

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Э. Ф. Хамадулин



Национальный
исследовательский
университет «МИЭТ»

УМО ВО рекомендует
УМО рекомендует

 **Юрайт**
издательство

biblio-online.ru



МИЭТ

НАЦИОНАЛЬНЫЙ
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ

Э. Ф. Хамадулин

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ ДЛЯ ВУЗОВ

Рекомендовано Учебно–методическим отделом высшего образования в качестве учебника для студентов высших учебных заведений, обучающихся по инженерно–техническим направлениям и специальностям

Рекомендовано УМО по образованию в области телекоммуникаций в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки дипломированных специалистов 210400 — Телекоммуникации

**Книга доступна в электронной библиотечной системе
biblio-online.ru**

Москва • Юрайт • 2014

УДК 621.3
ББК 32.96я73
Х18



Настоящая методическая разработка выполнена в рамках инновационной образовательной программы МИЭТ «Современное профессиональное образование для российской инновационной системы в области электроники»

Х18 Хамадулин, Э. Ф.

Методы и средства измерений в телекоммуникационных системах: учеб. пособие для вузов / Э. Ф. Хамадулин. — М.: Издательство Юрайт, 2014. — 365 с. — Серия: Учебное пособие.

ISBN 978-5-9916-4276-7

Рассмотрено современное состояние измерений в телекоммуникационных системах связи. Изложены основные вопросы нормирования, принципы и технические средства, а также практика проведения измерений параметров передач для цифровых сетей и стыков всех уровней, металлических и волоконно-оптических кабелей.

Главное внимание уделено не только номенклатуре традиционного оборудования, используемого в практике ТКС, но и новому классу оборудования, необходимого для контроля и эксплуатации первичной и вторичной сетей цифровой передачи информации.

Соответствует Федеральному государственному образовательному стандарту высшего образования четвертого поколения.

Для студентов, обучающихся по специальностям «Многоканальные телекоммуникационные системы», «Защищенные системы связи», «Средства связи с подвижными объектами», «Радиосвязь, радиовещание и телевидение», «Сети связи и системы коммутации», «Телекоммуникации», «Проектирование и технология радиоэлектронных средств», «Радиотехника», а также для аспирантов, научных работников и инженеров.

УДК 621.3
ББК 32.96я73

ISBN 978-5-9916-4276-7

© Хамадулин Э. Ф., 2009
© ООО «Издательство Юрайт», 2014

Оглавление

Предисловие	9
Глава 1. Измерения в телекоммуникационных системах ..	11
1.1. Современное состояние измерений в телекоммуникационных системах связи.....	13
1.2. Классификация измерительной аппаратуры.....	14
Измерительное оборудование (14). Испытательное оборудование (15). Контрольное оборудование (16)	
1.3. Свойства классических средств измерений и предъявляемые к ним требования.....	17
1.4. Характеристики и классификация средств измерений современных телекоммуникаций.....	19
1.5. Метрологическое обеспечение современных телекоммуникаций.....	21
Глава 2. Основные типы, параметры и характеристики сигналов в телекоммуникационных системах	23
2.1. Основные характеристики интерфейса E1.....	23
2.2. Нормы на стабильность частоты. Джиттер в системах E1....	26
2.3. Идеализированные испытательные импульсные сигналы....	28
2.4. Частотная и импульсная характеристики, спектральная плотность.....	29
2.5. Определение спектральной плотности при измерениях ...	29
2.6. Модельное представление параметров импульсных сигналов	30
2.7. Параметры динамических характеристик	32
Глава 3. Радиоизмерения	35
3.1. Классификация радиоизмерений	35
3.2. Измерение напряжения и силы тока	37
3.3. Методы измерений.....	42
Метод непосредственной оценки (43). Метод сравнения (44)	
3.4. Средства для измерения силы тока и напряжения.....	44
3.5. Электромагнитные приборы.....	53

3.6. Электродинамические приборы	56
3.7. Ферродинамические приборы	59
3.8. Электростатические приборы	59
3.9. Термоэлектрические приборы	61
3.10. Выпрямительные приборы	63
3.11. Аналоговые электронные вольтметры	65
3.12. Автокомпенсационные вольтметры.....	66
3.13. Особенности измерения токов и напряжений высоких частот	72
3.14. Термопреобразователи, работающие на высоких частотах	72
3.15. Основные составляющие погрешности измерения термопреобразователей	75
Температурная погрешность (75). Частотная погрешность (76)	
3.16. Многоэлементный термопреобразователь фирмы Fluke	77
3.17. Фотоэлектрические измерительные преобразователи тока	79
3.18. Электродинамические приборы.....	80
3.19. Масштабный измерительный преобразователь на основе пояса Роговского.....	82
3.20. Современные средства измерений силы переменного тока	83
Глава 4. Исследование формы и параметров сигнала.....	86
4.1. Принцип действия электронно-лучевой трубки	88
4.2. Матричная индикаторная панель	92
4.3. Типы осциллографов.....	93
Универсальные осциллографы (93). Цифровые осциллографы (94). Запоминающие цифровые осциллографы (96). Двухканальные и двухлучевые осциллографы (98). Скоростные осциллографы (99). Стробоскопические осциллографы (100)	
4.4. Способы отсчета напряжения и временных интервалов в осциллографах.....	102
Цифровое измерение мгновенных значений амплитуды и временных параметров сигнала на входе прибора (102). Измерение с помощью калиброванного напряжения по изображению на экране ЭЛТ (103). Компенсационный метод измерения периодического импульсного напряжения (104). Новые функциональные возможности осциллографов (105). Осциллографы с цифровыми измерительными блоками (105). Автоматизация осциллографических измерений (105). Цифровая коррекция погрешности при измерении параметров сигналов (106). Особенности и технические характеристики цифровых вычислительных осциллографов (107)	

4.5. Пример расчета суммарной погрешности при измерении электронно-лучевым осциллографом	109
Глава 5. Измерение параметров спектра радиосигналов.....	111
5.1. Характеристики спектра радиосигналов.....	111
5.2. Методы измерений характеристик спектра сигналов.....	113
5.3. Средства измерений характеристик спектра. Классификация, основные характеристики.....	119
Анализаторы спектра параллельного действия (120). Гетеродинные анализаторы спектра последовательного типа (123). Анализаторы спектра на цифровом фильтре (135). Анализаторы спектра псевдопараллельного действия (анализаторы реального времени со сжатием временного масштаба) (138). Вычислительные анализаторы спектра (143)	
Глава 6. Измерение мощности	152
6.1. Основные характеристики и определения.....	152
6.2. Классификация методов измерения мощности	156
Методы измерения поглощаемой мощности (162). Измерение мощности с помощью терморезисторов (163). Болотметры и их характеристики (163). Термисторы и их характеристики (167). Терморезисторные мосты (173). Погрешности терморезисторного метода (178). Термоэлектрический метод измерения мощности (179). Калориметрические методы измерения мощности (190)	
Глава 7. Радиочастотные измерения	194
7.1. Средства измерений напряженности электромагнитного поля.....	195
7.2. Измерители напряженности электромагнитных полей	197
7.3. Измерители напряженности слабых электромагнитных полей	198
7.4. Измерители напряженности сильных электромагнитных полей	202
7.5. Измерительные приемники	204
7.6. Измерительные антенны.....	208
Штыревая антенна (208). Дипольная антенна (212). Логопериодическая антенна (215). Рамочная антенна (217). Рупорная антенна (219). Биконическая антенна (220)	
Глава 8. Измерение частоты	222
8.1. Основные определения.....	222
8.2. Резонансные частотомеры.....	223
8.3. Электронно-счетные частотомеры	226

Глава 9. Измерительные генераторы	232
9.1. Классификация и метрологические характеристики измерительных генераторов СВЧ.....	232
9.2. Принципы генерирования сигналов СВЧ	234
9.3. Типовые схемы генераторов сигналов СВЧ.....	241
9.4. Структурные схемы генераторов сигналов СВЧ.....	243
9.5. Цифровые измерительные генераторы низких частот... ..	247
9.6. Генераторы шумовых сигналов.....	250
9.7. Импульсные генераторы	251
Глава 10. Измерение шумов и помех	254
10.1. Измерение коэффициента шума.....	254
10.2. Методы измерения шумовых параметров радиоэлектронных устройств.....	257
10.3. Измерители коэффициента шума	264
10.4. Помехи и шумы в каналах передачи информации	272
10.5. Измерение радиопомех	277
10.6. Измерение напряжения радиопомех	292
10.7. Измерение напряженности поля радиопомех.....	294
10.8. Методика измерения напряженности поля радиопомех.....	296
10.9. Методика измерения напряженности поля радиопомех.....	300
10.10. Измерение мощности радиопомех.....	302
Глава 11. Измерения в цифровых системах передачи... ..	305
11.1. Работа мультиплексоров в цифровом потоке E1	306
11.2. Анализ процедур демультиплексирования.....	309
11.3. Измерение параметров физического уровня E1.....	310
11.4. Методы и принципы измерений в широкополосных сетях связи	315
11.5. Измерения, проводимые с остановкой связи	316
11.6. Измерение коэффициента ошибок сигнала ATM и проверка функционирования системы передачи	319
11.7. Универсальный сетевой анализатор.....	321
11.8. Измерения в режиме асинхронной передачи по трактам ПЦИ и СЦИ	322
11.9. Тестирование соединений ATM и определение заголовков	323
11.10. Измерение времени задержки прохождения ячеек по тракту	323
11.11. Ввод сигналов ATM	325
11.12. Тестирование систем передачи ATM без остановки связи	327
11.13. Анализ параметров абонентских каналов	329
11.14. Тестирование шлюза между локальной и магистральной сетями	329

11.15. Требования, предъявляемые к тестовому оборудованию ATM.....	330
Глава 12. Измерения на волоконно-оптических линиях связи	332
12.1. Измерение потерь на волоконно-оптической линии....	333
12.2. Измерение коэффициента затухания оптической линии	335
12.3. Методы определения неоднородностей оптической линии.....	337
12.4. Характеристики оптических рефлектометров.....	340
Динамический диапазон (340). Мертвая зона (342). Разрешающая способность оптического рефлектометра (344). Точность измерений оптического рефлектометра (345)	
12.5. Функциональные параметры оптического рефлектометра	345
Длительность импульса (346). Длина волны (347). Диапазон (347). Интервал усреднения результатов (347). Параметры волокна (348). Выполнение измерений возвратных потерь... ..	351
12.6. Измерение хроматической дисперсии волокна.....	351
12.7. Измерение поляризационной модовой дисперсии волокна	353
Интерферометрический метод (353). Метод анализа состояния поляризации (354). Метод фиксированного анализатора (354)	
12.8. Измерительная техника, используемая при эксплуатации ВОСП.....	355
Оптические измерители мощности (355). Стабилизированные источники оптического сигнала (358). Лазерные источники оптического сигнала (359). Светодиодные оптические источники (360)	
12.9. Визуальные дефектоскопы	361
12.10. Анализаторы затухания в оптическом кабеле.....	362
12.11. Перестраиваемые оптические аттенуаторы	363
Литература	365

ПРЕДИСЛОВИЕ

Современное развитие информационных и телекоммуникационных систем стало причиной появления и развития целого класса измерительных приборов — анализаторов протоколов и специальных интеллектуальных устройств. Этот класс измерительной техники отличается от классических средств измерений в части своей специализации и применения. Все это приводит к созданию отрасли измерений, условно называемой измерительными технологиями, которые по совокупности предъявляют новые требования и подходы к процедурам измерений.

Скорости смены телекоммуникационных систем и технологий на их основе настолько высоки, что не позволяют большей части общества осознать в полной мере масштабность применения и проникновения последних в жизнь человека. Отчасти это связано с широким внедрением микропроцессорной техники и переходом к цифровым методам коммутации и передачи.

