяются токами утечки.

Интенсивность помех и количество коронирующих точек на высоковольтных проводах зависят от напряжения, материала, диаметра провода, состояния его поверхности, атмосферных условий и других причин.

Наибольшие помехи создают линии ДПР (трехфазная несимметричная линия «два провода—рельсы»). Эти линии подвешивают на опорах контактной сети и используют для питания тяговых потребителей: энергоснабжения промежуточных пунктов, питания устройств СЦБ и др. Провода контактной сети имеют большее сечение, чем провода ДПР, поэтому напряженность поля на их поверхности значительно меньше и уровень помех ниже, чем от проводов ДПР.

На стационарных радиостанциях ПРС, работающих на антенны с большой действующей высотой, учитывают помехи от мешающих радиостанций, которые удалены от места приема на большие расстояния. Влияние мешающих радиостанций проявляется в ночное время за счет улучшения условий распространения волн гектометрового диапазона. Радиостанции станционной радиосвязи метрового диапазона подвержены влиянию импульсных помех индустриального происхождения.

Источниками помех на маневровых тепловозах служат электрические регуляторы напряжения. Основными же видами помех в этом диапазоне следует считать помехи от посторонних радиостанций и внутренние шумы приемных устройств, которые являются результатом теплового движения зарядов в усилительных элементах, проводниках и колебательных контурах.

Методы и приборы для обнаружения и измерения помех

Существует два основных метода оценки мешающего действия помех — энергетический и вероятностный.

В основу энергетического метода, который применяется при оценке воздействия помех на прием аналоговой информации, положено отношение сигнал/помеха, т.е. отношение эффективного значения сигнала, соответствующего пиковой мощности передатчика, к эффективному значению помехи в заданной полосе пропускания.

Задаваясь соотношением сигнал/помеха для данного вида радиосвязи и зная среднюю мощность помехи, можно определить уровень полезного сигнала в точке приема. В материалах Международного союза электросвязи (секция радиосвязи) — МСЭ-Р имеются рекомендации по выбору необходимого отношения сигнал/помеха, который определяется с учетом ширины полосы пропускания приемного устройства и требуемого качества передачи. Энергетический метод сравнительно прост и используется в основном для телефонных каналов радиосвязи, так как не учитывает микроструктуру помех.

Вероятностный метод основан на использовании статистических параметров помех при приеме дискретной информации, причем в качестве параметра для оценки качества приема берется средняя вероятность ошибки. Данный параметр однозначно связан с амплитудными и временными характеристиками потоков импульсов помех и средним эффективным значением. Вероятностный метод позволяет в ряде случаев математически довольно строго определить вероятность искажения элементов сигнала.

Параметры помех при энергетическом методе измеряются приборами, называемыми измерителями помех. Они представляют собой специальные высококачественные приемники со стабильными характеристиками, выполненные по супергетеродинной схеме с одним, двумя или более преобразователями частоты и имеющие дополнительные устройства для измерения. Обобщенная структурная схема, по которой строятся измерители помех, дана на рис. 10.27.

Входными цепями, содержащими резонансные контуры и широкополосный делитель, прибор может быть подключен к измеритель-

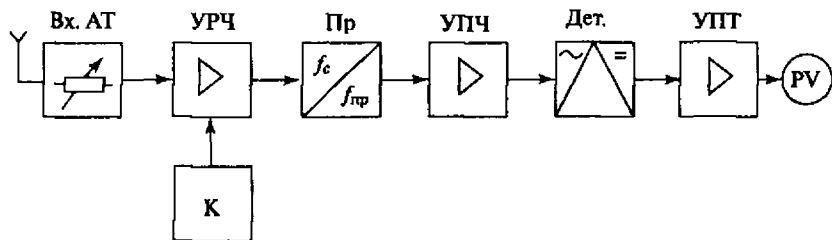


Рис. 10.27. Структурная схема измерителя помех

ной антенне или специальным щупам для поиска помех в сетях. Усилитель радиочастоты (УРЧ) усиливает сигнал, который затем преобразуется в сигнал промежуточной частоты. В УПЧ сигналы усиливаются до уровня, необходимого для работы детектора.

Одним из наиболее важных параметров измерителя помех является ширина полосы пропускания УПЧ, которая непосредственно влияет на показания измерителя согласно формуле (10.15). Ширина полосы пропускания строго связана с ходом кривой избирательности УПЧ. В случае одиночного резонансного контура значение ширины полосы пропускания несколько меньше ширины, отвечающей уровню -6 дБ от вершины кривой избирательности.

Отличие УПЧ измерителей помех от аналогичного усилителя радиоприемного устройства состоит в том, что УПЧ измерителя должен обеспечить строго определенную форму кривой избирательности. Согласно ГОСТ11001—80, определяющему характеристики измерителей помех, нормируется не только полоса пропускания на уровне -6 дБ, но и форма резонансной кривой. Кривые избирательности измерителей помех не должны выходить за пределы граничных кривых, представленных на рис. 10.28. Промышленностью выпускаются измерители помех для двух диапазонов: 1-й — для $0,15...30$ МГц, 2-й — для $30...1000$ МГц, поэтому по оси абсцисс на графиках указаны значения частоты отстройки для измерителя помех, работающего

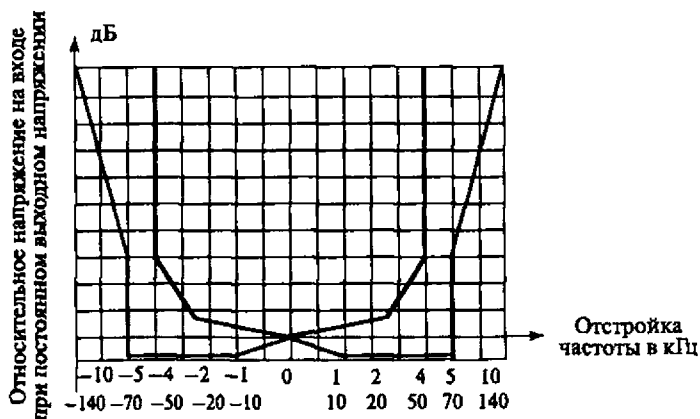


Рис. 10.28. Нормированная характеристика избирательности УПЧ

в 1-м диапазоне верхний ряд цифр, а для измерителя помех 2-го диапазона — нижний ряд цифр.

Так как к измерителю помех предъявляются более строгие требования, он может служить для измерения как помех, так и сигнала, но не любой измеритель сигнала может служить измерителем помех.

Измерители помех конструируются для измерения акустического мешающего воздействия помех. Поэтому их характеристики должны соответствовать особенностям слуха и иметь аналогичные инерционные свойства.

Восприятие звука человеком характеризуется определенной инерционностью, которая эквивалентна постоянной времени электрической цепи 1 мс. Поэтому ухо не реагирует на очень короткие импульсы, если их продолжать значительно меньше 1 мс. В то же время слуховое восприятие прекращается не сразу по окончании звука, а постепенно снижается со скоростью, эквивалентной постоянной времени 50...200 мс в зависимости от громкости звука.

Эти свойства обеспечиваются с помощью вольтметра прибора, состоящего из квазипикового детектора, усилителя постоянного тока (УПТ) и индикатора. Инерционные свойства квазипикового вольтметра (рис. 10.29) зависят от постоянной времени детектора. Постоянная времени заряда τ_z определяет способность детектора воспринимать короткие импульсы, а постоянная времени разряда τ_p — способность детектора поддерживать этот уровень в течение некоторого времени после прекращения действия импульса.

Для 1-го диапазона измерителей помех установлены значения $\tau_z = 1$ мс и $\tau_p = 160$ мс, а для 2-го $\tau_z = 1$ мс и $\tau_p = 550$ мс.

Кроме квазипикового вольтметра измерители помех содержат вольтметры, измеряющие среднее, среднеквадратическое (эффективное) и пиковое значения помехи. Однако допустимые нормы на все

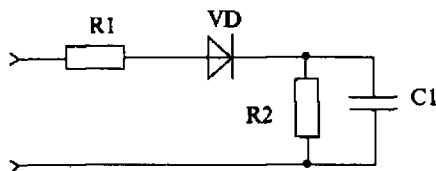


Рис. 10.29. Квазипиковый детектор

виды источников радиопомех определяются по показаниям квазипикового вольтметра.

Для калибровки прибора в процессе эксплуатации в измерителе помех имеется внутренний генератор-калибратор. В качестве источника эталонного напряжения используют генераторы шума, создающие широкий спектр, благодаря чему измерители помех проверяются одновременно по усилению и полосе пропускания.

При оценке действия помех на каналы технологической радиосвязи имеются особенности, вызванные применением в радиостанциях частотной модуляции. Поэтому необходимо не просто измерить уровень шума, но и оценить его влияние на прием частотно-модулированного сигнала в приемнике при имеющейся полосе пропускания. При малых индексах модуляции, которые имеют место в радиостанциях гектометрового диапазона, нет существенных отличий в оценке помех, так как в этом случае частотно-модулированный сигнал по своему спектральному составу адекватен амплитудно-модулированному.

В диапазоне метровых и дециметровых волн необходимо, чтобы измерители помех имели полосы пропускания, соответствующие нормам радиостанций железнодорожной связи.

В настоящее время разработан измеритель помех П5-42, универсальность характеристик которого позволяет применять его для поиска радиопомех в служебной связи железнодорожного транспорта. Измеритель устанавливают в вагоне-лаборатории. Работники дорожной лаборатории проводят комплексную проверку работы поездной радиосвязи измерением уровня сигнала от стационарных радиостанций вдоль перегона с контролем основных электрических параметров, измеряют уровни помех и выявляют участки неуверенного приема и отсутствия связи.

Измеритель помех работает в диапазоне частот от 9 кГц до 1000 МГц и имеет следующие номинальные значения ширины полос:

- 200 Гц, 3 и 9 кГц — в диапазоне частот от 9 кГц до 30 МГц;
- 3, 9, 20 и 120 кГц, 1 и 8 МГц — в диапазоне частот от 30 до 1000 МГц.

Прибор измеряет квазиликовое, пиковое, среднее и среднеквадратическое значения напряжения помех. Измеритель позволяет измерять девиацию сигналов и частоту однотональных ЧМ-сигналов.

Наличие в приборе каналов общего пользования и RS-232C обеспечивает дистанционное управление от внешней ЭВМ. В комплекте с эквивалентами сети возможно измерение напряжений помех, возникающих на проводах питания электротехнических устройств, а с измерительными антеннами измеряют напряженность поля сигналов и радиопомех.

Упрощенная структурная схема измерителя радиопомех представлена на рис. 10.30.

Сигнал, поступающий на вход усилителя радиочастоты, проходит через входной аттенюатор и разделяется на два канала: 9 кГц...30 МГц и 30...1000 МГц.

Сигнал с частотой 9 кГц...30 МГц преобразуется в модуле ВЧ1 в оконечную промежуточную частоту 17,628 МГц. Тракт высокой частоты модуля содержит преселектор, отключаемый предварительный усилитель, первый смеситель, в котором сигнал преобразуется в первую промежуточную частоту, равную 82,628 МГц. Далее сигнал усиливается, фильтруется и поступает на второй смеситель. В результате получается сигнал второй промежуточной частоты, равный 2,628 МГц. На этой частоте фильтром формируется полоса 200 Гц. После прохождения сигнала через третий смеситель получается промежуточная частота 17,628 МГц.

Сигнал с частотой 30...1000 МГц обрабатывается в модуле ВЧ2, где проходит через преселектор, смеситель 1 и усилитель промежуточной частоты. Сигнал с частотами 30...500 МГц (поддиапазон 2) преобразуется в первую промежуточную частоту, равную 817,628 МГц, а с частотами 500...1000 МГц (поддиапазон 3) в частоту, равную 317,628 МГц. Эти сигналы проходят через полосовые фильтры и поступают в смеситель 2, где преобразуются в оконечную промежуточную частоту 17,628 МГц.

Сигналы с модулей ВЧ1 и ВЧ2 поступают на модуль промежуточной частоты (ПЧ), где происходят основная фильтрация и необходимое усиление до уровня, достаточного для работы детекторов.

Поступившие в блок детекторов (БД) сигналы преобразуются в видеосигнал. Кроме того, в блоке детекторов осуществляются демодуляция амплитудно-модулированного (АМ) и частотно-модулированного (ЧМ) сигналов для канала звукового контроля, а также использование продетектированного ЧМ-сигнала для измерения девиации и частоты однотоновых сигналов.

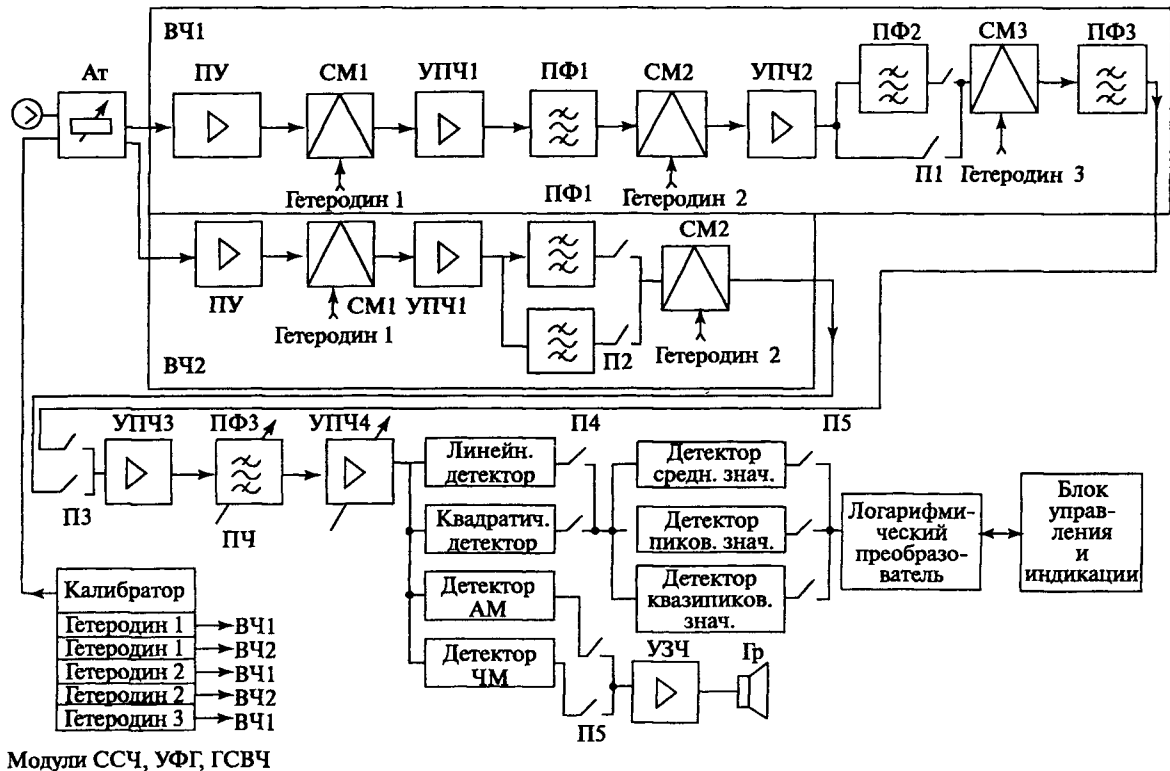


Рис. 10.30. Структурная схема измерителя помех П5-42

В блоке детекторов формируются среднее, среднеквадратическое, пиковое и квазипиковое значения, а также логарифмическая шкала.

Далее сигнал поступает на аналого-цифровой преобразователь (АЦП), управляемый центральным процессором, который обеспечивает общее управление измерителем посредством программ, находящихся в постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ).

Частоты гетеродинов вырабатываются в модуле синтезатора сетки частот (ССЧ). С помощью системы фазовой автоподстройки частоты, для которой в качестве опорного генератора используется сигнал кварцевого генератора частотой 10 МГц, вырабатываются вспомогательные частоты генераторов: 192...308 МГц с шагом 2 МГц и 12...14 МГц с шагом 250 Гц.

Перекрытие частотного диапазона осуществляется с помощью гетеродина, расположенного в модуле генератора сверхвысокой частоты (ГСВЧ) и вырабатывающего сигналы:

- первого гетеродина для модуля ВЧ1 в диапазоне частот 82,628...112,628 МГц;
- первого гетеродина для модуля ВЧ2 в диапазоне частот 817,628...1317,628 МГц;
- сигнал калибратора 20 и 500 МГц.

В устройстве фиксированных гетеродинов (УФГ) вырабатываются сигналы:

- второго гетеродина для модуля ВЧ1 частотой 80 МГц;
- третьего гетеродина для модуля ВЧ1 частотой 15 МГц;
- второго гетеродина для модуля ВЧ2 частотами 300 и 800 МГц;
- опорный сигнал с частотой 10 МГц для синхронизации гетеродинов.

Цифровые измерители помех

При определении помехоустойчивости цифровых систем, в основе которых лежит пороговый метод приема сигналов, важно не просто знать среднюю интенсивность поля помехи, но и ее спектральное распределение, т.е. использовать вероятностные методы определения, положенные в основу построения цифровых анализаторов помех.

При анализе распределения вероятностей случайного процесса $X(t)$ можно использовать функцию распределения

$$F(x, t_j) = P[X(t_j) < x],$$

где P — символ вероятности.

Если исследуемый случайный процесс является стационарным и эргодическим по отношению к законам распределения вероятностей, то функцию распределения можно определить по одной реализации процесса. При этом она характеризуется относительным временем пребывания значений реализации ниже заданного уровня x :

$$F(x) = \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_{i=1}^n \Delta t_i, \text{ при } T \rightarrow \infty, n \rightarrow \infty,$$

где Δt_i — i -й интервал времени пребывания;

T — суммарное время наблюдения процесса.

В основу работы анализаторов спектра положен принцип нахождения вероятности того, что значение функции превышает некоторый заданный уровень, так как для этой цели удобно использовать пороговые схемы. Для этого вводят дополнительную функцию превышения уровня:

$$1 - F(x) = P[X(t_i) > x].$$

Задавая различные уровни x_0 (рис. 10.31) и вычисляя соответствующие им относительные суммы интервалов времени Δt_i , можно получить точки распределения вероятности, а по ним построить и саму функцию распределения.

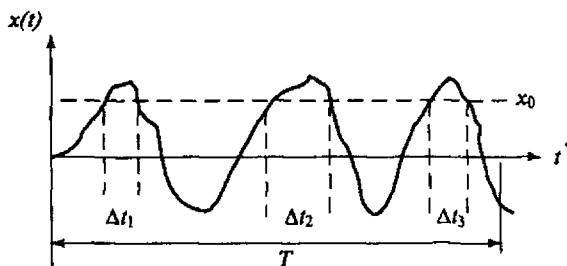


Рис. 10.31. График реализации исследуемого случайного процесса

Упрощенная структурная схема цифрового анализатора помех дана на рис. 10.32, *а*, *б*, а временные диаграммы, поясняющие принцип работы прибора, — на рис. 10.33. Анализ проводится в 10 идентичных каналах для разных уровней опорного напряжения. На рис. 10.32, *б* дана структурная схема одного канала. Напряжение исследу-

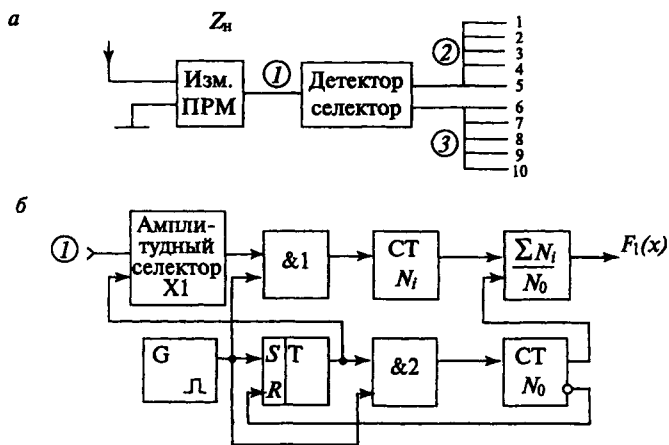


Рис. 10.32. Структурная схема анализатора помех

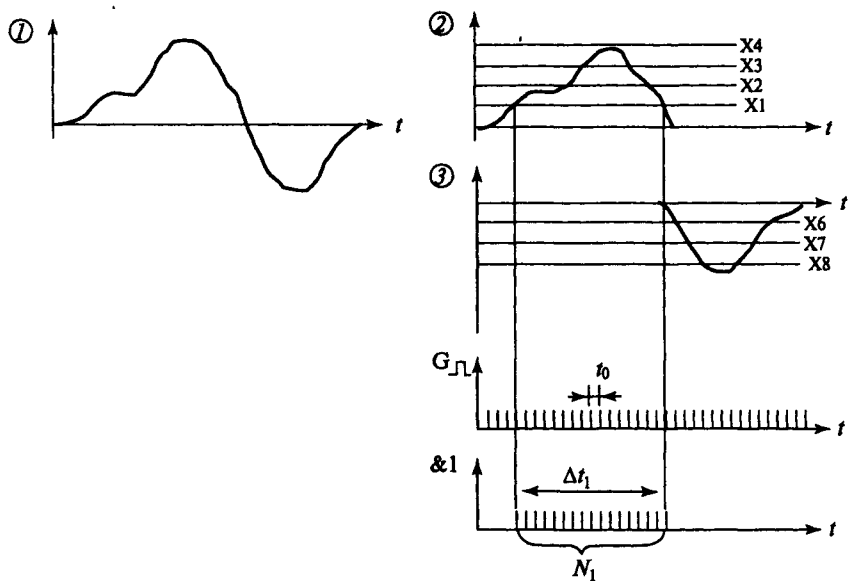


Рис. 10.33. Временные диаграммы работы анализатора помех

емой помехи с выхода измерительного приемника (изм. ПРМ) детектором-селектором распределяется по каналам измерения положительных и отрицательных уровней. Тактовый генератор формирует импульсную последовательность с периодом t_0 . Число импульсов, прошедших схему & за время превышения уровня в одном канале,

$$N_1 = \Delta t_1 / t_0.$$

Число импульсов за полное время анализа T

$$N_0 = T / t_0.$$

Частота превышений уровня в каждом канале за время наблюдения

$$v_x = \sum_{i=1}^{10} \frac{\Delta t_i}{T} = \sum_{i=1}^{10} \frac{N_i \cdot t_0}{N_0 \cdot t_0} = \sum_{i=1}^{10} \frac{N_i}{N_0}.$$

Это отношение, рассчитанное в счетном устройстве, служит оценкой функции распределения, по рассчитанным значениям которой для 10 каналов строят график (рис. 10.34).

Методы радиоконтроля

Обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств (РЭС) имеет важное практическое значение, так как сфера применения радиосистем в различных областях человеческой деятельности быстро расширяется. Количество радиосредств, работающих в общих полосах частот на ограниченной территории, постоянно возрастает.

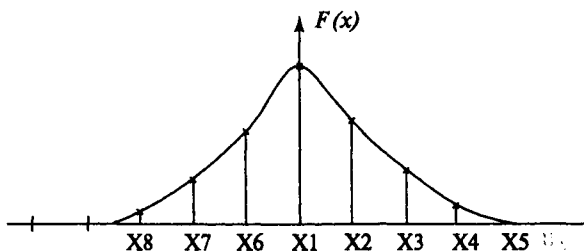


Рис. 10.34. График функции распределения

Вследствие этого техническая проблема эффективного использования радиочастотного спектра и обеспечения ЭМС, т.е. нормальной работы радиоэлектронных средств без взаимных помех становится весьма сложной. Актуальная задача — проверка соответствия нормам параметров излучения РЭС. Особенно острой эта проблема является для радиостанций железнодорожного транспорта, так как они работают в условиях насыщенности средствами связи.