Развитие современной измерительной техники идет в основном по пути высокой специализации последней, поэтому на рынке появляется специализированная техника для обслуживания и эксплуатации только систем связи и коммутации, и ее уже невозможно использовать для других областей измерительной деятельности.

В последнее время более половины мирового телекоммуникационного рынка занимают соответствующие программные средства. Так как программное обеспечение в современных устройствах телекоммуникаций обновляется в среднем раз в два года, то и возможности этих систем также радикально изменяются, что и приводит к появлению нового поколения специализированных средств измерений.

Анализируя номенклатуру измерительного оборудования, находящегося в эксплуатации и проходящего периодическую проверку, калибровку, аттестацию и испытания, можно выделить следующие основные группы:

- общая измерительная техника;
- техника для радиочастотных измерений;
- измерительное оборудование и средства измерений волоконно-оптической линии связи;
- аппаратура для измерений в цифровых линиях связи;
- оборудование и средства измерений параметров ЭМС в ТКС.

В то же время приходится констатировать, что основной парк измерительного оборудования, находящегося в эксплуатации, создан и выпускался несколько десятков лет назад, а модернизация и обновление измерительного оборудования происходят медленно и в основном за счет закупок в других странах.

В книге рассматриваются основные вопросы нормирования, принципы и технические средства, а также практика проведения измерений параметров передач для цифровых сетей и стыков всех уровней, металлических и волоконно-оптических кабелей.

Главное внимание уделено не только номенклатуре традиционного измерительного оборудования, используемого в практике ТКС, но и новому классу оборудования, необходимого для контроля и эксплуатации первичной и вторичной сетей цифровой передачи информации.

Глава 1. ИЗМЕРЕНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Классическая метрология занимается изучением проблем измерений в целом и образующих измерение элементов: средств измерений и контроля, физических величин и их единиц, методов и методик измерений, результатов и погрешностей измерений. Несомненное преимущество классической метрологии — использование математического аппарата для анализа погрешностей и обоснования метода измерений.

В последнее время развитие информационных и телекоммуникационных технологий связано с внедрением в средства связи микропроцессорной техники и переходом к цифровым методам коммутации и передачи. На современном этапе технологической революции понятие технологии как набора технических решений выходит на первый план и требует нового подхода к анализу процессов, происходящих в стремительно развивающихся средствах связи. Для адекватного описания и классификации методов измерений в современных сетях связи вводится понятие «измерительные технологии». Измерительная технология — это совокупность методов, процедур организации измерений и интерпретации результатов измерений и контроля, а также средств измерений и контроля для обслуживания соответствующего направления развития средств связи.

Необходимость введения этого понятия обусловлена рядом причин. Во-первых, скорость смены технологий в телекоммуникационных системах настолько высока, что не позволяет большей части специалистов, работающих в этой области, воспринимать и осознавать все ее нюансы в полной мере. Отставание связано также с отсутствием учебно-справочных материалов, малым количеством специалистов в области телекоммуникаций. В результате возникает необходимость не только рассматривать технологию измерений, но и учитывать динамику ее развития. Во-вторых, развитие

измерительной техники идет по пути высокой специализации, т.е. появилась техника для обслуживания и эксплуатации только телекоммуникационных систем. Рынок специальной измерительной техники меняется столь динамично, что возникает задача ее классификации, которую трудно решить без технологического подхода. В-третьих, в последнее время более половины средств мирового телекоммуникационного рынка направляются на развитие программных средств. Программное обеспечение в современных устройствах телекоммуникаций обновляется в среднем раз в два года, радикально меняя структуру и возможности телекоммуникационных систем. Технологичность в области измерительной техники связана с появлением и развитием целого класса измерительных приборов — анализаторов протоколов и логического взаимодействия интеллектуальных устройств.

Совершенствование измерительных технологий связано с общей тенденцией усложнения высоких технологий и, как следствие, миниатюризацией, экономичностью, номенклатурой услуг, предоставляемых телекоммуникационными системами. Сложность систем связи объективно повышается с переходом к цифровым системам с высокой пропускной способностью (SDH), новым принципам мультиплексирования (ATM), новым концепциям систем сигнализации (ОКС 7 и протоколы ведомственных сетей ISDN), новым сетевым концепциям предоставления услуг пользователям (интеллектуальные сети).

Цифровые технологии обеспечивают лучшее качество связи и контроль за ресурсами сети, требуют меньших эксплуатационных затрат. Цифровые телекоммуникации по сравнению с аналоговыми имеют так называемый пороговый эффект деградации, заключающийся в том, что причиной нарушения связи могут оказаться накопленные в течение длительного времени отклонения от нормы значений нескольких параметров.

До сих пор измерительная техника служила для контроля работы сети и установления соответствия ее узлов требованиям отечественных стандартов. В современной ситуации процесс стандартизации заметно отстает от применяемых на практике технологий, и четких рекомендаций по использованию измерительной техники и методов измерений в ближайшем будущем не предвидится. Измерительная техника, применяемая современными операторами, исполь-

зуется не только для проверки на соответствие стандартам (в первую очередь международным), но и для изучения процессов, протекающих в сети, что позволяет быстро осваивать новые технологии.

1.1. Современное состояние измерений в телекоммуникационных системах связи

В настоящее время существует большое количество аналоговых телекоммуникационных сетей связи, технология измерения которых хорошо разработана за последние 60—70 лет, закреплена стандартами и практическим опытом обслуживающего персонала. С переходом к цифровым сетям связи происходит специализация современной измерительной техники. Еще 15—20 лет назад для обслуживания аналоговых сетей связи применялась общеизмерительная техника, например генераторы импульсов и сигналов, вольтметры, осциллографы, частотомеры, анализаторы.

Развитие цифровых систем передачи и коммутации привело к тому, что измерительную технику для телекоммуникации в большинстве случаев уже невозможно использовать в других областях. Современные измерительные приборы для телекоммуникации, такие как анализаторы протоколов сигнализации, анализаторы цифровых систем передачи, измерительные приборы волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) и т.д., составляют основу рынка специализированной техники. Для примера рассмотрим основную номенклатуру тестового и измерительного оборудования для сетей мобильной связи (табл. 1.1).

Всю измерительную технику современных телекоммуникаций можно условно разделить на два основных класса: системное и эксплуатационное оборудование.

Основная тенденция в развитии современной измерительной техники для телекоммуникаций — высокая специализированность. Наиболее показательны в этом плане измерительные технологии, применяемые в системе электросвязи. В настоящее время для каждой частоты электросвязи имеются независимые группы приборов и соответствующая технология эксплуатационных измерений, опирающаяся на особые группы приборов. Известно, что в основе системы электросвязи лежит первичная сеть, представляющая совокупность среды

распространения, сетевых узлов и станций, которые обеспечивают создание типовых каналов и трактов. В современной системе электросвязи существует три среды распространения информации: электрический кабель (кондуктивные линии связи), оптико-волоконный кабель и радиоэфир (радиочастотный ресурс). Как правило, первичная цепь — цепь передачи цифровой информации, которая строится на основе принципов плезихронной цифровой иерархии (PDH) или синхронной цифровой иерархии (SDH).

Таблица 1.1

Классификация сетей	Номенклатура средств измерений и тестового оборудования
Тестирование радиосистем, расположенных до центра коммутаций	Измерители проходящей мощности, измерители КСВН Измерители параметров цифровых систем передачи Осциллографы Частотомеры Мультиметры Токоъемники и токоизмерительные клещи
Тестирование оборудования центра коммутации	Анализаторы протоколов Частотомеры
Комплект средств измерений для централизованных служб эксплуатации	Анализаторы спектра Генераторы сигналов Частотомеры Измерители проходящей мощности Измерительные системы для оценки зоны покрытия сигнала связи
Тестирование параметров систем оборудования подвижной связи	Приборы для мониторинга Анализаторы качества связи Аппаратура генерации звонков

1.2. Классификация измерительной аппаратуры

Измерительное оборудование

Измерительное оборудование — средства измерений, программные средства, эталоны, стандартные образцы,

вспомогательная аппаратура или комбинация из них, необходимые для выполнения процесса измерения (п. 3.10.4 ГОСТ Р ИСО 900—2001).

Измерительный прибор — средство измерений, предназначенное для получения значений измеряемой физической величины в установленном диапазоне (РМГ 29—99, МИ 2247—93).

Средство измерений — техническое средство, предназначенное для измерений, имеющее нормированные метрологические характеристики, воспроизводящее и/или хранящее единицу физической величины, размер которой принимают неизменным (в пределах установленной погрешности) в течение известного интервала времени (РМГ 29—99).

Испытательное оборудование

Испытательное оборудование — средство испытаний, представляющее собой техническое устройство для воспроизведения условий испытаний (ГОСТ 16504—81).

Средство испытаний — техническое устройство, вещество и/или материал для проведения испытаний (ГОСТ 16504—81).

Условия испытаний — совокупность воздействующих факторов и/или режимов функционирования объекта при испытаниях (ГОСТ 16504—81). Пункт 4.11.1 ГОСТ Р ИСО 9001—96 приравнивает к испытательному оборудованию программное обеспечение испытаний (как самостоятельный продукт), однако ГОСТ 16504—81 говорит об испытательном оборудовании как о техническом средстве. ГОСТ Р 8.568—97, устанавливающий порядок аттестации испытательного оборудования, также ссылается на определения, данные в ГОСТ 16504—81.

Таким образом, с точки зрения действующей нормативной базы Российской Федерации программное обеспечение испытаний (далее — программные средства) не может быть отнесено не только к испытательному оборудованию, но и к средствам испытаний. Выходом из сложившейся ситуации представляется отнесение их к контрольному оборудованию. Испытательное оборудование может быть средством измерений, тогда к нему применимы требования государственной системы обеспечения единства измерений (ГСИ) (п. 4.6 ГОСТ Р 8.568—97).

Контрольное оборудование

На настоящее время как сам термин «*контрольное оборудование*», так и его определение не регламентированы действующими нормативными документами. Наиболее близким по названию и смысловому содержанию является термин «средство контроля», определение которого приведено в ГОСТ 16504–81.

Средство контроля — техническое устройство, вещество и/или материал для проведения контроля (ГОСТ 16504–81).

Если провести аналогию со средствами испытаний и испытательным оборудованием, то можно предположить, что контрольное оборудование — это техническое средство, предназначенное для контроля количественных и/или качественных свойств продукции, посредством использования и на основании показаний которого принимается решение о соответствии (несоответствии) продукции установленным требованиям. Однако данное определение нельзя признать полным. Ориентировка на ГОСТ 16504–81 не совсем верна по следующей причине: ГОСТ 16504–81 не учитывает широкое использование в настоящее время программных средств (тестовых программ) в процессе проведения контроля и испытаний, тогда как п. 4.11.1 ГОСТ Р ИСО 9001–96 допускает использование программного обеспечения как пригодной формы контроля.

Таким образом, под *контрольным оборудованием* целесообразно понимать техническое или программное средство, предназначенное для контроля количественных и/или качественных свойств продукции в процессе использования, на основании показаний которого принимается решение о соответствии (несоответствии) продукции установленным требованиям (ГОСТ РВ 15.002–2003). Наиболее распространенное на предприятиях контрольное оборудование:

- индикаторы (в том числе индикаторные средства измерений);
- калибры;
- тестовые программы.

Индикатор — техническое средство или вещество, предназначенное для установления наличия какой-либо физической величины или превышения уровня ее порогового значения (РМГ 29–99, МИ 2247–93). Примерами индикаторов могут служить:

- осциллограф или вольтметр;
- лакмусовая бумага;
- устройство для звуковой или световой сигнализации, предупреждающее о превышении уровня радиации его порогового значения.