Для проведения радиоконтроля созданы измерительные комплексы, в состав которых входят два и более радиоприемников. Один радиоприемник настраивается на частоту полезного сигнала радиостанции железнодорожной связи, второй — на частоту сигнала предполагаемой помехи. По результатам детектирования двух сигналов микропроцессор определяет функцию взаимной корреляции. Пользователем задается порог в программном обеспечении на обнаружении помехи. Если уровень функции взаимной корреляции превышает заданный порог, то обнаруженный сигнал на сканируемой частоте считается участвующим в формировании помехи для частоты полезного сигнала.

Программное обеспечение измерительного комплекса содержит «Базу данных радиостанций и радиосетей». Информационная часть базы данных включает в себя сведения о параметрах РЭС — мощности и частоте излучения радиопередающих устройств, а также информацию о владельце РЭС, сети и месте локации.

Список подозреваемых источников помех формируется на основе информации, содержащейся в базе данных.

10.1.4. Проверка работоспособности радиостанций с помощью самодиагностики в режиме «Контроль»

Качество работы любого устройства оценивается определенной системой параметров, которые являются характеристикой способности данного объекта выполнять возложенные на него функции.

Современные радиостанции железнодорожной радиосвязи представляют собой сложные устройства, управление узлами и блоками которых осуществляется микропроцессорными контроллерами по хранящейся в них программе.

Система технологической радиосвязи на железнодорожном транспорте включает в себя поездную, станционную и ремонтно-оператив-

ную связь, а также связь оповещения. Для организации этих технологических связей применяют стационарные, возимые и носимые радиостанции.

Технологический процесс обслуживания радиостанций включает в себя проверку их работоспособности с помощью встроенных средств самодиагностики и стендов технологического обслуживания радиостанций (СТОР).

В возимых и носимых радиостанциях проверяются параметры блока приемопередатчика, антенно-согласующего устройства, блоков питания и автоматики. В стационарных радиостанциях дополнительная проверка осуществляется для устройств сопряжения с аналоговыми и цифровыми линейными каналами диспетчерской связи, а также стационарных пультов управления.

Несмотря на функциональные различия радиостанций, основой построения приемопередатчиков является структурная схема, представленная на рис. 10.35.

Блок приемопередатчика содержит два независимых тракта — приемный и передающий, работающие в симплексном режиме.

В режиме «Прием» высокочастотный сигнал из антенны приходит в антенно-согласующее устройство (АнСУ), предназначенное для согласования антенны с входом приемника и выходом передатчика. Далее сигнал через рефлектометр (Р) поступает на вход ступенчатого аттенюатора, обеспечивающего регулировку чувствительности приемника.

Приемник супергетеродинного типа выполняется по схеме с двукратным преобразованием частоты (независимо от диапазона частот работы радиостанции). Далее сигнал через полосовой фильтр (ПФ) поступает на усилитель радиочастоты (УРЧ) и первый смеситель (СМ1). Сигнал УРЧ может блокироваться импульсами, поступающими от схемы подавления импульсных помех (ПИП), для исключения возможности прохождения помехи в тракт приемника.

В смесителе частота сигнала преобразуется в первую промежуточную частоту. Для этого на смеситель подается напряжение первого гетеродина, входящего в состав синтезатора частоты (СЧ). С выхода смесителя сигнал поступает на первый усилитель промежуточной частоты (УПЧ1) и далее через полосовой фильтр — на второй смеситель (СМ2), представляющий собой многофункциональную схему,

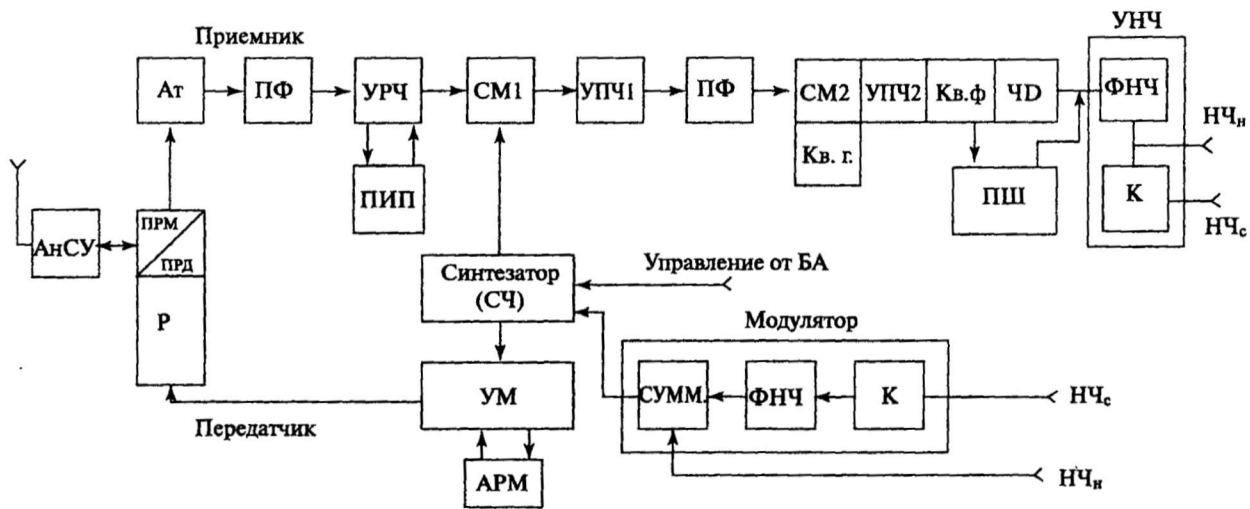


Рис. 10.35. Обобщенная структурная схема ПРМ—ПРД радиостанций железнодорожной связи

где он преобразуется на вторую промежуточную частоту 455 кГц (одинаковую для всех радиостанций). Многофункциональная схема включает гетеродин, стабилизированный кварцем, смеситель, второй усилитель промежуточной частоты с кварцевым фильтром и частотный детектор (ЧД). Продетектированный сигнал второй промежуточной частоты поступает в тракт низкой (звуковой) частоты. Фильтр нижних частот (ФНЧ) формирует рабочую полосу частот от 300 до 3400 Гц. С выхода ФНЧ сигнал поступает на корректор (К), обеспечивающий послекоррекцию сигнала 3 дБ/октаву, и далее на симметричный выход (НЧс) приемника. На несимметричный выход приемника (НЧн) сигнал поступает с выхода ФНЧ.

Подавитель шума (ПШ) обеспечивает защиту оператора от прослушивания шумов в канале связи при отсутствии полезного сигнала.

При работе радиостанции в режиме «Передача» модулирующие сигналы могут поступать как от симметричного, так и от несимметричного входов. При модуляции с симметричного входа сигнал поступает на корректор (К) модулятора (М), который обеспечивает предкоррекцию сигнала 3 дБ/октаву. Далее сигнал поступает на ФНЧ и сумматор. При модуляции с несимметричного входа сигнал поступает на сумматор (СУММ), а с выхода сумматора — на возбуждатель передатчика, входящего в состав синтезатора частоты. В синтезаторе сигнал низкой частоты преобразуется в радиосигнал, модулированный по частоте. Усилитель мощности (УМ) усиливает частотно-модулированный сигнал до необходимого уровня и через рефлектометр поступает на вход АнСУ и в антенну. Усилитель мощности охвачен обратной связью, обеспечивающей автоматическую регулировку мощности (АРМ).

В состав радиостанции входит микропроцессорный контроллер, который предназначен для управления радиостанцией по хранящейся в нем программе. При автономной работе приемопередатчика радиостанции (регулировке и отладке), а также в составе радиостанции контроллер обеспечивает хранение параметров конфигурирования, формирует и принимает сигналы контроля работоспособности радиостанции.

Проверить работоспособность радиоустройства можно с помощью диагностического контроля, который должен быть достаточным для однозначного определения места неисправности, но не чрезмер-

ным, так как это ведет к снижению оперативности контроля из-за возрастающего объема информации и уменьшению надежности самого устройства диагностики.

Задачей диагностического контроля является не определение абсолютных значений проверяемых параметров, а лишь установление факта, что при сохранении данным параметром величины в пределах допустимых изменений радиоустройство сохраняет способность выполнять свои функции. Наличие микропроцессорного контроллера позволяет выполнить проверку параметров радиостанции в режиме самодиагностики.

Диагностический контроль основан на сравнении измеренного значения параметра с уровнем опорного напряжения. Результат сравнения фиксируется в двоичной форме, дающей оценку о возможной работоспособности устройства. Структурная схема диагностического контроля представлена на рис. 10.36. Измеряемый сигнал через преобразователь уровня поступает на один из входов устройства сравнения, на второй вход подается опорное напряжение. С выхода устройства сравнения сигнал в виде логического нуля или логической единицы поступает на устройство управления и фиксируется на индикаторе.

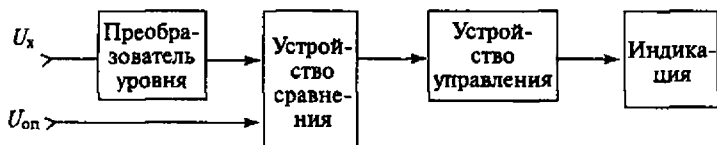


Рис. 10.36. Структурная схема контроля параметров

Качество работы радиоустройств можно оценить определенной системой параметров.

При выборе диагностируемых параметров стремятся выбрать, с одной стороны, наиболее информативные параметры, способные оценить состояние объекта, а с другой — наименее устойчивые, с наибольшей вероятностью возникновения отказа. Кроме того, контрольное устройство не должно нарушать работу контролируемого объекта.

Для радиостанций железнодорожной радиосвязи такими параметрами являются:

- выходная мощность передатчика, характеризующая работу всех каскадов формирования радиочастоты;
- коэффициент стоячей волны в антенно-фидерном тракте, определяющий согласование цепей, состояние контактов антенны и, в конечном итоге, величину излучаемой и принимаемой радиостанцией энергии;
- девиация частоты радиочастотных колебаний, определяющая помехоустойчивость связи и зависящая от качества работы модулятора передатчика;
 - стабильность несущей частоты передатчика;
 - чувствительность приемника;
 - работоспособность блока автоматики;
 - напряжения питания радиостанции;
 - работоспособность пультов управления.

Тестирование параметров радиостанций осуществляют двумя способами:

- местным тестированием с технологического пульта управления радиостанцией с помощью встроенного контроля, при этом результаты выводятся на индикатор пульта;
- с помощью дистанционного контроля по проводному каналу для стационарных радиостанций по сигналам, посылаемым с распределительной станции, или по радиоканалу для возимых радиостанций при использовании стендов технологического обслуживания.

Схемы встроенного контроля приемо-передатчиков радиостанций

Контроль выходной мощности передатчика и исправности АФУ по уровню КСВ осуществляется с помощью встроенного рефлектометра, выполненного на основе трансформатора, работа которого была рассмотрена в п. 10.1.1. Трансформатор включается в линию, соединяющую выходной усилитель мощности передатчика с антенно-согласующим устройством, и дает информацию о токах, протекающих в линии. Пример одного из вариантов рефлектометра передатчика радиостанции представлен на рис. 10.37. Информация о токе и напряжении в линии снимается через конденсаторы С1 и С2 и подается в среднюю точку нагрузочных резисторов R1 и R2. Продетектированное диодом VD2 напряжение падающей волны подается на вход компаратора DD2, в качестве которого используется операционный усилитель. На другой вход компаратора подается опорное напряжение,

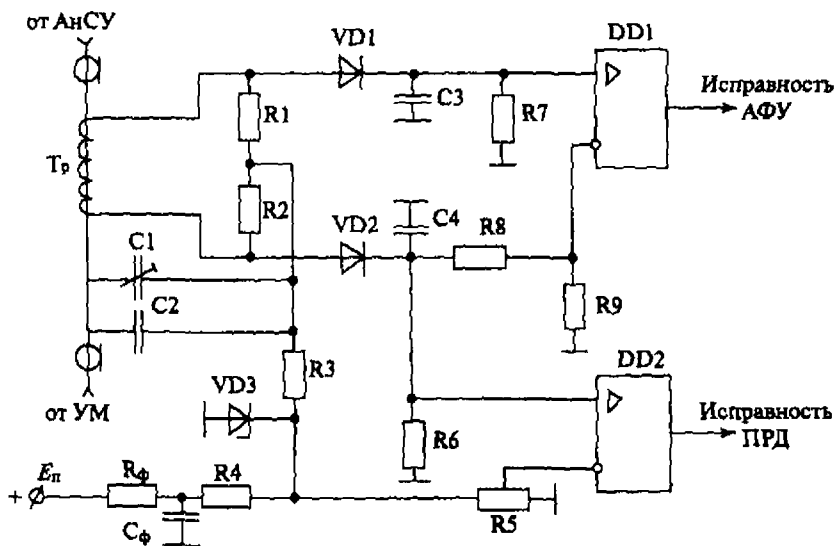


Рис. 10.37. Рефлектометр РРД-радиостанции

формируемое элементами $VD3$, $R4$ и $R5$ из питающего напряжения $E_{п}$. На выходе компаратора получается логический сигнал состояния мощности передатчика. При номинальной выходной мощности напряжение на выходе операционного усилителя близко к нулю. При уменьшении мощности на вход операционного усилителя поступает напряжение ниже опорного, которое соответствует уровню номинальной мощности. Напряжение на выходе операционного усилителя увеличивается. Это напряжение принимается за логическую единицу и является сигналом неисправности передатчика.