Калибры отнесены к контрольному оборудованию (точнее, к средствам контроля) решением Госстандарта России.

Тестовые программы — программные средства, позволяющие по результатам своей работы сделать заключение о соответствии (несоответствии) программной и/или аппаратной частей вычислительного комплекса (компьютера) установленным требованиям.

1.3. Свойства классических средств измерений и предъявляемые к ним требования

Все средства измерений характеризуются следующими основными свойствами: метрологическими, эксплуатационными, информационными, наиболее важными из которых являются метрологические.

К метрологическим свойствам (характеристикам) относятся погрешности и диапазоны измерений, чувствительность или разрешающая способность, стабильность характеристик, надежность, неинформативные параметры (например, для универсальных вольтметров — диапазон частот).

Погрешность измерений является основной метрологической характеристикой, отражающей отклонение результата измерений от истинного значения физической величины. Она обуславливается многими факторами: погрешностью метода, несовершенством средств, влиянием внешних условий и каналов связи объекта со средством измерений, субъективными погрешностями оператора. Последние два фактора не относятся к погрешностям средств измерений, но влияют на погрешность результата измерений.

Погрешность измерительного прибора представляет собой разность между показаниями прибора и истинным значением измеряемой величины, а погрешность меры — разность между номинальным значением меры и истинным значением воспроизводимой ею величины.

По способу числового выражения погрешности делятся на *абсолютные*, выражаемые в единицах измеряемой

величины, и *относительные*, выражаемые отношением абсолютной погрешности к истинному значению измеряемой величины. Таким образом, абсолютная Δ и относительная δ погрешности вычисляются по формулам

$$\Delta x = x_n - x_{и}; \delta = \Delta x / x_{и}; \delta = (\Delta x / x_{и}) 100,$$

где x_n — показания прибора (номинальное значение меры); $x_{и}$ — истинное значение измеряемой величины (величины, воспроизводимой мерой).

Часто вместо относительной погрешности применяется понятие *приведенной погрешности* средства измерений, выражаемой отношением абсолютной погрешности к условно принятому значению физической величины, например к значению верхнего предела измерений.

Необходимо учитывать, что истинное значение физической величины практически неизвестно. Поэтому вместо него приходится в формулы погрешностей подставлять *действительное значение*, найденное экспериментально и настолько близкое к истинному, что для данных целей измерений может использоваться вместо него.

По характеру и причинам появления погрешности подразделяются на систематические, случайные и промахи.

Систематические погрешности представляют собой такие погрешности средства измерений, которые при его неоднократном использовании остаются постоянными или изменяются закономерно. Они поддаются изучению и учету, в силу чего результат измерений может быть уточнен путем внесения поправок. Систематические погрешности обусловлены неточной градуировкой средств измерений, неправильной установкой прибора, несовершенством метода измерений, применением приближенных формул (в частности, в тех случаях, когда прибор обрабатывает полученные данные). Уменьшения систематических погрешностей добиваются установкой нуля отсчета, калибровкой измерительных приборов перед соответствующим измерением. В настоящее время все чаще применяется автоматическая коррекция подобных погрешностей, увеличивающая точность и производительность измерений.

Случайные погрешности изменяются непредвиденным (случайным) образом при проведении повторных измерений физической величины. В отличие от систематических

их влияние невозможно исключить, но многократные измерения одной и той же величины позволяют уменьшить случайную составляющую погрешности путем нахождения ее среднего значения и дисперсии.

Промахи представляют собой погрешности, существенно превышающие присущие данному средству измерений систематические и случайные погрешности. Они возникают или из-за его неисправностей, или грубых ошибок оператора. При обнаружении промаха соответствующий результат измерений должен быть исключен как неверный.

Погрешности, возникающие в нормальных условиях работы средств измерений (температура окружающей среды 20 ± 5 °С, атмосферное давление 100 ± 4 кПа, относительная влажность воздуха $65 \pm 15\%$), называются *основными*. В технических условиях на радиоизмерительные приборы обычно указываются также *дополнительные погрешности*, представляющие собой изменение основной погрешности за счет изменения внешних условий относительно нормальных. Часто указывается дополнительная погрешность за счет изменения температуры.

1.4. Характеристики и классификация средств измерений современных телекоммуникаций

Все измерительное оборудование современных телекоммуникаций можно условно разделить на два основных класса: системное и эксплуатационное, требования к которым значительно отличаются, как и функции приборов, методы их использования, спецификации тестов.

К системному относят измерительное оборудование, обеспечивающее настройку сети в целом и ее отдельных узлов, а также последующий мониторинг состояния всей сети. Системным оно названо потому, что имеет широкие возможности интеграции в измерительные комплексы, сети измерительных приборов и входит в качестве подсистем в автоматизированные системы управления связью (Telecommunication Management Networks — TMN).

Эксплуатационное оборудование должно обеспечивать качественную эксплуатацию узлов связи, сопровождение монтажных работ и оперативный поиск неисправностей.

Рассмотрим основные требования, предъявляемые к измерительному оборудованию.

Системное оборудование:

- функциональность тестов;
- возможность интеграции в системе;
- быстрота и легкость модернизации;
- удобство эксплуатации;
- надежность.

Эксплуатационное оборудование:

- портативность;
- стоимость;
- надежность;
- удобство эксплуатации.

Для системного оборудования основным требованием является максимальная функциональность прибора: спецификация тестов должна удовлетворять всем существующим и большинству перспективных стандартов и методологий. В противном случае прибор не обеспечит полной настройки и оценки параметров сети. Возможность интеграции в локальные и территориально распределенные системы приборов и интеграции с вычислительными средствами и сетями передачи данных существенна для создания TMN, куда должны быть включены и измерительные средства. Модернизируемость важна в силу быстрого развития технологии и принятия новых стандартов. Удобство работы является следующим по важности параметром. Имеется ряд многофункционального подобного оборудования с недружественными интерфейсами, что может существенно затруднять работу специалиста.

Эксплуатационное оборудование в первую очередь должно быть портативным и дешевым, затем надежным и уже после этого многофункциональным.

Учитывая общую тенденцию к миниатюризации, следует отметить, что предлагаемая классификация измерительного оборудования является условной. С развитием техники системное оборудование постепенно становится портативным, а эксплуатационное — все более многофункциональным. Тем не менее предлагаемое разделение полезно при сравнении оборудования различных производителей.

1.5. Метрологическое обеспечение современных телекоммуникаций

Развитие измерительной техники привело к необходимости учета методологии измерений параметров и анализа соответствующих протоколов, логического анализа алгоритмов взаимодействия различных устройств.

Современная отечественная метрология обладает возможностями для поверки приборов, измеряющих параметры сигналов, но не может обеспечить поверку анализаторов алгоритмов работы устройств. Например, анализаторы протоколов современных телекоммуникаций не могут быть поверены существующими методами. Поверка прибора, основным назначением которого является определение нарушений в протоколе ISDN, на соответствие его интерфейса PRI требованиям симметричного интерфейса 120 Ом не дает уверенности в работоспособности прибора. В международной практике получила распространение *калибровка* измерительного оборудования, включающая не только поверку, но и верификацию логических характеристик измерительного прибора. В этой связи необходимо решить вопрос о совершенствовании метрологии или о дополнении существующих процедур.

Другая проблема метрологии — соблюдение требования, предполагающего и калибровку сертифицированного эксплуатационного оборудования выполнять сертифицированным системным оборудованием. В настоящее время для калибровки и поверки эксплуатационного измерительного оборудования используется несертифицированное системное измерительное оборудование, хотя более точное по характеристикам и с большими возможностями по спецификации тестов. Выход из создавшегося положения может быть найден только в процессе обсуждения вопросов сертификации и поверки измерительного оборудования.

Основная проблема, связанная с метрологией, — обязательность и регулярность поверки приборов специализированными поверочными лабораториями, для оснащения которых нет средств. Обычно стоимость оборудования для калибровки, которая включает поверку и верификацию характеристик, на порядок превышает стоимость эксплуатационного оборудования. Это означает, что для калибровки анализатора SDH стоимостью в десятки миллионов рублей необходим измерительный комплекс стоимостью в десять

раз дороже. Сомнительно, что такое финансирование может быть найдено в ближайшем будущем. В то же время требование обязательной поверки приводит к необходимости большого количества самых современных поверочных лабораторий. Таким образом, концепция поверочных измерений усложняется.

Измерительная техника используется для обеспечения качества связи. Если оператор уверен в правильности показаний прибора, он может продолжать измерять этим прибором. Необходимость поверки определяет по своему усмотрению оператор. Приборы «внутреннего» использования — для настройки сети и контроля качества — могут поверяться тогда, когда возникают сомнения в их работоспособности. Если оператор сомневается в показаниях прибора, он может его отвезти в поверочную лабораторию, где его параметры будут верифицированы. После чего прибор либо продолжает использоваться, либо его отправляют в ремонт. Современные приборы, выпущенные зарубежными фирмами-производителями, не всегда могут быть поверены или откалиброваны другими специализированными организациями, поэтому частота поверки, указываемая в документах к прибору, в этом случае будет носить рекомендательный характер.

Глава 2. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ, ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

2.1. Основные характеристики интерфейса E1

Согласно стандарту G.703 (параметры физических интерфейсов) интерфейс характеризуется следующим образом:

- скоростью передачи — 2048 Кбит/с ± 50 ppt (point per million = 10^{-6}), т.е. отклонение частоты передаваемого сигнала составляет $\pm 102,4$ Гц;
- типом кодирования: HD В 3, AMI;
- электрическими параметрами.

Пример использования интерфейса E1 приведен на рис. 2.1.

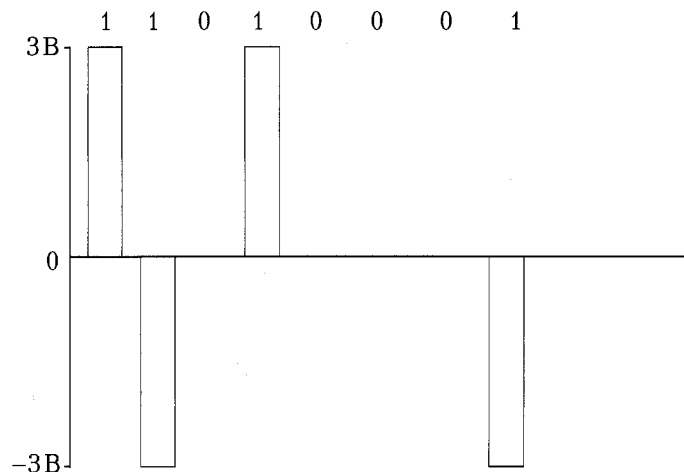


Рис. 2.1. Линейное кодирование AMI

Нормы на электрические параметры интерфейса E1 представлены ниже:

Форма импульса электрического сигнала Прямоугольная

Тип пары в каждом направлении	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 номинальной амплитуды	0,95–1,05
---	-----------

Из приведенных данных очевидно, что существует два стандарта на параметры физического интерфейса E1: симметричный интерфейс 120 Ом и несимметричный интерфейс 75 Ом. Симметричный интерфейс 120 Ом получил наибольшее распространение в Европе и является официально принятым стандартом для России. Несимметричный интерфейс 75 Ом не рекомендован для применения в нашей стране.

Типичный уровень импульса потока E1 для интерфейса 75 Ом составляет $\pm 2,37$ В для сигнала бинарной 1 или 0 В для сигнала 0, а для интерфейса 120 Ом — $\pm 3,0$ В для сигнала бинарной 1 или 0 В для сигнала 0. Погрешность установки уровня сигнала $\pm 10\%$ указанных значений.