Напряжение отраженной волны детектируется диодом $VD1$ и поступает на компаратор $DD1$, на второй вход которого поступает разделенное делителем $R8$ и $R9$ напряжение падающей волны. Если величина напряжения отраженной волны меньше поделенного напряжения падающей волны, на выходе компаратора присутствует сигнал логического нуля, что соответствует исправности АФУ. В случае рассогласования АФУ величина напряжения отраженной волны превышает поделенное напряжение падающей. На выходе $DD1$ появляется сигнал логической единицы, что свидетельствует о неисправности АФУ.

Контроль девиации частоты передатчика осуществляется по низкой частоте в блоке модулятора. Для ограничения пиков модуляции на уровне максимальной девиации в модуляторах передатчиков предусматривается двусторонний ограничитель амплитуды. При проверке сигнал контроля поступает на вход модулятора. С выхода последнего каскада модулятора напряжение подается на один из входов компаратора на операционном усилителе, где сравнивается с опорным напряжением, поданным на второй вход. При нормальной работе модулятора сигнал на входе компаратора превышает заданный порог, и на выходе операционного усилителя формируется напряжение, соответствующее нормальной работе модулятора, а следовательно, и норме девиации частоты.

Высокая стабильность генерируемых радиостанцией радиочастотных колебаний обеспечивается синтезатором частоты, в состав которого входит эталонный генератор с кварцевой стабилизацией. При формировании рабочих частот используется принцип фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) возбудителя передатчика и гетеродина приемника под частоту кварцевого генератора.

Функционирование кольца ФАПЧ контролируется логической схемой, состоящей из частотно-фазового детектора (ЧФД) с выводом информации на компаратор. Нормальному функционированию ФАПЧ соответствует определенный уровень напряжения на выходе ЧФД, который сравнивается с опорным, поданным на компаратор. В результате формируется сигнал логического нуля или единицы, определяющий состояние работы синтезатора, а следовательно, и стабильность сигналов высокой частоты радиостанции.

Проверка работоспособности приемника может осуществляться двумя способами.

При первом способе проверяется прохождение контрольного сигнала через высокочастотный тракт приемника. В качестве источника входного сигнала приемника в режиме «Контроль» используется модулированное по амплитуде напряжение генератора шума, выполненного на стабилитроне, входящем в состав приемника и включенного на входе первого каскада УРЧ. Стабилитрон работает в режиме лавинного пробоя и создает сигнал с широким спектром частот. Промодулированное шумовое напряжение с выхода второго усилителя промежуточной частоты поступает на амплитудный детектор и далее

на компаратор, где сравнивается с опорным напряжением. Компаратор вырабатывает сигнал о состоянии исправности приемника.

При втором способе работоспособность приемника определяется по состоянию шумоподавителя. При отсутствии полезного сигнала на выходе детектора приемника шумы поступают на схему шумоподавителя, которая формирует напряжение высокого уровня (или низкого, в зависимости от схемы). Это напряжение запирает каскады усилителей низкой (звуковой) частоты, и шумы не прослушиваются в микротелефонной трубке. Наличие запирающего напряжения на выходе шумоподавителя определяет работоспособность приемника.

Устройство управления, выполненное на базе микроконтроллера, проводит самотест по проверке оперативного запоминающего устройства (ОЗУ), постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) и входящего в его состав процессора.

Контроль параметров радиостанций с помощью стендов технологического обслуживания

Для выполнения технологического процесса по обслуживанию и ремонту стационарных радиостанций РС46-МЦ на КРП заводом — изготовителем радиостанций разработан комплекс СТОР-РС-46МЦ. В состав комплекса входят коммутатор с блоком питания, установка (К2-82), содержащая источники сигналов и схемы измерения параметров, компьютер, эквивалент антенны и соединительные кабели. Структурная схема комплекса представлена на рис. 10.38.

Коммутатор соединяет вход/выход радиостанции со входом и выходом установки К2-82. Компьютер обеспечивает управление коммутатором, режимом работы радиостанции и установкой К2-82, ввод технологических параметров для проведения проверки, регистрацию результатов измерения и фиксацию текущих параметров конфигурирования радиостанции. (Конфигуратор предназначен для настройки радиостанции на заданные частоты.)

Для проведения проверочных работ используется программное обеспечение, позволяющее произвести как выборочную пошаговую проверку, так и автоматическую проверку в полном объеме. Кроме того, с помощью специализированного программного обеспечения можно проверить работу радиостанции в режиме имитации команд от распорядительной станции.

Установка обеспечивает измерение основных параметров радиостанции:

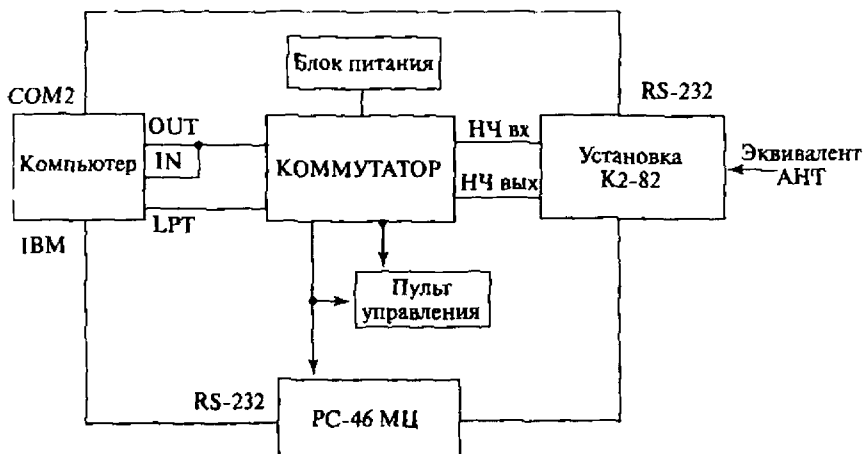


Рис. 10.38. Структурная схема установки К2-82

- тракта передатчика (выходной мощности, отклонения несущей частоты от номинального значения, коэффициента нелинейных искажений (КНИ), девиации частоты, чувствительности модуляционного входа и отклонения амплитудно-частотной модуляционной характеристики от характеристики с предкоррекцией);

- тракта радиоприемника (чувствительности, КНИ, уровня напряжения выходного сигнала, отклонения амплитудно-частотной модуляционной характеристики от характеристики с послекоррекцией);

- тракта приема 2/4-проводного окончания (уровня входного и выходного сигнала, КНИ, эффективности работы АРУ тракта приемника);

- тракта формирования тональных частот в проводном радиоканале;

- тракта приемопередатчика при работе со стационарными пультами (уровня выходного сигнала, КНИ, наклона амплитудно-частотной характеристики каскадов предкоррекции и послекоррекции).

Принцип действия установки К2-82 можно пояснить с помощью упрощенной функциональной схемы, приведенной на рис. 10.39.

Сигнал поступает на вход высокочастотного устройства (ВЧ), в состав которого входят аттенюаторы с различными коэффициентами

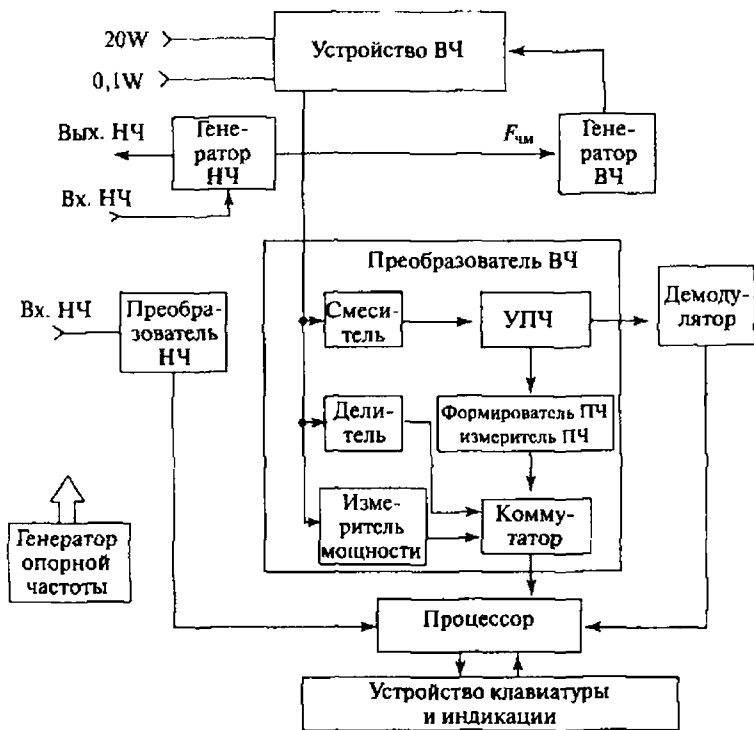


Рис. 10.39. Функциональная схема установки К2-82

ослабления, и далее поступает на преобразователь ВЧ, где одновременно поступает на делитель частоты, измеритель мощности и смеситель. Выход делителя частоты соединен с одним из входов частотомера и используется для измерения частоты входного сигнала радиочастоты. Частотомер реализован на процессоре микроЭВМ, осуществляющем управление всем прибором.

Измеритель мощности преобразует уровень входного сигнала в постоянное напряжение, которое в дальнейшем преобразуется в последовательность импульсов. Частота повторения импульсов, пропорциональная напряжению ВЧ сигнала на входе прибора, измеряется частотомером. Мощность сигнала рассчитывается микроЭВМ прибора по формуле $P = K_1 \sqrt{f^2}$, где f — частота импульсов на выходе

измерителя мощности, а K_1 — коэффициент пропорциональности, который определяется при калибровке прибора.

При измерении девиации частоты входной сигнал преобразуется с помощью смесителя в сигнал промежуточной частоты и усиливается усилителем (УПЧ). Функции гетеродина выполняет встроенный генератор ВЧ. С выхода УПЧ сигнал поступает на демодулятор, где происходит выделение модулирующего колебания частотным детектором. При этом среднеквадратическое и пиковое значения девиации преобразуются в постоянные напряжения. Оконечным устройством демодулятора является преобразователь «напряжение—частота», аналогичный преобразователю измерителя мощности. Частота последовательности выходных импульсов демодулятора, пропорциональная девиации, измеряется частотомером. Значение девиации вычисляется в микроЭВМ по формуле $f = K_2 f_{\text{дем}}$, где $f_{\text{дем}}$ — частота импульсов на выходе демодулятора; K_2 — коэффициент пропорциональности, зависящий от тракта демодулятора.