В идеальном случае передаваемый импульс является симметричным и прямоугольным. Однако на практике такой импульс сильно искажается при его передаче по интерфейсу E1. На рис. 2.2 приведена идеальная модель импульса (основные параметры) и параметры его искажений.

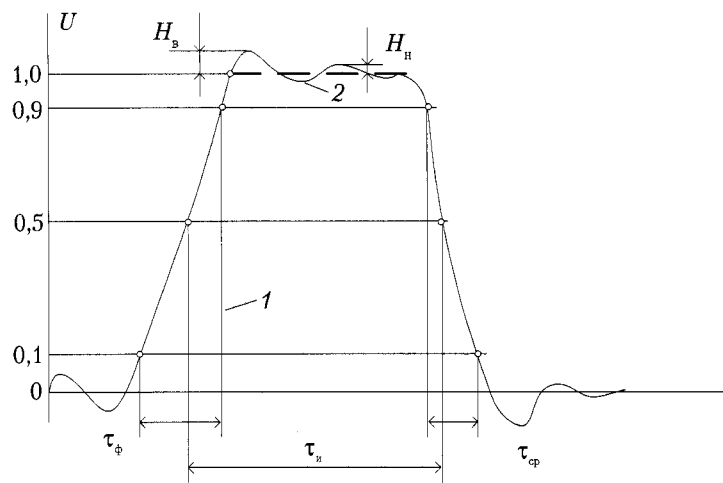


Рис. 2.2. Форма идеального (1) и искаженного (2) импульса и его параметры

Основные параметры импульса:

- амплитуда (приведенный уровень 1,0);
- длительность по уровню 0,5 $\tau_{и}$.

Параметры искажений:

- длительность фронта $\tau_{ф}$;
- длительность среза $\tau_{ср}$;
- выброс $H_{в}$ в процентах от амплитуды;
- неравномерность вершины $H_{н}$ в процентах от амплитуды.

Форма импульса должна соответствовать стандартной «маске», описанной в рекомендациях ITU G703 и представленной на рис. 2.3.

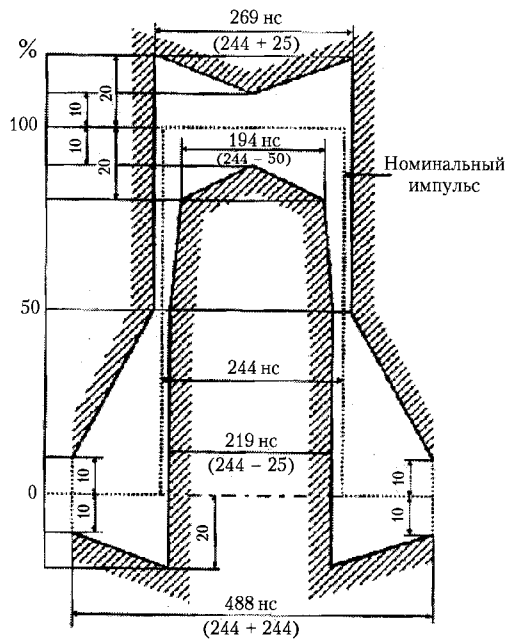


Рис. 2.3. Форма стандартного прямоугольного импульса и его «маска»

2.2. Нормы на стабильность частоты. Джиттер в системах E1

Джиттером, или фазовым дрожанием, называется возникновение фазовой модуляции любого принимаемого сигнала. На практике получили распространение два основных подхода к определению джиттера: в терминах фазы и в терминах частоты. Описание джиттера в терминах фазовой нестабильности принимаемого цифрового сигнала применяется при теоретическом описании процесса и определяет джиттер как фазовое дрожание. При практическом измерении джиттера основными параметрами являются его амплитуда и частота.

Нестабильность частоты принимаемого сигнала в цифровом канале можно описать функцией, представленной на рис. 2.4

Частота f принимаемого сигнала характеризуется средним ее значением f_i и девиацией Δf .

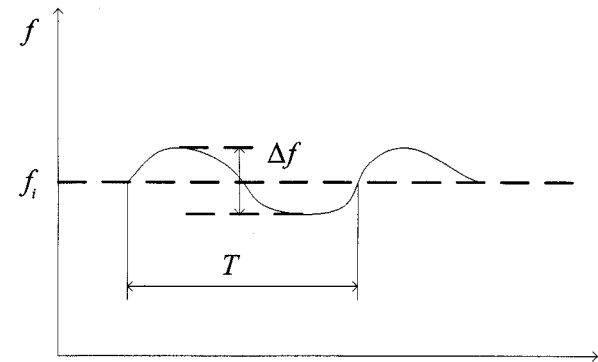


Рис. 2.4. График зависимости частоты принимаемого сигнала от времени

Предположим, что имеется источник девиации, при котором изменение частоты происходит с периодом T , тогда

$$f_d = \frac{1}{T}$$

Различают два типа изменений частоты:

- быстрые колебания, $f_d > 10$ Гц, получившие название собственно джиттера;
- медленные колебания частоты, $f_d < 10$ Гц, получившие название вандера.

Необходимость такого разделения связана с тем, что эти явления возникают вследствие разных причин и различным образом влияют на качество цифровой передачи.

Амплитуда джиттера измеряется в абсолютных единицах времени — микросекундах или в приведенных единицах — единичных интервалах (Unit Interval — UI). Единичным интервалом называется время, необходимое для передачи одного бита информации при заданной скорости передачи,

$$J = T = \frac{1}{f_d} [\text{мкс}]; \quad J = f \cdot \frac{f}{f_d} [\text{UI}].$$

2.3. Идеализированные испытательные импульсные сигналы

Единичная функция, или единичный скачок, определяется следующим образом:

$$\sigma(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ 1/2, & t = 0. \\ 1, & t > 0 \end{cases}$$

При частотах, отличных от нуля, спектральная плотность единичного скачка

$$S(j\omega) = \frac{1}{j\omega}; \quad S(j\omega) = \frac{1}{|\omega|}.$$

Единичный импульс (δ -функция)

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty, & t = 0, \\ 0, & -\infty < t < +\infty \end{cases}$$

причем его площадь

$$g = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt = 1.$$

Спектральная плотность для единичного импульса $\delta(t)$, расположенного в точке $t = 0$,

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt = 1.$$

Независимо от времени появления единичного импульса имеем $S(\omega) = g = 1$, т.е. спектр, равномерный на всех частотах.

δ -функцию можно рассматривать как производную единичной функции

$$\delta(t) = \frac{d}{dt} \sigma(t).$$

2.4. Частотная и импульсная характеристики, спектральная плотность

Коэффициент передачи четырехполюсника

$$k(j\omega) = k(\omega) e^{j\varphi(\omega)},$$

где $k(\omega)$ — амплитудно-частотная (частотная) характеристика; $\varphi(\omega)$ — фазочастотная (фазовая) характеристика, определяется как отношение комплексной амплитуды на выходе к комплексной амплитуде гармонического напряжения на его входе.

Переходную характеристику $h(t)$ определяют как отношение напряжения на выходе четырехполюсника к напряжению скачка напряжения на его входе.

Импульсной характеристикой $g(t)$ называют отклик на единичный импульс $\delta(t)$.

Переходная и импульсная характеристики связаны интегральным соотношением

$$h(t) = \int_0^t g(x) dx.$$

Спектральная плотность $S(j\omega)$ функции $f(t)$ получается в результате прямого преобразования Фурье и представляется в виде

$$S(j\omega) = S(\omega) e^{j\varphi(\omega)},$$

где $S(\omega)$ — модуль, а $\varphi(\omega)$ — фаза спектральной плотности.

2.5. Определение спектральной плотности при измерениях

При измерении спектральной плотности необходимо применять единый стандартный коэффициент в формуле преобразований Фурье

$$f(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) \cos(\omega t + \varphi) d\omega,$$

при замене $f = \omega/2\pi$ получаем

$$f(t) = 2 \int_0^{\infty} S(\omega) \cos(\omega t + \varphi) d\omega,$$

где коэффициент $2S(\omega)d\omega$ можно рассматривать как бесконечно малую амплитуду, а величину

$$\Phi(f) = 2S(\omega) = 2 \left| \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \right|$$

как действительную спектральную плотность (амплитудное значение).

Иногда применяется эффективное значение спектральной плотности более удобное, если используется эффективное значение синусоидального напряжения.

2.6. Модельное представление параметров импульсных сигналов

Полученный в результате измерения мгновенных значений массив данных, представляющий собой координаты изображения сигнала $V = F(x)$, является исходной информацией для восстановления действительного (исходного) сигнала $U = f(t)$.

Задача измерения мгновенных значений сигнала может быть сведена к нахождению соответствия некоторой математической модели сигнала с действительной его формой, значительно упрощающего дальнейшие действия с массивом данных сигнала $U = f(t)$ и позволяющего остаться на традиционных позициях нормирования параметров искажений. Это означает, что при измерениях оператор подсознательно пользуется модельным представлением о виде информационных сигналов. Более тщательное моделирование формы сигналов является дальнейшим развитием методов выявления погрешности измерения сигналов.

Полученная в результате измерений зависимость $V = F(x)$ используется для восстановления с определенной степенью точности действительной формы сигнала $U = f(t)$. В качестве приемлемых критериев представляют интерес следующие:

- параметры отклонения (разности) формы сигнала и его изображения

$$\min e(t) = f(t) - F(t);$$

- качественные оценки

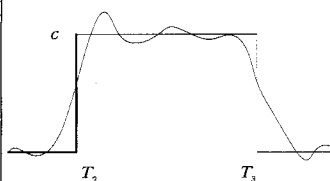
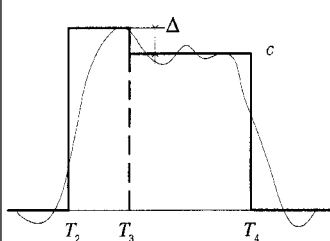
$$\min \rho_1 = \int_0^{\infty} |e(t)| dt;$$

$$\min \rho_2 = \int_0^{\infty} e^2(t) dt.$$

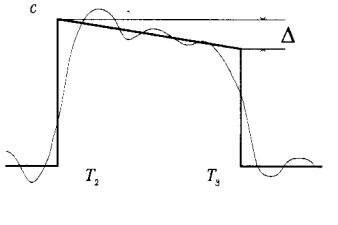
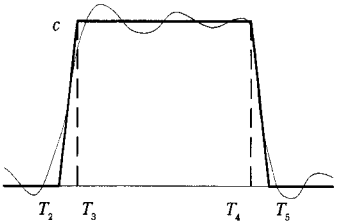
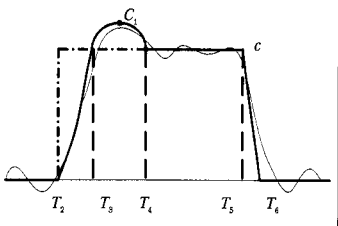
Критерий $\min \rho_2$ (среднеквадратичный) применяют чаще, что обусловлено, во-первых, тем, что он может рассматриваться как некая энергия ошибки и имеет четкую физическую интерпретацию, во-вторых, вычисления оказываются значительно проще и выполнимыми для более широкого класса задач.

В табл. 2.1 представлен пример моделирования сигнала с помощью различных его моделей.