Измерение параметров низкочастотных сигналов осуществляется с помощью преобразователя низкой частоты (НЧ). При измерении частоты входного сигнала преобразователь НЧ формирует на выходе меандр с частотой входного сигнала, который поступает на вход частотомера. Для измерения напряжения НЧ-сигнала переменное напряжение преобразуется в постоянное детектором среднеквадратического значения, а затем с помощью преобразователя «напряжение—частота» в последовательность импульсов, частота которых пропорциональна входному напряжению. Частотомером измеряется частота импульсов, а в микроЭВМ вычисляется напряжение, соответствующее среднеквадратическому значению НЧ сигнала по формуле $U = K_3 f_{\text{НЧ}}$, где $f_{\text{НЧ}}$ — частота сигнала на выходе преобразователя НЧ; K_3 — коэффициент, зависящий от положения внутреннего аттенюатора преобразователя.

Измерение коэффициента гармоник НЧ сигнала осуществляется с помощью перестраиваемого режекторного фильтра, подавляющего основную гармонику сигнала. Значение коэффициента гармоник вычисляется в микроЭВМ прибора по формуле

$$K_{\Gamma} = \frac{U_p}{U_1} 100 \%,$$

где U_p — среднеквадратическое напряжение высших гармоник сигнала, начиная со второй;

U_1 — среднеквадратическое напряжение первой гармоники.

Генератор низкой частоты вырабатывает синусоидальный сигнал с возможностью регулировки уровня выходного напряжения и частоты. Генератор используется для модуляции по частоте сигнала внутреннего генератора высокой частоты при проверке параметров приемника или модуляции сигналов передатчика радиостанции. Величина девиации устанавливается регулировкой уровня модулирующего сигнала. При проверке параметров приемника модулированный сигнал с выхода генератора ВЧ через аттенюаторы поступает на вход приемника радиостанции.

Генератор опорных частот (ГОЧ) вырабатывает сигналы частотой 10 МГц для работы узлов прибора.

Управление работой прибора и выполнение вычислительных операций осуществляет микроЭВМ. Программы работы ЭВМ записаны в постоянное запоминающее устройство. Устройство индикации и клавиатуры служит для отображения значений измеряемых и устанавливаемых параметров, а также для выбора режимов работы прибора с передней панели.

Проверка работоспособности возимых радиостанций выполняется в трех режимах: «Тест1», «Тест2» и «Тест3». Режимы «Тест2» и «Тест3» возможны при наличии стендов технологического обслуживания (СТОР-1М) устанавливаются на стационарных контрольных пунктах (КП) и обеспечивают проверку работоспособности локомотивных радиостанций с последующим документированием результатов проверки.

В режиме «Тест1» на локомотивной радиостанции проверяются параметры приемопередатчика гектометрового (ГМВ) или метрового (МВ) диапазонов, блока питания, блока автоматики и пульта управления. Радиостанция переводится в режим самоконтроля параметров путем нажатия кнопки на пульте управления радиостанцией или по команде со СТОРа на выполнение теста. По окончании тестирования на индикаторе пульта высвечиваются результаты. При исправности всех блоков на каждом знакоместе индикатора, определяемым количеством тестируемых параметров, высвечивается «+». При отрицательном результате тестирования появляется номер неисправности

для блока в виде десятичных цифр. Каждая цифра соответствует определенной неисправности блока и приводится в инструкции по эксплуатации радиостанции.

В режимах «Тест2» и «Тест3» проверка производится путем обмена сигналами взаимодействия между СТОРОМ и локомотивной радиостанцией. Во время обмена уровень девиации в каждом из диапазонов проверяется на соответствие номинальному значению. Имеется возможность контроля прохождения сигнала по радиоканалу путем записи принимаемого от локомотивной радиостанции речевого сигнала с последующей передачей на локомотив (режим электронного магнитофона), а также возможность оценки чувствительности приемника ГМВ тестируемой радиостанции.

В процессе контроля СТОР-1М формирует команду запроса на выполнение программ «Тест2» и «Тест3» по номеру поезда или локомотива. Управление СТОР-1М осуществляется от пульта управления или от персонального компьютера (ПК). На монитор ПК выводятся результаты выполнения программ:

- дата и время проведения контроля;
- номер поезда или локомотива с контролируемой радиостанцией;
- номер электромеханика;
- результаты измерений девиации и чувствительности (в режиме «Тест2»);
- результаты тестирования радиостанции (в режиме «Тест3»).

В памяти блока автоматики (БА) степпа хранятся информация о номерах рабочих частот и порогах допустимых значений девиации частоты сигнала, а также параметры для оценки чувствительности приемника ГМВ диапазона проверяемых радиостанций.

В БА реализована функция электронного магнитофона. Принимаемый из радиоканала речевой аналоговый сигнал от локомотивной радиостанции преобразуется в цифровой сигнал, который записывается в ОЗУ. После окончания работы локомотивной радиостанции в режиме передачи записанная информация преобразуется в аналоговый сигнал, который подается на модуляционный вход передатчика. Передатчик по команде БА переводится в режим передачи, обеспечивая прослушивание на локомотиве переданного ранее речевого сигнала. При этом проверяется тракт звуковой частоты, оценивается работа микрофона, телефона и громкоговорителя.

Присутствие электромеханика на возимой радиостанции необходимо также для проверки девиации и оценки чувствительности в режиме «Тест2».

Для оценки чувствительности приемника ГМВ электромеханик на несущей частоте, определенной для дежурного канала, должен подать сигнал вызывной частоты (700, 1000 или 1400 Гц). Приняв этот сигнал, стенд автоматически с помощью управляемого аттенюатора начинает ослаблять высокочастотный сигнал на входе собственного приемопередатчика до тех пор, пока прием сигнала от проверяемой радиостанции не прекратится. При этом одновременно фиксируется вносимое собственным аттенюатором затухание.

Через одну секунду с запомненным ранее ослаблением СТОР передает кодограмму с номером проверяемой локомотивной радиостанции и ожидает ответ в виде этой же кодограммы. Таким образом, определяется возможность возимой станции принимать сигнал на уровне чувствительности. При нормальном прохождении оценки чувствительности СТОР передает в радиоканал длинный звуковой сигнал, при браке — три коротких звуковых сигнала. Одновременно с оценкой чувствительности в диапазоне ГМВ проверяется девиация, при этом необходимо увеличить длительность посылки сигнала на вызывных частотах.

В диапазоне МВ девиация проверяется посылкой сигнала на вызывных частотах.

На дисплее ПК фиксируются результаты обмена сигналами взаимодействия с выводом сигнала обобщенной неисправности радиостанции (по результатам контроля в режиме «Тест1»), результаты проверки чувствительности и девиации (рис. 10.40).

После прохождения теста на радиостанцию посылается вызов по номеру локомотива с речевым сообщением о проверке тракта звуковой частоты. В режиме передачи электромеханик произносит любую фразу, а затем в режиме приема прослушивает эту фразу, ретранслированную устройством СТОР (режим электронного магнитофона).

В режиме «Тест3» проверяются обмен сигналами взаимодействия между СТОР и локомотивной радиостанцией, а также сведения о неисправном блоке радиостанции. С локомотива посылается кодограмма, содержащая номер поезда и условные номера технического состояния блоков, проверенных в режиме «Тест1». На дисплее ПК

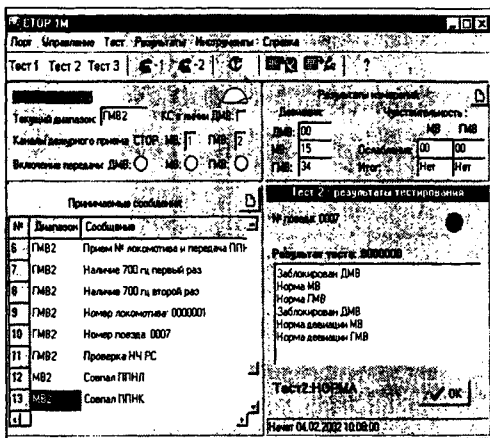


Рис. 10.40. Дисплей ПК при проверке радиостанции в режиме «Тест2»

СТОР отображаются код результата проверки (рис. 10.41), его расшифровка и итог (норма или брак).

После прохождения теста на радиостанцию посылается вызов по номеру локомотива с речевым сообщением о проверке тракта звуковой частоты, который проводится так же, как в режиме «Тест2».

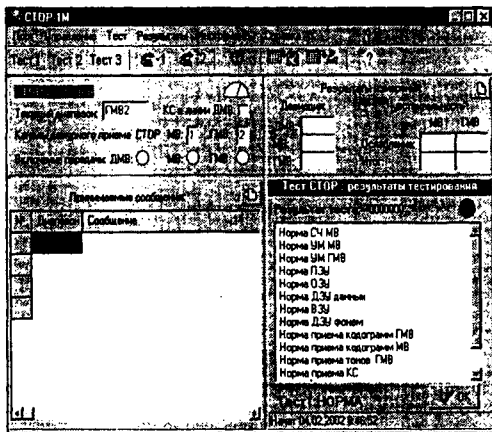


Рис. 10.41. Дисплей ПК при проверке радиостанции в режиме «Тест3»

Проверка работоспособности стационарных радиостанций со стороны диспетчерской станции

Стационарные радиостанции поездной радиосвязи устанавливаются вдоль диспетчерского участка и предназначены для организации радиопроводной связи между машинистом поездного локомотива, дежурным по станции и поездным диспетчером. Стационарные радиостанции соединены проводным каналом связи между собой и с диспетчерской станцией.

Дистанционный контроль осуществляется по сигналу диспетчерской станции. Во время проведения дистанционного контроля в проводной канал посылается кодовая комбинация, при получении которой радиостанции, входящие в состав сети, осуществляют тестирование основных параметров.

В радиостанции производится проверка приемопередатчика, тестирование микропроцессорной системы и пультов управления. После окончания самопроверки производится считывание результатов контроля. Если со стороны диспетчерской станции посылается сигнал обобщенного контроля, радиостанция посылает в линию сигнал «исправна» или «неисправна».

В ответ на команду уточненного контроля проверяемая радиостанция передает в проводной канал на диспетчерскую станцию результат проверки в виде нескольких тональных посылок, каждая из которых несет информацию о конкретном состоянии проверяемых устройств, входящих в состав радиостанции. Просмотр состояния осуществляется командой вывода на индикатор пульта контроля сети диспетчерской станции кодов, соответствующих конкретной неисправности проверяемых устройств. При отсутствии неисправностей на пульт диспетчерской радиостанции выводится сообщение «НН» — неисправностей нет.

10.2. Измерение в сетях радиосвязи.

Измерение параметров антенн

10.2.1. Основные параметры антенн

Задачей каждой антенны является преобразование тока радиочастоты в энергию электромагнитной волны, излучаемую в свободное пространство (передающая антенна), или преобразование энергии, приходящей из свободного пространства, в энергию тока радиочастоты.

ты, поступающего в линию (приемная антенна). Антенны обладают свойством обратимости: одна и та же антенна может быть использована и как передающая, и как приемная.

Наиболее важными характеристиками антенн являются:

- диаграмма направленности;
- коэффициент направленного действия;
- коэффициент полезного действия;
- коэффициент усиления.

Диаграмма направленности характеризует направленные свойства антенны и представляет собой графическое изображение распределения плотности потока мощности в различных направлениях. Вид диаграммы направленности не зависит от расстояния, на котором производится измерение, лишь в том случае, когда это расстояние достаточно велико по сравнению с линейными размерами антенны. Если это условие выполняется, то, как известно из теории антенн, амплитуда напряженности поля в некоторой точке, удаленной от излучающей антенны на расстояние r , выражается следующим образом:

$$E \approx 120 \pi H = \frac{F(\theta, \varphi)}{r}.$$

Здесь r, θ, φ — сферические координаты с началом в центре антенны; H — напряженность магнитного поля (рис. 10.42).

Таким образом, диаграмма направленности определяется функцией $F(\theta, \varphi)$. Направление, при котором $F(\theta, \varphi) = 1$, называется направлением главного максимума диаграммы.

Для снятия пространственной диаграммы направленности требуется изменять как угол азимута θ , так и зенитный угол φ . В целях упрощения измерений, обычно ограничиваются снятием диаграммы в горизонтальной и в вертикальной плоскостях. При снятии диаграммы в горизонтальной плоскости изменяют угол φ при постоянном угле $\theta = 90^\circ$. При сня-

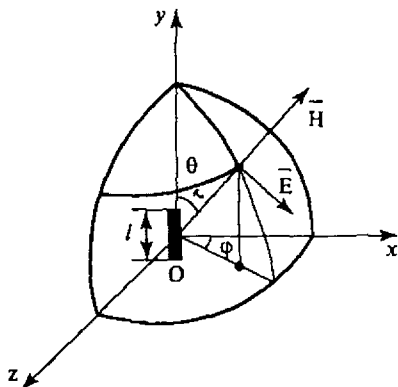


Рис. 10.42. Полярные координаты антенны

тии диаграммы направленности в вертикальной плоскости изменяют угол θ , при постоянном угле φ .

Коэффициент направленного действия (КНД) D . Это отношение плотности потока мощности, излучаемой данной антенной в определенном направлении, к плотности потока мощности, которая излучалась бы абсолютно ненаправленной антенной в любом направлении при условии равенства общей излучаемой мощности в обеих антеннах.

$$D = \frac{P_{\Sigma \max}}{P_{\Sigma \text{ср}}}$$

Коэффициент полезного действия (КПД) η равен отношению излучаемой мощности к мощности, подводимой к антенне:

$$\eta = \frac{P_{\Sigma}}{P_0 + P_{\text{п}}}$$

где P_{Σ} — мощность, излучаемая антенной;
 P_0 — мощность, подводимая к антенне;
 $P_{\text{п}}$ — мощность, поглощаемая в антенне.

КПД характеризует активные потери в материале антенны.

Коэффициент усиления G — отношение квадрата напряженности поля, создаваемого данной антенной в точке (r, θ, φ) , к квадрату напряженности поля, создаваемого ненаправленной антенной (без потерь), при условии, что подводимые к обеим антеннам мощности одинаковы. Для достаточно удаленных точек G зависит лишь от (θ, φ) :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{E^2}{E_{\text{нсп}}^2} = \frac{DE_{\text{ср}}^2}{E_{\text{нсп}}^2}$$

где E и $E_{\text{нсп}}$ — напряженности поля, создаваемые в точке с координатами (θ, φ) соответственно данной и ненаправленной антеннами.

$$E_{\text{ср}}^2 = \eta P_0 \quad \text{и} \quad E_{\text{нсп}}^2 = P_{0\text{нсп}}$$

где P_0 и $P_{0\text{нсп}}$ — подводимые к антеннам мощности, а так как они равны, то

$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi)$$

В случае, если потери в антенне малы и $\eta = 1$, численные значения коэффициентов усиления и направленного действия совпадают.

Все перечисленные параметры характеризуют свойства передающих антенн. Приемные антенны характеризуются теми же параметрами.

Из принципа взаимности следует, что диаграмма направленности приемной антенны совпадает с диаграммой направленности той же антенны, используемой для передачи (в симплексном режиме работы радиостанции). Остальные параметры для приемной антенны также численно совпадают с параметрами передающей антенны. Поэтому методы измерения параметров одинаковы как для передающей, так и для приемной антенн.

В случае приемной антенны вместо коэффициента усиления часто пользуются понятием эффективной площади антенны.

Эффективная площадь антенны A определяется как отношение мощности, поступающей на вход приемника, согласованного с антенной, к плотности потока мощности, поступающего в антенну с данного направления. Эффективная площадь зависит от направленных свойств антенны и КПД.

Из теории антенн известно, что эффективная площадь антенны связана с коэффициентом усиления следующим образом:

$$A = \frac{G\lambda^2}{4\pi},$$

где λ — длина волны принимаемого излучения.

10.2.2. Антенные системы поездной и стационарной радиосвязи на железнодорожном транспорте

Радиостанции поездной радиосвязи работают в настоящее время на частотах 2130 и 2150 кГц — в гектометровом диапазоне волн и полосах частот 307,025...307,825 и 343,025...343,825 МГц — в дециметровом диапазоне. Для стационарной и ремонтно-оперативной радиосвязи используют две выделенные полосы частот: 151,725...154,000 и 155,000...156,000 МГц (метровый диапазон).

Для локомотивных радиостанций гектометрового диапазона используются Г- и П-образные антенны, представляющие собой горизонтальный провод длиной $l_a = 7...10$ м, подвешенный на высоте $h = 0,6...1,0$ м над крышей локомотива параллельно его продольной оси. У Г-образной антенны к одному из концов горизонтальной части через провод снижения подключена радиостанция, другой

конец изолирован от корпуса локомотива (рис. 10.43, *а*). Эту антенну называют незаземленной. У П-образной антенны второй конец соединяется с корпусом локомотива, поэтому ее называют заземленной (рис. 10.43, *б*). Так как заземленная антенна обеспечивает безопасность обслуживающего персонала, то локомотивы оборудуются в основном заземленными антеннами. Сигналы поездной радиосвязи передаются вдоль горизонтальных направляющих линий, поэтому основным элементом локомотивной антенны гектометрового диапазона волн является горизонтальная часть. Так как энергия в этих антеннах излучается только вертикальной частью, то диаграмма направленности в горизонтальной плоскости является равномерной.

Для стационарных радиостанций гектометрового диапазона применяют, как правило, Г-образные (рис. 10.44, *а*) и Т-образные антенны (рис. 10.44, *б*). У Т-образной антенны вертикальный провод подключен к середине горизонтальной части.

Простейшей стационарной антенной метрового диапазона является антенна АС-1, представляющая собой симметричный вертикальный вибратор длиной $l = 0,625\lambda$. Антенна выполнена в виде металлического стакана. Кабель питания подводится внутрь стакана к средней точке вибратора. Стационарная антенна АС-2 отличается от антенны АС-1 наличием рефлектора, который улучшает направленные свойства и увеличивает коэффициент усиления. Антенны АС-3 и АС-4 снабжены уголковыми рефлекторами, позволяющими формировать диаграммы направленности различной формы. АС-5 представляет собой коллинеарную антенну, состоящую из двух волновых вибраторов.

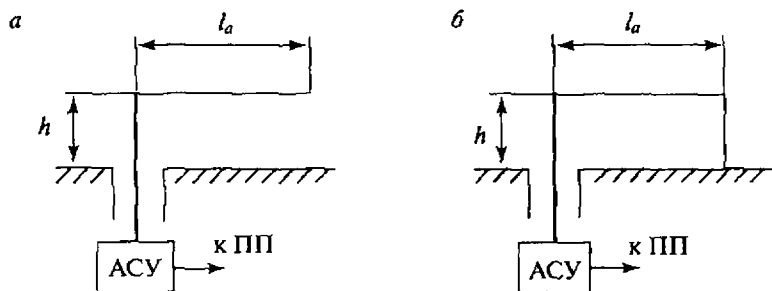


Рис. 10.43. Г-образная антенна (*а*); П-образная антенна (*б*)

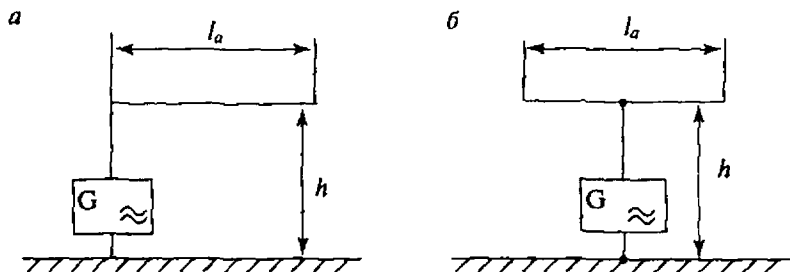


Рис. 10.44. Г-образная антенна (а); Т-образная антенна (б)

ров, расположенных друг над другом, и имеет круговую диаграмму направленности с повышенным коэффициентом усиления.

Все перечисленные типы антенн используются в системах стационарной и поездной радиосвязи.

В системе поездной и стационарной радиосвязи применяется также индуктивная связь, при которой используются направляющие линии. Так, для поездной индуктивной связи используют линии, расположенные вдоль железнодорожного пути. Это может быть специально подвешенный «волноводный» провод или провода других служб: линия ДПР (два провода—рельс), высоковольтная линия, контактный провод, провода воздушных линий связи (при тепловозной тяге). Для возбуждения направляющей линии параллельно ей подвешивают провод, питаемый от радиостанции, а для приема сигналов используется локомотивная антенна, т.е. бесконтактный способ возбуждения. Если передача ведется с локомотива на стационар, то возбуждающей будет локомотивная антенна, а приемная линия включается на вход приемника стационарной радиостанции. При использовании контактного провода радиостанция подключается к нему через последовательно включенные разделительный конденсатор и пантограф (контактный способ запитки). Коэффициент полезного действия индуктивного способа возбуждения зависит от степени связи с направляющими проводами: чем меньше расстояние между проводами, тем он выше.

Многочисленные переизлучающие объекты на территории станции искажают диаграммы направленности как стационарных, так и локомотивных антенн. При измерениях диаграммы направленности в дальней зоне в условиях железнодорожных станций определяется, в

сущности, результирующая диаграмма направленности антенны и переизлучающих объектов.

Для локомотивной антенны, которая постоянно меняет свое положение относительно переизлучающих объектов, диаграмма направленности будет случайной функцией положения локомотива. В этом случае определяют средние величины измеренных параметров антенны.

В диапазонах дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волн применяют горизонтальные и вертикальные вибраторы, рупорные, спиральные и зеркальные (параболические) антенны.

Так, в радиорелейных станциях на железнодорожном транспорте наибольшее распространение получили параболические антенны с рупорным облучателем (рупорно-параболические), которые устанавливают на мачтах или башнях. Высота подвеса выбирается такой, чтобы обеспечить прямую видимость между ними. В зависимости от рельефа местности высота мачт или башен достигает 80 м и более.

10.2.3. Методика снятия диаграммы направленности

При измерении коэффициента усиления и снятия диаграммы направленности в качестве источников радиоизлучения используются генераторы сигналов или источники космического излучения. Снять диаграмму направленности можно двумя способами:

- методом неподвижной антенны;
- методом вращающейся антенны.

Если антенна работает на передачу, то при первом методе она неподвижна и вокруг нее перемещается индикатор поля со вспомогательной антенной, показывающий величину поля в разных точках круга. При втором методе исследуемая антенна вращается вокруг своей оси, а индикатор поля со вспомогательной антенной неподвижен и показывает напряженность поля в зависимости от угла поворота исследуемой антенны.

Когда исследуемая антенна работает на прием, то она обычно подключается к приемнику, измеряющему ЭДС на ее зажимах. При первом методе, когда исследуемая антенна неподвижна, вокруг нее перемещается хорошо стабилизированный генератор со вспомогательной антенной. Прибор исследуемой антенны показывает ЭДС от положения излучателя в разных точках круга. При втором методе исследуемая антенна вращается вокруг своей оси, а излучатель со вспомога-

тельной антенной неподвижен. Прибор исследуемой антенны показывает зависимость ЭДС от угла поворота антенны.

Метод неподвижной антенны применяется для снятия диаграммы направленности громоздких и неподвижных антенн, например, коротковолновых антенн магистральных линий связи, УКВ антенн радиорелейных линий и пр. Снять диаграмму направленности таких антенн можно наземными измерениями, при которых вспомогательная антенна располагается на поверхности земли, или с помощью летательных аппаратов, когда вспомогательная антенна располагается на самолетах, вертолетах или искусственных спутниках Земли.

Измерение диаграммы направленности необходимо производить на расстоянии R от антенны, которое определяется известным соотношением

$$R \geq \frac{L^2}{\lambda}, \quad (10.16)$$

где λ — рабочая длина волны;

L — линейные размеры антенны.

При меньших расстояниях наличие разности фаз лучей, приходящих в место расположения измерительного приемника от крайних точек раскрыва антенны, приводит к заметному искажению диаграммы. Кроме того, на поверхности земли, где производят измерения, должны отсутствовать растительность и различные строения, чтобы исключить вторичное излучение. Поэтому наземные измерения весьма трудоемки, они требуют большой подготовки по выбору трассы обхода и разметке пунктов измерения. Сами измерения требуют очень много времени.