Таблица 2.1

Модель импульса	Параметры модели с учетом критерия ρ_2/ρ_1	Значение критерия $\rho_2/\rho_1, \%$
	$T_2 = 0,326,$ $T_3 = 7,6899,$ $c = 0,944$	1,437
	$T_2 = 0,313,$ $T_3 = 7,688,$ $c = 0,944$	1,198
	$T_2 = 0,336,$ $T_3 = 2,188,$ $T_4 = 7,68,$ $c = 0,969,$ $\Delta = 0,047$	1,404
	$T_2 = 0,344,$ $T_3 = 1,742,$ $T_4 = 7,68,$ $c = 1,013,$ $\Lambda = 0,075$	1,185

Окончание таблицы 2.1

Модель импульса	Параметры модели с учетом критерия ρ_2/ρ_1	Значение критерия $\rho_2/\rho_1, \%$
	$T_2 = 0,332,$ $T_3 = 7,6875,$ $c = 0,957,$ $\Delta = 0,05$	1,36
	$T_2 = 0,31,$ $T_3 = 7,75,$ $c = 0,981,$ $\Delta = 0,01$	1,166
	$T_2 = 0,25,$ $T_3 = 0,61,$ $T_4 = 7,55,$ $T_5 = 7,7,$ $c = 1,1$	1,35
	$T_2 = 0,077,$ $T_3 = 0,588,$ $T_4 = 7,61,$ $T_5 = 7,75,$ $c = 0,944$	1,161
	$T_2 = 0,0312,$ $T_3 = 0,862,$ $T_4 = 1,071,$ $T_5 = 7,474, T_6 = 8,097$ $c = 0,944,$ $C_1 = 1,1$	1,27

2.7. Параметры динамических характеристик

Переходная характеристика (рис. 2.5) — функция, получаемая при подаче на вход прибора перепада напряжения с длительностью фронта 0,3 и менее от времени нарастания переходной характеристики (ПХ).

Установившееся (амплитудное) значение ПХ — значение ее в точке пересечения прямой линии, параллельной оси аб-

сцисс, аппроксимирующей вершину ПХ, с линией фронта или ее продолжением.

Время нарастания — интервал времени, в течение которого ПХ нарастает от 10 до 90% установившегося (амплитудного) значения.

Выброс — разность между максимальным (после времени нарастания) и установившимся (амплитудным) значением ПХ.

Время установления — интервал времени, отсчитываемый от момента достижения уровня 10% установившегося (амплитудного) значения ПХ до момента времени, начиная с которого неравномерность ПХ не превышает заданного значения.

Неравномерность — отклонение ПХ за пределами времени установления от установившегося значения (от линии, аппроксимирующей вершину ПХ).

Спад вершины ПХ — разность между начальным значением ПХ и ее значением в заданный момент времени, значительно превышающий время установления.

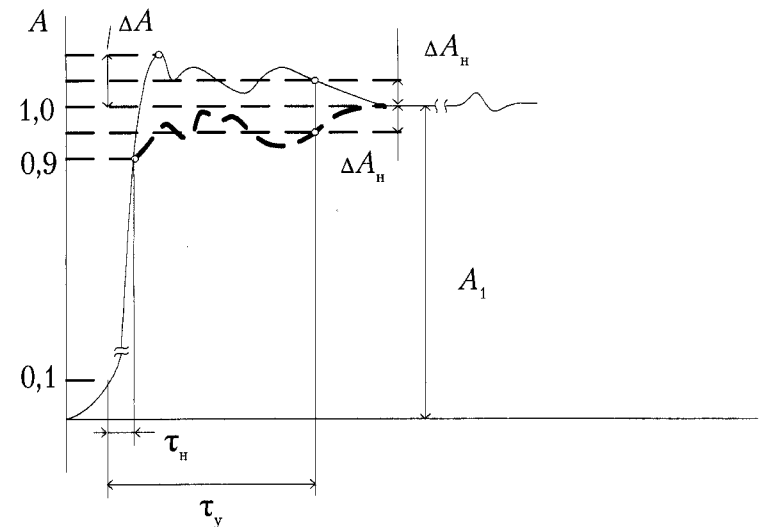


Рис. 2.5. График стандартной переходной характеристики: τ_n — время нарастания; τ_y — время установления; ΔA — выброс; ΔA_n — неравномерность; A_1 — установившееся (амплитудное) значение ПХ

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) — зависимость значений выходного сигнала по отношению к входному синусоидальному сигналу от частоты.

Полоса пропускания — диапазон частот, в пределах которого значение АЧХ не отличается более чем на минус 3 дБ от значения АЧХ на опорной частоте.

Нормальный диапазон АЧХ — диапазон частот, в пределах которого неравномерность АЧХ не превышает нормированного значения.

Неравномерность АЧХ — разность между значениями АЧХ на определяемой и опорной частотах, выраженная в %.

Расширенный диапазон АЧХ — диапазон частот, в пределах которого неравномерность АЧХ не превышает 10%.

Опорная частота — частота, которая не менее чем в 20 раз меньше верхней граничной частоты пропускания.

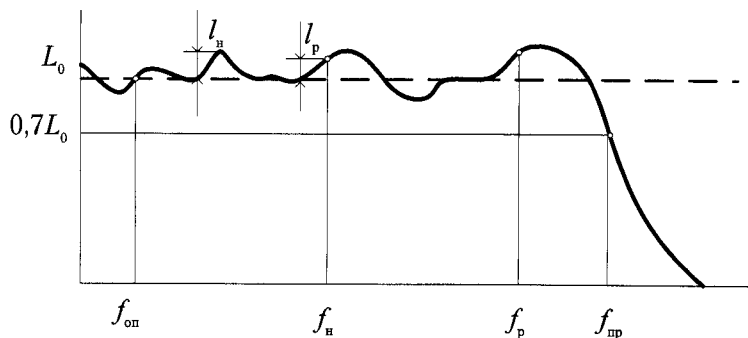


Рис. 2.6. График стандартной амплитудно-частотной характеристики:

$f_{оп}$ — опорная частота; $f_{н}$ — нормальный диапазон; $f_{р}$ — расширенный диапазон; $f_{пр}$ — верхняя граница полосы пропускания; L_0 — значение АЧХ на опорной частоте; $l_{н}$ — абсолютное значение неравномерности в нормальном диапазоне; $l_{р}$ — абсолютное значение неравномерности в расширительном диапазоне

Существует простая связь между временем нарастания ПХ и полосой пропускания АЧХ

$$\tau_{н} [\text{нс}] = \frac{350}{f_{пр} [\text{МГц}]}$$

Глава 3. РАДИОИЗМЕРЕНИЯ

3.1. Классификация радиоизмерений

В целом параметры сигналов характеризуются определенной совокупностью физических величин, к которым относятся:

- частота;
- разность фаз;
- длительность импульса, период повторения, время нарастания, время задержки;
- коэффициент амплитудной и частотной модуляции;
- коэффициент искажений;
- мощность;
- напряжение;
- ток;
- напряженность переменного электрического и магнитного поля;
- коэффициент шума;
- сопротивление;
- индуктивность;
- добротность;
- модуль коэффициента отражения;
- ослабление (затухание), модуль коэффициента передачи.

Классификация и обозначение типов радиоизмерительных приборов (РИП) устанавливаются ГОСТ 150–94. В настоящее время в связи с появлением в эксплуатации большого количества зарубежных приборов указанная классификация имеет ограниченное применение и в основном носит учебный характер.

Группа приборов для измерения частоты и времени, которые обозначаются буквой «Ч», включает следующие подгруппы:

- Ч1 — стандарты (эталоны) частоты и времени;
- Ч2 — частотомеры резонансные;
- Ч3 — частотомеры электронно-счетные;
- Ч5 — преобразователи частоты;
- Ч6 — синтезаторы частот и умножители частоты;
- Ч7 — компараторы частот, синхрометры, приемники сигналов эталонных частот.

Группа приборов для измерения разности фаз и группового времени запаздывания, которые обозначаются буквой «Ф», включает следующие подгруппы:

- Ф1 — установки и приборы для поверки измерителей разности фаз и группового времени запаздывания;
- Ф2, ФК2 — измерители разности фаз;
- Ф4, ФК4 — измерители группового времени запаздывания.

Группа приборов для наблюдения, измерения и исследования формы сигнала и спектра, которые обозначаются буквой «С», включает следующие подгруппы:

- С1 — осциллографы универсальные;
- С7, СК7 — осциллографы стробоскопические;
- С8 — осциллографы запоминающие;
- С9, СК9 — осциллографы специальные;
- С2, СК2 — измерители коэффициента амплитудной модуляции;
- С3, СК3 — измерители девиации частоты;
- С4, СК4 — анализаторы спектра;
- С6, СК6 — измерители нелинейных искажений.

Приборы для импульсных измерений выделяют в особую группу «И», которая включает подгруппы:

- И1 — приборы для поверки, градуировки, калибровки приборов для импульсных измерений;
- И2 — измерители временных интервалов;
- И4 — измерители параметров импульсов;
- И9 — преобразователи импульсных сигналов.

Приборы для измерения напряжения, обозначаемые буквой «В», включают следующие подгруппы:

- В1 — приборы для поверки вольтметров, источники калиброванных напряжений;
- В2 — вольтметры постоянного тока;
- В3 — вольтметры переменного тока;

В4 — вольтметры для измерения амплитудных значений одиночных, редкоповторяющихся импульсов с длительностью от нс до мс;

В6 — спектральные вольтметры;

В7 — комбинированные приборы, позволяющие измерять кроме напряжения силу тока, сопротивление, частоту;

В8 — измерители отношений переменных и импульсных напряжений;

В9 — преобразователи напряжений.

В области сверхвысоких частот приборами для измерения интенсивности являются измерители мощности группы «М», которая включает следующие подгруппы:

М1 — ваттметры СВЧ, предназначенные для градуировки измерителей мощности;

М2 — ваттметры СВЧ проходного типа;

М3 — ваттметры СВЧ поглощающего типа;

М5 — первичные преобразователи ваттметров СВЧ.

Приборы для измерений параметров цепей с распределенными и сосредоточенными постоянными образуют группы «Р», «Е», «Х», «Д».

Многофункциональные комбинированные приборы, формирующие измерительные сигналы с известными характеристиками и параметрами, — измерительные генераторы группы «Г», которая имеет следующие подгруппы:

Г1 — генераторы ВЧ и СВЧ;

Г2 — генераторы шума;

Г3 — генераторы низких частот;

Г4 — генераторы радиовещательного диапазона;

Г5 — генераторы импульсов;

Г6 — генераторы сигналов специальной формы импульсов.

3.2. Измерение напряжения и силы тока

Измерение напряжения и силы тока относят к классическим видам электроизмерений. В радиоизмерительной практике в последние годы получили распространение цифровые измерители напряжения и тока, использующие процессорные и интегральные технологии. Тем не менее в промышленности еще эксплуатируется довольно значительное число аналоговых электроизмерительных приборов поколения ретро. Очевидны преимущества приборов этого класса:

- при производстве используются отлаженные технологические процессы;
- простота эксплуатации и невысокая стоимость;
- наглядность результата измерения (стрелочный индикатор воспринимается проще, чем индикация цифровая с разделением на запятые).

В последние годы у этих приборов обнаружилось еще одно серьезное преимущество — помехоустойчивость. Электроизмерительные приборы, как правило, независимы от сетевого напряжения и невосприимчивы к различным видам помех, передающихся кондуктивно по сетевым линиям. Эти приборы малочувствительны к электростатическим разрядам (ЭСР) и воздействию радиочастотных полей, что имеет несомненное преимущество при измерениях в условиях часто работающих сотовых телефонов. Все это позволяет считать аналоговые измерители напряжения и тока базовыми измерительными приборами в радиоизмерениях.

Измерение напряжения и силы тока — наиболее распространенный вид измерений. В различных областях науки и техники эти измерения осуществляются в широком диапазоне частот — от постоянного тока и инфранизких частот (сотые доли герца) до сверхвысоких частот (1 ГГц и более) и в большом диапазоне измеряемых значений напряжения и тока — соответственно от нановольт до сотен киловольт и от 10^{-16} до десятков и сотен ампер (при большом многообразии форм измеряемых напряжения и тока).