При наличии вблизи антенн поверхности земли происходит отражение от нее, что приводит к существенной погрешности при измерении диаграммы направленности. Для того чтобы исключить влияние земли, производят измерения при расположении эталонной антенны на разных высотах. Построив зависимость показаний индикаторного прибора, подключенного к эталонной антенне, от высоты ее установки, получают периодическую кривую, с помощью которой можно исключить из результатов измерения влияние земли. Если обозначить показания индикатора при отсутствии влияния земли через U_0 , а найденные из эксперимента минимальные и мак-

симметричные показания U_{\min} , U_{\max} , то значение U_0 определится по следующей простой формуле:

$$U_0 = \frac{U_{\max} + U_{\min}}{2}.$$

Свободны от всех этих недостатков измерения при помощи самолетов и вертолетов, так как они могут производиться в различных плоскостях и допускают автоматизацию измерений.

Метод вращающейся антенны применяется при макетировании и изучении антенн СВЧ и метрового диапазонов.

Диаграммы направленности антенн, как правило, многолепестковые. Поэтому в пределах каждого лепестка необходимо производить измерения не менее чем в 10...12 точках, причем особенно тщательно должны выполняться измерения в областях максимума и минимума. При измерениях необходимо уделять внимание стабильности работы передатчика и градуировке приемника.

В тех случаях, когда не удастся выполнить соотношение (10.16), измерения проводят специальными методами, позволяющими на близких расстояниях получить вполне правильный результат в пределах главного лепестка и ближайших к нему боковых лепестков. Одним из методов является использование в качестве вспомогательной линзовой антенны. Линза помещается вблизи раскрытия антенны таким образом, чтобы в раскрытии линзы создавалась плоская волна, перпендикулярная ее поверхности. Линзы делают диэлектрические плоско-выгнутые с гиперболической криволинейной поверхностью (рис. 10.45, а) и металлические с эллиптической криволинейной поверхностью (рис. 10.45, б). В обоих случаях раскрытие линзы должно быть значительно больше исследуемой антенны (примерно в два раза). Линзы должны быть гладкими и иметь малый вес.

Для определения коэффициента усиления стационарных антенн первоначально должна быть снята диаграмма направленности и найдено направление главного максимума.

Для измерения характеристик антенн с большим коэффициентом усиления находят применение радиоастрономические методы, в которых используется радиоизлучение космических источников, расположенных далеко от испытываемых антенн и заведомо создающих поле плоской волны около последних.

Многие небесные тела, в том числе Солнце и Луна, наряду с видимым светом посылают также электромагнитное излучение. Земная

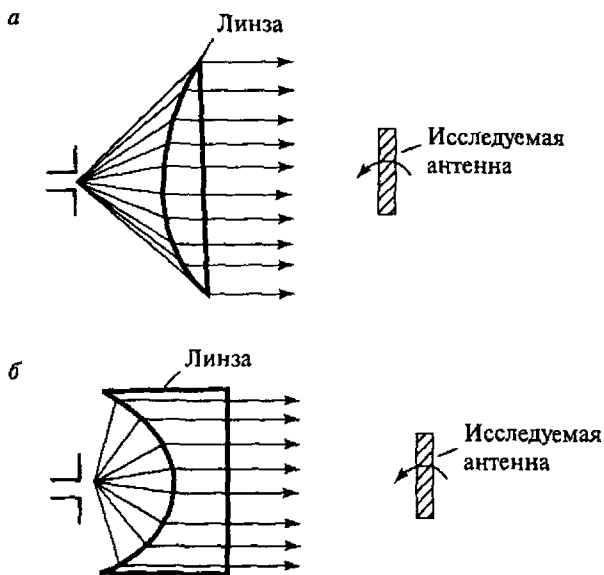


Рис. 10.45. Ускоряющие линзы: гиперболическая (а), эллиптическая (б)

атмосфера является прозрачной для радиоволн в диапазоне примерно от 1 мм до 15...20 м. Более короткие волны поглощаются в тропосфере, а более длинные не проходят из-за экранирующего действия ионосферы Земли.

Достоинства использования космических источников для измерений заключаются в следующем:

- источники радиоизлучения имеют малые угловые размеры;
- координаты источников на небесной сфере в любой момент времени могут быть вычислены с весьма большой точностью;
- для многих источников проведены измерения интенсивности излучения, посылаемого ими на Землю;
- наличие внеземных источников радиоизлучения позволяет решить трудную задачу определения в пространстве положения электрической оси антенны и измерения ее параметров.

В то же время использование космических источников имеет ряд недостатков:

- нельзя изменить местонахождение источника радиоизлучения, нужно приспособляться к его естественному положению;
- работа возможна лишь в ограниченном диапазоне радиоволн;
- приходится решать проблему приема слабых сигналов, увеличивая чувствительность приемников.

С учетом вышесказанного измерения с использованием космических источников необходимо дополнить методами, применяющимися искусственные источники.

10.2.4. Измерения в системах радиорелейной и спутниковой связи

Системы радиорелейной и спутниковой связи используются на малодейственных участках железных дорог в качестве технологических связей для обеспечения требуемых объемов перевозок. Радиорелейная связь используется наряду с магистральными и дорожными линиями связи для обеспечения внутригородских сетей связи, где нецелесообразно прокладывать волоконно-оптические линии, а на некоторых участках дорог — для их резервирования. Каналы спутниковой связи используются для связи центрального аппарата ОАО «РЖД» и управлений железных дорог.

Обслуживание радиорелейных линий подразделяется на эксплуатационное и профилактическое.

Эксплуатационные измерения проводят без нарушения связи. Они предусматривают повседневную проверку основных показателей приемо-передающего тракта и основных узлов аппаратуры и выполняются приборами, установленными в аппаратуре. К ним относятся измерение частоты генераторов аппаратуры; контроль мощности передатчика, уровня сигнала на входе приемника и модулятора передатчика, а также выходе группового усилителя тракта приема; контроль за формой сигнала в различных точках тракта приемо-передачи; проверка уровня шумов в каналах; контроль питающих напряжений.

Профилактические измерения проводят с остановкой связи. Они предусматривают периодическую проверку соответствия характеристик тракта и параметров аппаратуры паспортным данным. Эти измерения выполняются приборами, не входящими в состав аппаратуры.

Профилактические измерения включают:

- измерения характеристик телефонного канала (остаточного затухания, частотной и амплитудной характеристик, шума в каналах, защищенности канала от внятных переходных разговоров);
- измерения характеристик группового тракта (уровней частотной и амплитудной характеристик, нелинейности группового тракта);
- измерения характеристик телевизионного канала (частотной и амплитудной, нелинейности канала, отношения сигнала к шуму);
- измерения основных характеристик радиотракта аппаратуры.

Радиорелейные и спутниковые средства связи в качестве передачи используют радиоэфир, поэтому в комплекс измерений входят радиочастотные измерения для этих средств связи.

Поскольку структурные схемы систем передачи обоих типов аналогичны, то и измерительные технологии для них практически одинаковы. Некоторые различия обусловлены диапазонами измерений и условием распространения сигнала. Так, для измерений радиорелейных систем передачи существенным фактором является оценка параметра затухания, связанного с отражением от земли, а для систем спутниковой радиосвязи большое значение имеет задержка распространения сигнала.

Основу радиочастотных измерений составляют измерения радиоэфира, связанные с электромагнитной обстановкой во всем используемом системой передачи спектром. Системы контроля радиочастотного ресурса выполняют комплексный анализ электромагнитной обстановки с привязкой на местности. В результате таких измерений получают данные в виде карт распределения электромагнитного поля в различных диапазонах.

После анализа характеристик радиоэфира проводят анализ характеристик ретрансляторов спутниковых и радиорелейных систем. От работы ретранслятора напрямую зависят параметры радиочастотных трактов и, следовательно, выходные параметры каналов первичной сети. В радиорелейных линиях передачи ретрансляторами являются приемо-передающие и регенераторные станции радиорелейной связи, в системах спутниковой связи в роли ретранслятора выступает спутник связи.

Основными являются измерения амплитудно-частотной характеристики ретранслятора, характеристик усиления, фазочастотной характеристики и шумов.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) ретрансляторов определяет зависимость коэффициента усиления ретранслятора от частоты. В качестве эталонного источника сигнала используется сканирующий генератор, а в качестве измерителя радиочастотных характеристик ретранслятора используют анализаторы спектра.

Линейность усиления ретранслятора представляет собой зависимость уровня выходного сигнала от сигнала на входе и измеряется также с помощью генератора и анализатора спектра. В этом случае генератор производит сканирование не по частоте, а по амплитуде (мощности) сигнала. Для измерения мощности на выходе ретранслятора могут быть использованы селективные измерители мощности (селективные вольтметры).

Линейность радиочастотных трактов является важным параметром, поскольку ее нарушение (нелинейность) приводит к нежелательным эффектам, таким, как возникновение комбинационных помех и паразитной модуляции сигнала, снижение выходной мощности при работе в режиме многостанционного доступа с частотным разделением в спутниковых системах, подавление слабого сигнала.

Учитывая, что нелинейность усилительного тракта приводит к появлению интермодуляционных помех в радиочастотных трактах, измерения характеристик усиления могут проводиться как на основной частоте, так и на частотах гармоник различного порядка.

При измерении *фазочастотных* характеристик ретранслятора наиболее существенным является определение группового времени задержки (ГВЗ), представляющего первую производную фазочастотной характеристики. Чаще всего для измерения ГВЗ в качестве тестового сигнала используют ФМ сигнал, так как этот тип модуляции более устойчив к ошибкам в канале.

Развитие технологий автоматического измерения ГВЗ привело к появлению методик с использованием композитных сигналов. В качестве передатчика используют два генератора: частотно-модулированных (ЧМ) сигналов и радиочастотного диапазона.

Генератор ЧМ-сигналов задает режим сканирования и является в то же время модулирующим, в результате на выходе получается композитный сигнал в виде набора несущих, меняющихся во времени. Этот сигнал проходит через ретранслятор или радиочастотный тракт и анализируется специализированным анализатором спектра системы. По этой методике автоматически могут измеряться параметры АЧХ.

Поскольку ретранслятор входит как составная часть в радиочастотный тракт радиорелейной и спутниковой аппаратуры связи, то при измерении *параметров радиочастотных трактов* перечисленные методы и параметры сохраняют свою актуальность. Однако в процесс измерений в радиочастотных трактах включаются параметры, которые характеризуют прохождение сигнала по тракту. Так, одним из важных является определение параметров тракта УПЧ приемника, как одного из элементов, искажающих сигнал.

Выполняя важную задачу усиления сигнала, УПЧ одновременно искажает сигнал вследствие ограничения полосы пропускания и наличия нелинейности фазовой характеристики. При аналоговом способе передачи сигнала это проявляется во взаимном влиянии между каналами многоканального сообщения, а при цифровом способе передачи возникают межсимвольные влияния, приводящие к возникновению ошибок при приеме элементарных посылок.

Для измерений АЧХ и переходных характеристик (для определения искажений импульсов при передаче цифровой информации) на вход тракта УПЧ подают сигнал от генератора радиочастот. Для получения импульсной модуляции в качестве источника для внешней модуляции применяют генератор импульсных сигналов. На выходе тракта УПЧ включают вольтметр и осциллограф, и по переходной характеристике на экране оценивают степень искажения импульсного сигнала.

10.3. Измерения в системах цифровой радиосвязи

В настоящее время системы поездной, станционной и ремонтно-оперативной радиосвязи построены, как правило, на аналоговом малоканальном оборудовании, работающем как в гектометровом, так и в метровом диапазоне по принципу «одна частота — один канал».

Рост объемов перевозок вызывает необходимость увеличения пропускной способности участков железных дорог. Решение этой задачи возможно при условии внедрения новых систем обеспечения безопасности движения и информационных технологий.

Интеграция России в экономическое взаимодействие с европейскими государствами определяет необходимость развития технологической радиосвязи на базе цифровых стандартов GSM-R, TETRA, APCO 25.

На участках скоростного и высокоскоростного движения в основном внедряется стандарт GSM-R, для которого планируется выделение радиочастот в полосе 876...880 и 921...925 МГц.

На участках, не планируемых для организации скоростного и высокоскоростного движения, будет производиться переход с аналоговых систем гектометрового диапазона на цифровые системы радиосвязи APCO 25 (диапазон 160 МГц). Радиостанции на основе этого стандарта могут работать как в аналоговом, так и в цифровом режимах. При этом появляется возможность плавного перехода от аналоговой технологической радиосвязи железнодорожного транспорта диапазонов ГМВ и МВ к цифровым и отказу от использования диапазона ГМВ. Технология построения радиостанций на основе стандарта APCO 25 отличается простотой и доступностью элементной базы, возможностью ремонта и сервисного обслуживания в специализированных мастерских.

Стандарт TETRA на железных дорогах развит значительно меньше и в основном используется в метрополитене для организации радиотелефонной связи и передачи данных в системах автоматики.

Требования к средствам измерений параметров сетей подвижной радиосвязи цифровых стандартов определяются Приложением к Правилам по эксплуатации, утвержденным Министерством информационных технологий и связи Российской Федерации в 2005 г.

Должны обеспечиваться измерения следующих электрических параметров радиооборудования подвижной связи:

- *передатчика базовой станции:*
 - центральная частота спектра излучения,
 - средняя излучаемая мощность,
 - уровни внеполосного излучения передатчика,
 - ширина необходимой полосы частот;
- *приемника базовой станции:*
 - индикация пораженных кадров в речевом канале,
 - контрольная чувствительность,
 - помехоустойчивость,
 - паразитное излучение;
- *передатчика подвижной станции:*
 - ошибка по частоте и фазе,
 - выходная мощность и синхронизация передаваемого пакета,

- уровень побочных излучений в полосе приема,
- внеполосные излучения;
- *приемника подвижной станции:*
 - остаточный коэффициент ошибок,
 - чувствительность приемника,
 - уровни помех.

Измерения в технике цифровой радиосвязи имеют две особенности. Первая особенность определяется видом цифровой модуляции, вторая — дискретным характером ошибок, появляющихся в цифровом радиоканале.

В силу первой особенности оборудование, необходимое для измерений в радиоканале, может существенно различаться для стандартов цифровой радиосвязи. Например, оборудование, необходимое для тестирования каналов в системах с кодовым (CDMA), временным (TDMA) или частотным (FDMA) разделением каналов, существенно различается. Более того, будет различаться измерительное оборудование для тестирования радиоканалов, в которых используется один и тот же способ разделения каналов, но различные виды модуляции. Например, в стандартах цифровой радиосвязи GSM и TETRA используется временное разделение каналов, но различные способы модуляции. В стандарте TETRA — квадратурная фазоразностная манипуляция со сдвигом $\pi/4$ (она же квадратурная дифференциальная фазовая манипуляция со сдвигом $\pi/4$), в стандарте GSM — гауссовская минимальная манипуляция (она же минимальная манипуляция с гауссовским фильтром). Соответственно, и оборудование тестирования радиоканалов в этих стандартах различно.

Вторая особенность, определяющая специфику измерений в технике цифровой радиосвязи, состоит в определении интенсивности появления ошибок, которые возникают в сообщениях, передаваемых по каналу радиосвязи, для поиска эффективных мер по исправлению или предотвращению данных ошибок. Особенно эта проблема актуальна для передачи данных, все шире применяемой в практической деятельности железнодорожных служб.

В процессе измерений, кроме факта возникновения ошибки, необходимо определять типы ошибок, поскольку от этого зависят меры противодействия им.

Ошибки могут быть следующие:

- *повторение сообщения* — ошибка, заключающаяся в принятии одного и то же сообщения более одного раза;
- *удаление сообщения* — ошибка, заключающаяся в удалении сообщения из потока сообщений;
- *вставка сообщения* — ошибка, заключающаяся в введении некоторого сообщения без разрешения в поток сообщений;
- *переупорядочение сообщения* — ошибка, заключающаяся в изменении порядка следования сообщений в потоке;
- *искажение (изменение) сообщения* — ошибка, заключающаяся в искажении данных сообщения (т.е. информационной части сообщения);
- *задержка сообщения* — ошибка, заключающаяся в поступлении сообщения позже установленного срока;
- *подмена сообщения (появление ложного сообщения)* — ошибка, заключающаяся в появлении в потоке сообщений несанкционированного сообщения, имеющего намеренно спроектированные ложные признаки достоверности.

При этом появление ошибок может быть вызвано причинами не только внешними (помехи, отражения, Доплеровский сдвиг), но и внутренними, связанными с каналобразующим оборудованием. Например, такая распространенная ошибка, как *искажение сообщения*, может быть вызвана следующими причинами: систематические отказы программных и аппаратных средств, случайные отказы аппаратных средств, помехи по соседнему каналу, расстройка антенн, замирания сигнала, разряды атмосферного электричества, промышленные помехи, перегрузка системы радиосвязи и др.

В силу многообразия этих причин измерения в технике цифровой радиосвязи являются предметом серьезных исследований, направленных на выбор оптимальных мер защиты от помех и в перспективе — на определение более совершенных способов цифровой модуляции. Подробно эти вопросы рассматриваются в учебниках, посвященных применению цифровой радиосвязи на железнодорожном транспорте.

Рекомендуемая литература

1. *Бакланов И.Г.* Методы измерения в системах связи. — М.: Эко-Трендз, 1999.
2. *Бакланов И.Г.* Технологии измерений первичной сети. Ч. 1, 2. — М.: Эко-Трендз, 2000.
3. *Бакланов И.Г.* Тестирование и диагностика систем связи. — М.: Эко-Трендз, 2001.
4. *Ваванов Ю.В.* и др. Радиотехнические системы железнодорожного транспорта. — М.: Транспорт, 1991.
5. *Дмитренко И.Е., Устинский А.А., Цыганков В.И.* Измерения в устройствах автоматики, телемеханики и связи на железнодорожном транспорте. — М.: Транспорт, 1985. — 351 с.
6. *Дмитренко И.Е., Дьяков Д.В., Сапожников В.В.* Измерения и диагностирование в системах железнодорожной автоматики, телемеханики и связи. — М.: Транспорт, 1994.
7. *Кушищир Ф.В.* Электрорадиоизмерения. — Ленинград: Энергоатомиздат, 1983.
8. Менеджмент предприятий электросвязи: Учебник для вузов / Е.В. Демина, Н.П. Резникова, А.С. Добронравов, В.В. Макаров; Под ред. Е.В. Деминой и Н.П. Резниковой. — М.: Радио и связь, 1997. — 464 с.
9. *Мирский Г.Я.* Электронные измерения. — М.: Радио и связь, 1986. — 440 с.
10. Нормы на электрические параметры цифровых каналов и трактов магистральной и внутризональных первичных сетей». Приказ от 10.08.1996 г. № 92.
11. Нормы на электрические параметры каналов тональной частоты магистральной и внутризональных первичных сетей. — М.: Радио и связь, 1983. — 75 с.
12. Правила технической эксплуатации первичной сети взаимосвязанной сети связи Российской Федерации. Кн. 1—8. Введены в действие приказом Минсвязи России от 19.10.98 г. №187.
13. Связь с подвижными объектами на железнодорожном транспорте: Справочник / Ю.В. Ваванов, С.И. Тропкин, Н.Е. Доценко, В.Е. Малявко. — М.: Транспорт, 1984. — 320 с.
14. *Убайдуллаев Р.Р.* Волоконно-оптические сети. — М.: Эко-Трендз, 1998. — С. 272.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава 1. Система метрологического обеспечения	4
1.1. Цели, задачи и содержание метрологического обеспечения	4
1.2. Назначение системы	6
1.3. Структура системы МО	7
1.4. Организационная структура метрологического обеспечения ОАО «РЖД»	9
1.5. Правовые нормы системы метрологического обеспечения	20
Глава 2. Основы специальных измерений	24
2.1. Единицы измерений параметров электрических сигналов	24
2.2. Абсолютные, относительные и измерительные уровни сигналов	25
2.3. Погрешности измерений	28
2.4. Понятие метода и методики выполнения измерений	37
Глава 3. Элементы средств измерений	39
3.1. Измерительные преобразователи	39
3.2. Аналого-(цифровые (АЦП) и цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)	53
3.3. Входные устройства и знаковосинтезирующие индикаторы	76
3.4. Оптоэлектронные и электронно-оптические преобразователи	88
Глава 4. Средства измерений электрических сигналов	113
4.1. Измерительные генераторы	113
4.2. Вольтметры и указатели уровня	133
4.3. Средства измерения частоты	152
4.4. Анализаторы частотного спектра	165
4.5. Измерители нелинейных искажений	169
4.6. Измерители разности фаз	173
4.7. Электронно-лучевые осциллографы	176
4.8. Анализаторы протоколов	185
Глава 5. Измерение параметров сигналов в линиях связи	189
5.1. Измерение затуханий и усиления	189
5.2. Измерение фазовых параметров	204
5.3. Измерение уровней передачи	207
Глава 6. Измерение параметров линий связи	227
6.1. Измерение параметров линий связи постоянным током	227

6.2. Измерение параметров линий связи переменным током	239
6.3. Определение мест повреждений линий связи	239
6.4. Импульсный метод измерения параметров линий связи	244
6.5. Технология измерений в волоконно-оптических системах передачи (ВОСП)	249
6.6. Эксплуатационные измерения в волоконно-оптических системах передачи (ВОСП)	273
Глава 7. Измерения в цифровых системах передачи	289
7.1. Методология измерения параметров бинарных цифровых каналов	289
7.2. Измерения в системах передачи ПЦИ	300
7.3. Измерения в системах передачи СЦИ	324
7.4. Измерение фазового дрожания и дрейфа фазы	350
Глава 8. Измерения и контроль как составная часть процесса технической эксплуатации и управления сетями связи	362
8.1. Назначение измерений и контроля в системе технической эксплуатации сетей связи	362
8.2. Виды измерений и контроля в процессе технической эксплуатации сетей связи	368
8.3. Измерения и контроль в процессе технической эксплуатации линейно-кабельных сооружений	373
8.4. Измерения и контроль аппаратуры и оборудования, трактов и каналов передачи	380
8.5. Алгоритм технической эксплуатации в нормальных условиях и в условиях неработоспособности	406
8.6. Нормирование параметров цифровых каналов, трактов	411
8.7. Принципы построения системы управления цифровой сетью оператора	427
8.8. Требования к квалификации технического персонала	438
Глава 9. Измерения во вторичных сетях связи	440
9.1. Измерения в сетях передачи данных	440
9.2. Измерения в сетях телефонной связи	463
Глава 10. Измерения в радиосвязи	471
10.1. Измерение параметров радиостанций железнодорожной связи	471
10.2. Измерение в сетях радиосвязи. Измерение параметров антенн	546
10.3. Измерения в системах цифровой радиосвязи.	559
Рекомендуемая литература	563

Учебное издание

Ракк Мария Анатольевна
Мельникова Лора Яковлевна
Лабецкая Галина Петровна
Кульбикаян Хачерес Шагенович

ИЗМЕРЕНИЯ В ТЕХНИКЕ СВЯЗИ

Учебник

Редактор *А. В. Лужкова*
Корректоры *И. Ф. Солодкова, Н. А. Торгашова*
Компьютерная верстка *В. Дранкин*

Подписано в печать 10.11.2008 г.
Формат 60×84/16. Печ. л. 35,5. Тираж 2500 экз. Заказ № 4120.

ГОУ «Учебно-методический центр по образованию
на железнодорожном транспорте»
107078, Москва, Басманный пер., 6
Тел.: +7(495) 262-12-47,
E-mail: marketing@umczdt.ru
<http://www.umczdt.ru>

ООО «Издательский дом «Транспортная книга»
109202, Москва, Перовское шоссе, д. 9, стр. 1

Отпечатано в ОАО «Ивановская областная типография».
153008, г. Иваново, ул. Типографская, 6.
E-mail: 091-018@rambler.ru