Измерение постоянных напряжения и силы тока заключается в нахождении их значений и полярности. Целью измерения переменных напряжения и силы тока является нахождение какого-либо их параметра. Выбор метода и средств измерений напряжения и силы тока обуславливается требуемой точностью измерений, амплитудным и частотным диапазонами измеряемого сигнала, мощностью, потребляемой прибором от измерительной цепи, и т.д.

В зависимости от способа получения результата методы измерений делятся на прямые, при которых значение напряжения (тока) измеряется непосредственно, и косвенные, получаемые по результатам прямых измерений величин, связанных с интересующей величиной той или иной функциональной зависимостью.

Оба класса приборов по системе отсчета показаний можно разделить на аналоговые и дискретные (цифровые).

К аналоговым приборам следует отнести стрелочные, со световым указателем, с ручным или автоматическим уравновешиванием (имеющие реохорд) и самопишущие. К цифровым приборам следует отнести приборы с ручным или автоматическим уравновешиванием, имеющие набор (магазин) переключаемых элементов, результат измерений которых представляется в виде дискретного (цифрового) кода.

Все электроизмерительные приборы по способу получения измеряемой величины, позволяющей произвести отсчет ее значений, можно разделить на электромеханические, электротепловые, электронные и электронно-лучевые.

В *электромеханических приборах* для перемещения подвижной части прибора используются различные электромагнитные процессы. В зависимости от преобразования подводимой электромагнитной энергии в механическую для перемещения подвижной части приборы подразделяются на магнитоэлектрические, электромагнитные, электродинамические, индукционные, электростатические.

В *электротепловых приборах* для перемещения подвижной части прибора используется тепловое действие электрического тока.

Электронные приборы представляют собой сочетание электронного преобразователя и измерителя (аналогового или цифрового).

Электронно-лучевые приборы используют подводимую энергию электромагнитного поля для перемещения электронного луча в электронной трубке.

В общем виде структурная схема аналогового электроизмерительного прибора непосредственной оценки состоит из входного устройства, измерительного преобразователя, измерительного механизма и отсчетного устройства (рис. 3.1).

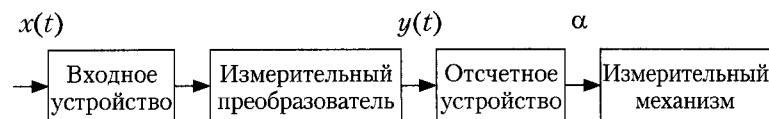


Рис. 3.1. Структурная схема аналогового измерительного прибора непосредственной оценки

Входное устройство и измерительный преобразователь трансформируют измеряемую величину $x(t)$ в некоторую

промежуточную $y(t)$, находящуюся в определенной функциональной зависимости от измеряемой и непосредственно воздействующую на измерительный механизм.

По принципу действия и конструктивным особенностям измерительные преобразователи можно разделить на выпрямительные, термоэлектрические и электронные.

Измерительный механизм однозначно преобразует подводимую электрическую энергию, определяющую величину $y(t)$, в механическую энергию перемещения подвижной части.

Для измерения напряжения и силы постоянного и переменного токов применяются все перечисленные виды приборов.

Электромеханические приборы находят применение преимущественно в цепях постоянного тока и переменного тока промышленной частоты и представляют собой сочетание измерительного механизма и счетного устройства. В большинстве конструкций таких приборов энергия измеряемой величины непосредственно воздействует на перемещение подвижной части измерительного механизма.

В соответствии с реакцией на перемещение подвижной части прибора системы классифицируются следующим образом:

- магнитоэлектрические, в которых подвижная часть отклоняется в результате взаимодействия поля постоянного магнита и контура с протекающим по нему током. Магнитоэлектрические приборы применяются как самостоятельно, так и в сочетании с различными преобразователями переменного тока в постоянный при измерении переменного тока и напряжения. В качестве преобразователей могут использоваться термопары, детекторы и электронные преобразователи;
- электромагнитные, в которых подвижная часть отклоняется в результате взаимодействия магнитного поля катушки с протекающим по ней током и ферромагнитного сердечника;
- электродинамические, основанные на взаимодействии неподвижной и подвижной катушек с протекающими по ним токами. Разновидностью этой системы является ферродинамическая система;
- индукционные, содержащие катушки, питаемые переменным током и создающие переменные магнитные

поля. Эти поля наводят токи в подвижной части прибора, которые взаимодействуют с магнитными потоками, в результате чего подвижная часть перемещается;

- электростатические, в которых подвижная часть перемещается в результате взаимодействия электрически заряженных проводников;
- тепловые, в которых подвижная часть отклоняется в результате удлинения проводника, нагреваемого протекающим по нему током;
- вибрационные, основанные на явлении механического резонанса.

Термоэлектрические приборы представляют собой сочетание термопреобразователя с магнитоэлектрическим измерительным механизмом. Принцип действия такого преобразователя основан на двух физических явлениях: выделении тепла при прохождении по проводнику электрического тока и появлении ЭДС постоянного тока при нагревании места соединения двух различных металлов.

По принципу действия термоэлектрические приборы являются измерителями тока, протекающего по нагревателю термопреобразователя. При протекании по нагревателю измеряемого тока i_x выделяется тепло, под действием которого нагревается сплав термопары, а на ее холодных концах возникает ЭДС, пропорциональная количеству тепла Q , выделяемому нагревателем, $E_T = k_1 Q$. Количество тепла, в свою очередь, пропорционально квадрату измеряемого тока

$$Q = k_2 i_x^2,$$

откуда величина тока в цепи измерительного механизма

$$i_n = E_T / r = (k_1 k_2 i_x^2) / r,$$

где r — полное сопротивление цепи измерительного механизма.

Угол отклонения подвижной части прибора

$$\alpha = S_1 i_n = S_1 k_1 k_2 i_x^2 / r = k i_x^2,$$

где S_1 — чувствительность магнитоэлектрического механизма к току; k — постоянный коэффициент, зависящий от свойств термопары и параметров измерительного механизма.

Термоэлектрические приборы пригодны для измерения в цепях как постоянного, так и переменного тока. Шкала приборов градуируется в среднеквадратических значениях тока или напряжения и имеет квадратический характер.

Электронные приборы, предназначенные для измерения тока и напряжения, представляют собой сочетание электронного преобразователя, выполненного на полупроводниковых элементах, интегральных микросхемах, и магнитоэлектрического или цифрового измерителя (отсчетного устройства).

Свойства электронных амперметров и вольтметров определяются входной схемой, полным входным сопротивлением, схемой преобразователя, характером шкалы, чувствительностью, зависимостью показаний от формы и частоты измеряемого сигнала, пределом измерения, погрешностью.

По способу отсчета электронные приборы разделяют на цифровые и аналоговые. Цифровые вольтметры (амперметры) в отличие от аналоговых содержат аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и устройство цифрового отсчета. Такие приборы способны измерять в широких пределах, универсальны, предназначены для измерения напряжения постоянного и переменного токов, частоты, фазы, сопротивления, отношения напряжений и других электрических и неэлектрических величин. Цифровые приборы позволяют обеспечить автоматический выбор предела и полярности измеряемых величин, автоматическую коррекцию погрешности, высокую точность измерений в широком диапазоне измеряемых величин, выдачу результатов измерения в цифровом виде, ввод измерительной информации в компьютер и информационно-измерительные системы по каналу общего пользования.

Измерение тока и напряжения осуществляется в цепях постоянного, переменного токов широкого диапазона частот. Наиболее высокая точность достигнута в цепях постоянного тока. При измерении в цепях переменного тока она понижается с повышением частоты, где кроме оценки среднеквадратического, средневыпрямленного, среднего и максимального значений иногда требуется наблюдение формы исследуемого сигнала и знание мгновенных значений тока и напряжений.

3.3. Методы измерений

Перед измерением тока (напряжения) нужно иметь представление о его частоте, форме колебаний, ожидаемом значе-

нии, требуемой точности измерения и сопротивлению цепи. Эти предварительные сведения позволяют выбрать наиболее подходящий метод измерения и измерительный прибор.

Для измерения тока и напряжения применяют метод непосредственной оценки и метод сравнения.

Метод непосредственной оценки

Метод непосредственной оценки предполагает использование прямопоказывающих приборов — амперметров и вольтметров со шкалами, градуированными в единицах измеряемой величины. Амперметр включают последовательно с нагрузкой (в разрыв цепи), а вольтметр — параллельно участку цепи, падение напряжения на котором нужно измерить (рис. 3.2). Включенный в цепь прибор оказывает на ее режим определенное влияние, для уменьшения которого необходимо строго выполнять следующие условия:

- внутреннее сопротивление амперметра R_A должно быть много меньше сопротивления нагрузки R_H ;
- внутреннее сопротивление вольтметра R_V должно быть много больше сопротивления нагрузки R_H .

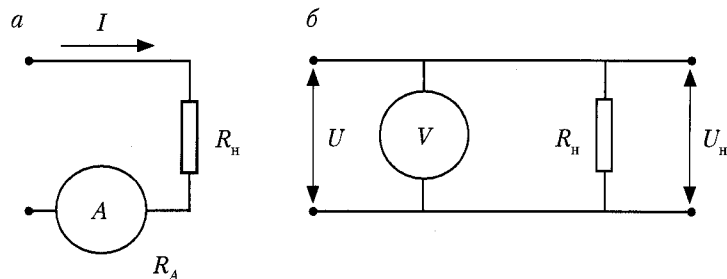


Рис. 3.2. Схема измерения методом непосредственной оценки:

а — тока; б — напряжения

Несоблюдение этих условий приводит к возникновению систематических погрешностей, которые приблизительно совпадают со значениями отношений R_A/R_H и R_H/R_V . Условие $R_V \gg R_H$ особенно трудно выполнить при измерении напряжения на участках (нагрузках) с большим сопротивлением в

так называемых слаботочных цепях. Для этой цели применяют электронные вольтметры с входным сопротивлением до сотен МОм.

С повышением частоты погрешность измерений тока увеличивается.

Метод сравнения

Метод сравнения обеспечивает более высокую точность измерения. Его осуществляют с помощью компенсаторов — приборов, не потребляющих мощность от цепи в момент измерения ее параметров, т.е. входное сопротивление практически бесконечно. Это свойство позволяет применять компенсаторы для измерения ЭДС.

3.4. Средства для измерения силы тока и напряжения

Электромеханические измерительные приборы относятся к приборам прямого преобразования, в которых электрическая измеряемая величина x непосредственно определяет показания отсчетного устройства. Любой электромеханический прибор состоит из следующих главных частей:

- неподвижной, соединенной с корпусом прибора;
- подвижной, механической или оптической, связанной с отсчетным устройством.

Отсчетное устройство предназначено для наблюдения значений измеряемой величины. Оно состоит из шкалы и указателя, располагаемых на лицевой стороне прибора. *Шкалой* называется совокупность отметок (штрихов), расположенных в определенной последовательности, и представленных у некоторых из них чисел отсчета, соответствующих ряду последовательных значений измеряемой величины. Шкалы могут быть равномерными и неравномерными (квадратичными, логарифмическими и др.). Расстояние между двумя соседними штрихами называется *делением шкалы*. Разность значений измеряемой величины, соответствующая двум соседним отметкам, называется *ценой деления*.

Указатели делятся на стрелочные и оптические. Оптические указатели состоят из источника света, зеркала, расположенного на подвижной части, и системы зеркал,

удлиняющих путь луча света и направляющих его на полупрозрачную шкалу. Эти указатели обеспечивают большую чувствительность прибора и меньшую погрешность отсчета по сравнению со стрелочным.

Подвижная часть прибора снабжается осью или полуосями, которые оканчиваются запрессованными в них стальными кернами. Последние опираются на корундовые или рубиновые подпятники (рис. 3.3, *а*). Трение керна о подпятник снижает чувствительность и точность прибора, поэтому подвижную часть устанавливают на растяжках или подвесах (рис. 3.3, *б, в*).

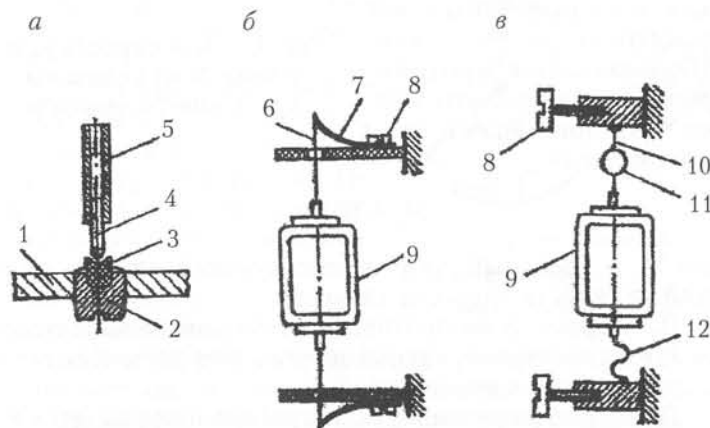


Рис. 3.3. Способы установки подвижной части прибора:

а — на оси; *б* — на растяжках; *в* — на подвесе

Электромеханический измерительный прибор содержит следующие узлы:

- узел, создающий вращающий момент;
- узел, создающий противодействующий момент;
- успокоитель.

Электромагнитная энергия $W_{эм}$ поступает от измеряемого объекта в узел, создающий вращающий момент, и вызывает поворот подвижной части прибора. Вращающий момент M_B можно описать уравнением

$$M_B = \alpha W_{эм} / ga. \quad (3.1)$$

Под воздействием вращающего момента подвижная часть всегда будет поворачиваться до упора. Противодействующий момент $M_{\text{п}}$, направленный навстречу вращающему моменту, можно получить за счет механических или электрических сил. В первом случае он создается с помощью плоских спиральных пружин или металлических нитей, закрепленных концами на неподвижной и подвижной частях прибора и закручивающихся при повороте подвижной части. Механический противодействующий момент прямо пропорционален углу поворота a

$$M_{\text{п}} = W_a, \quad (3.2)$$

где W_a — удельный противодействующий момент, зависящий от свойств упругого элемента.

Во втором случае противодействующий момент создается за счет электромагнитной энергии измеряемой величины в соответствии с формулой (3.1).

Движение подвижной части прибора прекращается в некотором положении a_0 , когда $M_{\text{в}} = M_{\text{п}}$ (рис. 3.4). Подставляя значение $M_{\text{в}}$ и $M_{\text{п}}$ из формул (3.1) и (3.2), можно получить выражение для угла поворота подвижной части прибора в виде

$$a = \frac{1}{W} \frac{\alpha W_{\text{эм}}}{ga}. \quad (3.3)$$

Если противодействующий момент создается за счет электромагнитной энергии, движение прекращается, когда $M_1 = M_2$ противоположного направления. В общем виде на основе формулы (3.1) выражения для моментов можно записать $M_1 = a_1 f(a) x_1$ и $M_2 = a_2 f(a) x_2$, где x_1 и x_2 — электрические измеряемые величины.

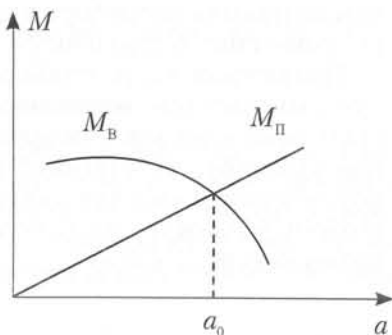


Рис. 3.4. Зависимость угла поворота от величины вращающего момента

Успокоитель ускоряет процесс затухания колебаний подвижной части прибора, выведенной из равновесия. Момент успокоения

$$M_y = P \frac{da}{dt}, \quad (3.4)$$

где P — коэффициент успокоения, зависящий от типа и конструкции успокоителя; da/dt — угловая скорость перемещения подвижной части.

Наиболее распространены воздушные, жидкостные и магнитоиндукционные успокоители (рис. 3.5), с помощью которых время успокоения сокращается до 3–4 с. По принципу преобразования электромагнитной энергии в механическую приборы разделяются на несколько групп (систем). Основными системами являются магнитоэлектрическая, электромагнитная, электродинамическая (ферродинамическая) и электростатическая.

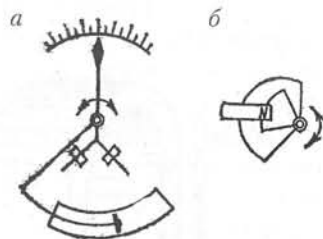


Рис. 3.5. Успокоители:

а — воздушный;
б — магнитоиндукционный

Магнитоэлектрические приборы применяются в качестве амперметров, вольтметров и гальванометров для измерений в цепях постоянного тока, а в сочетании с преобразователями переменного тока в постоянный — и для измерений в цепях переменного тока.

Узел, создающий вращающий момент, состоит из сильного постоянного магнита и легкой подвижной катушки, по которой протекает измеряемый ток (рис. 3.6, а).

Обмотка подвижной катушки состоит из витков тонкого провода, поэтому магнитоэлектрический прибор можно применять только в качестве микро- или миллиамперметра и милливольтметра.

Катушка в форме прямоугольной рамки помещена в кольцевом зазоре между полюсными наконечниками магнита и цилиндрическим сердечником, т.е. в радиальном магнитном поле. Принцип действия магнитоэлектрических приборов заключается во взаимодействии поля постоянного магнита с проводником (катушкой), по которому протекает измеряемый ток. При этом возникает пара сил F (рис. 3.6, б), создающая

вращающий момент. Энергия магнитоэлектрической системы является суммой энергий поля магнита $W_{п.м.}$, катушки с током и взаимодействия поля магнита и катушки с током ΨI , где Ψ — потокосцепление, численно равное произведению числа силовых магнитных линий, пересекаемых обеими сторонами катушки при ее повороте на угол a , на число витков n ее обмотки

$$\Psi = Bsn a, \quad (3.5)$$

где B — магнитная индукция в зазоре, Тл; s — площадь обеих сторон катушки, м².

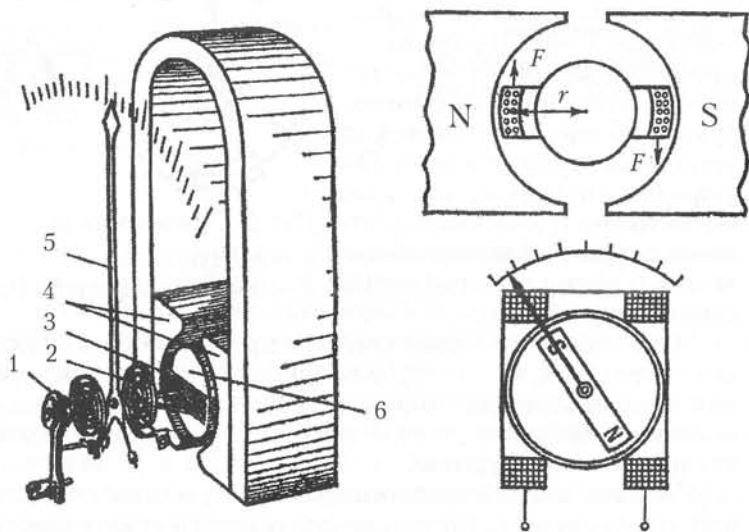


Рис. 3.6. Магнитоэлектрический прибор:

1 — корректор; 2 — противодействующие пружины; 3 — подвижная катушка; 4 — полюсные наконечники; 5 — стрелка; 6 — сердечник

Таким образом, вся энергия, сосредоточенная в узле, вызывающем вращающий момент, равна

$$W_{эм} = W_{п.м.} + LI^2/2 + BnsaI. \quad (3.6)$$

На основании формулы (3.1), дифференцируя выражение (3.6) по перемещению, получаем уравнение вращающего момента

$$M_n = gW_{эм}/ga = BnsI. \quad (3.7)$$

На основании формулы (3.2) отклонение подвижной части прибора

$$a = (Bns/W)I = S_i I, \quad (3.8)$$

где $S_i = Bns/W$ — чувствительность прибора по току.

Формула (3.8) описывает градуировку шкалы прибора магнитоэлектрической системы, эта шкала равномерна (линейна), а поскольку отклонение указателя пропорционально измеряемому току, при включении следует соблюдать полярность, так как прибор чувствителен к постоянному току. При включении прибора в цепь, где протекает пульсирующий или импульсный ток, отклонение указателя будет пропорционально постоянной составляющей (среднему значению) этих токов; в цепи с током синусоидальной формы вследствие инерционности подвижной части показания окажутся равными нулю и лишь при частоте переменного тока ниже 10 Гц подвижная часть с указателем будет совершать колебательные движения.

Время установления показаний сокращается с помощью электромагнитного успокоения, возникающего за счет индуцированного тока в катушке, возбуждаемого при пересечении ею магнитного поля $I = e/R_{\Sigma}$, где e — индуцированная ЭДС, R_{Σ} — сумма сопротивлений подвижной катушки и внешней цепи, на которую она замкнута.

$$e = -\frac{d\Psi}{dt} = -Bsn \frac{da}{dt}.$$

Момент электромагнитного успокоения

$$M_{эм.у} = BsnI = Bsn \frac{e}{R_{\Sigma}} = -\frac{(Bsn)^2}{R_{\Sigma}} \frac{da}{dt}.$$

Коэффициент успокоения в соответствии с формулой (3.4)

$$P = - \frac{(Bsn)^2}{R_z} \quad (3.9)$$

Для увеличения коэффициента успокоения нужно уменьшить общее сопротивление, что не всегда возможно. Выход состоит в том, что катушка наматывается на алюминиевом каркасе, в котором индуцируется ЭДС; тогда формула (3.9) примет вид

$$P = -B^2 S^2 / R_k,$$

где R_k — электрическое сопротивление каркаса.

Если катушку утяжелять нежелательно, то она выполняется бескаркасной (витки склеиваются), а для получения индуцированной ЭДС наматывают дополнительный короткозамкнутый виток.

Имеются конструкции магнитоэлектрических приборов с неподвижной катушкой и подвижным магнитом на одной оси с указателем (рис. 3.6, в).

К достоинствам магнитоэлектрических приборов относятся высокие чувствительность (до $3 \cdot 10^{-11}$ А) и точность (до класса 0,05), малое потребление мощности от измеряемой цепи (10^{-5} – 10^{-6} Вт), влияющая величина — температура окружающей среды.

Недостатки: сложность изготовления и ремонта, недопустимость даже кратковременных перегрузок (деформируются или перегорают токоподводящие пружинки, нити растяжек и подвесов).

Амперметры, вольтметры. Для измерения токов параллельно зажимам прибора присоединяется электрический шунт, представляющий собой прямоугольную манганиновую пластину. Для измерения токов выше 50 А применяют наружные шунты. Переносные приборы снабжаются внутренними с широкими пределами шунтами или наружными их наборами на несколько номинальных токов. Выбор шунта для данного прибора зависит от заданного расширения пределов измерения $m = I/I_A$ и внутреннего сопротивления прибора (сопротивления его катушки) R_A . Для электрической цепи, приведенной на рис. 3.7, а, справедливо $I_A R_A = I_{ш} R_{ш}$;

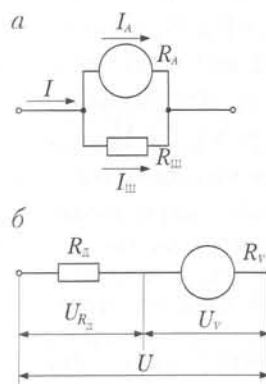


Рис. 3.7. Схема расширения пределов измерения:
а — амперметра;
б — вольтметра

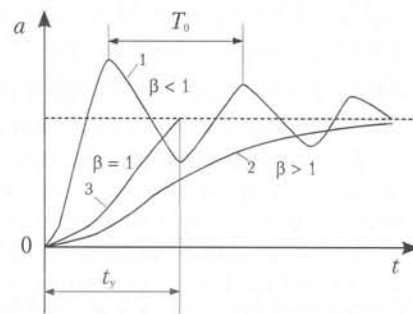


Рис. 3.8. Графики различных режимов подвижной части гальванометра

$I = m I_A$; $I_{ш} = I - I_A$. Отсюда находим сопротивление шунта $R_{ш} = R_A I_A / I_{ш} = R_A I_A / (m I_A - I_A) = R_A / (m - 1)$. Через катушку прибора будет протекать $(1/m)$ -я часть измеряемого тока, а через шунт — в $(m - 1)$ раз больше.

Погрешность шунтированного амперметра возрастает вследствие неточности изготовления шунтов (от 0,005 до 0,5%) и различных температурных коэффициентов сопротивления катушки и шунта.

При параллельном подключении магнитоэлектрического прибора к участку электрической цепи можно измерить напряжение. В этом случае уравнение (3.8) примет вид

$$a = \frac{Bns}{WR_V} U = S_U U, \quad (3.10)$$

где S_U — чувствительность вольтметра по напряжению; R_V — сопротивление проводов катушки.

Сопротивление обмотки катушки мало и для измерения больших напряжений последовательно ей включают добавочные резисторы с сопротивлением R_d . Пусть необходимо

расширить предел измерений в $m = U/U_V$ раз. Для электрической цепи (рис. 3.7, б) $U_{R_n}/R_n = U_V/R_V$, откуда $R_n = R_V U_{R_n}/U_V = R_V(m - 1)$. Следовательно, на катушке прибора падение напряжения составит $(1/m)$ -ю часть измеряемого напряжения, а на добавочном резисторе в $(m - 1)$ раз больше. В формуле (3.10) вместо R_V нужно подставить $R_V + R_n$.

Гальванометры. Особо чувствительны магнитоэлектрические приборы для измерения токов, напряжений и количества электричества. Гальванометры часто используют в качестве нулевых индикаторов, показывающих отсутствие тока в цепи. Для этого выпускаются гальванометры с двухсторонней шкалой, т.е. с нулевой отметкой посередине.

Гальванометры подразделяются на переносные и стационарные. Подвижная катушка у переносных гальванометров крепится на растяжках, а внутреннее отсчетное устройство снабжено оптическим указателем. Стационарные (зеркальные) гальванометры выполняют с подвесом рамки (катушки) и внешней шкалой, на которую падает луч света, отраженный от зеркальца (см. рис. 3.3, в). Легкая катушка и малый удельный противодействующий момент создают условия для возникновения механических затухающих колебаний подвижной части гальванометра (рис. 3.8, кривая 1). Для ускорения затухания колебаний применяют электромагнитное успокоение. Коэффициент успокоения в соответствии с формулой (3.9)

$$P = -\frac{(Bns)^2}{R_z} = -\frac{(Bns)^2}{R_r + R_n},$$

где R_r — сопротивление проводов рамки гальванометра; R_n — сопротивление наружного резистора (цепи), на который замкнута рамка.

Зная, что $P = f(R_r + R_n)$, то изменяя наружное сопротивление, можно влиять на коэффициент успокоения и интервал времени успокоения. Положим, что при $P = P_{кр}$ наступает критический режим, при котором в течение минимального интервала времени t_v наступает успокоение. Введем понятие степени успокоения β

$$\beta = \frac{P}{P_{кр}} = \frac{R_r + R_{н.кр}}{R_r + R_n},$$

где $R_{н.кр}$ — значение наружного сопротивления, при котором возникает критический режим.

В критическом режиме $\beta_{кр} = 1$ процесс установления характеризуется кривой 3 на рис. 3.8. Если $\beta_{кр} > 1$, режим апериодический (кривая 2), если $\beta_{кр} < 1$ — колебательный (кривая 1). В паспортных данных гальванометра приводятся значения R_r , $R_{н.кр}$, собственный период механических колебаний T_0 и длительность успокоения в критическом режиме t_v .

3.5. Электромагнитные приборы

Узел для создания вращающего момента (рис. 3.9, а) состоит из плоской или цилиндрической катушки, по которой протекает измеряемый ток, и сердечника, закрепленного на оси указателя.

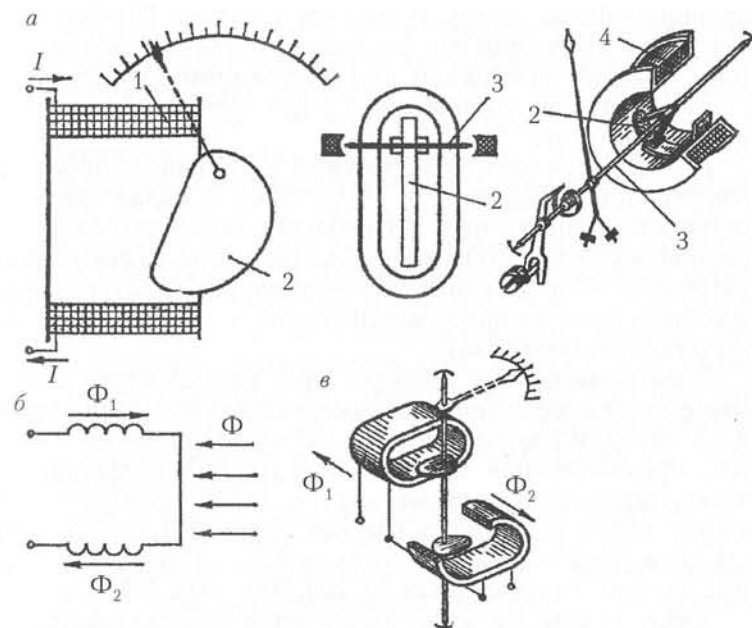


Рис. 3.9. Электромагнитный прибор:

а — узел, создающий вращающий момент; б, в — конструкция с двумя неподвижными катушками; 1, 4 — плоская и круглая неподвижные катушки; 2 — ферромагнитный подвижный сердечник; 3 — ось

Принцип действия приборов электромагнитной системы заключается во взаимодействии магнитного поля катушки с подвижным ферромагнитным сердечником. Энергия, запасенная в катушке, $W_{эм} = LI^2/2$. Индуктивность катушки при движении сердечника меняется, следовательно, выражение для вращающего момента (3.1) будет

$$M_B = \frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{da}$$

Из условия равенства вращающего и противодействующего моментов получаем

$$a = \frac{1}{2W} \frac{dL}{da} I^2$$

Из этого уравнения следует, что отклонение указателя пропорционально квадрату измеряемого тока. Прибор пригоден для измерения как постоянного, так и переменного тока. Градуировка шкалы при постоянном токе соответствует среднеквадратическим (действующим) значениям переменного тока.

Достоинства электромагнитных приборов — простота конструкции и надежность. Недостатки — малая чувствительность, существенное потребление мощности от измеряемой цепи (до 1 Вт), нелинейность шкалы, значительная погрешность; много влияющих величин (температура окружающей среды, внешнее магнитное поле, частота измеряемого переменного тока).

Электромагнитные приборы благодаря простоте, дешевизне и надежности широко применяют для измерения токов и напряжений в мощных цепях постоянного и переменного тока промышленной частоты (50 и 400 Гц). Большинство электромагнитных амперметров и вольтметров выпускают в виде щитовых приборов классов точности 1,5 и 2,5, хотя имеются приборы классов точности 1,5 и 1,0, предназначенные для работы на частотах 50, 200, 800, 1000, 1500 Гц.

Амперметры. Катушку амперметра изготавливают из медного провода, рассчитанного на номинальное значение тока, например 5 А. Число витков определяют из условия полного отклонения указателя амперметра при таком токе.

Для расширения пределов измерения переменного тока применяют измерительные трансформаторы тока. Они раз-

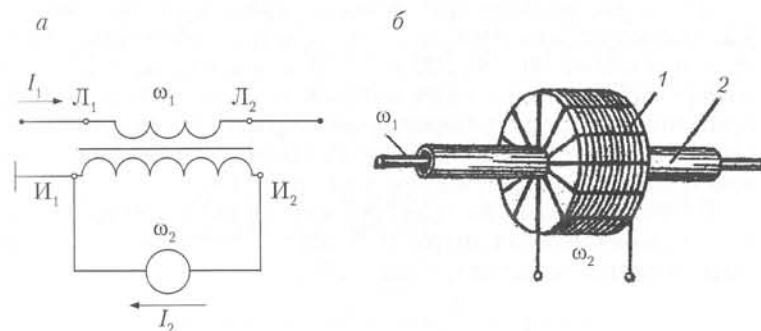


Рис. 3.10. Измерительный трансформатор тока:

a — схема включения; *б* — конструкция проходного трансформатора тока: 1 — магнитопровод; 2 — изолятор

личаются классами точности (от 0,05 до 1,0), значением нормированного номинального сопротивления нагрузки в цепи вторичной обмотки (от 0,2 до 2,0 Ом). Основная рабочая частота 50 Гц, но может быть 400 и 1000 Гц.

Первичная обмотка трансформатора тока содержит малое число витков и включается последовательно в разрыв цепи (рис. 3.10, *a*). Вторичная обмотка с большим количеством витков соединяется с амперметром, рассчитанным на 5 А (иногда на 1 А). Трансформаторы тока выпускают для работы с первичным током от 5 А до 15 кА. При больших значениях тока первичная обмотка представляет собой прямоугольный отрезок шины или стержень, проходящий через окно магнитопровода (рис. 3.10, *б*). Сопротивления амперметров малы, поэтому нормальным режимом работы трансформатора тока является близкий к режиму короткого замыкания.

Вольтметры. Катушку вольтметра изготавливают из большого количества витков тонкого медного провода, достаточного для полного отклонения указателя при данном значении тока. Уравнение для электромагнитного вольтметра приобретает вид

$$a = \frac{1}{2WR_V^2} \frac{dL}{da} U^2,$$

где R_V — сопротивление обмотки катушки.

Щитовые вольтметры непосредственного включения выпускают со шкалами от 7,5 до 250 В и добавочными сопротивлениями на 450, 600 и 750 В; класс точности 1,5. Для измерений более высоких напряжений, вплоть до 15 кВ, применяют измерительные трансформаторы напряжения. Они различаются классом точности 0,1 и 0,2 и коэффициентом трансформации. Рабочая частота 50 Гц.

Первичная обмотка трансформатора напряжения включается параллельно измеряемой цепи. К вторичной обмотке подключается вольтметр (рис. 3.11).

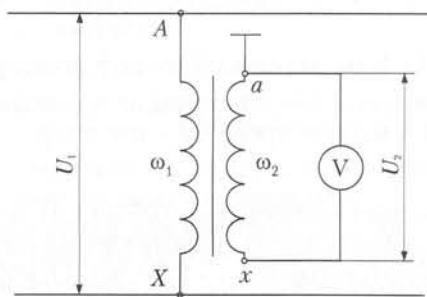


Рис. 3.11. Измерительный трансформатор напряжения

3.6. Электродинамические приборы

Узел для создания вращающего момента состоит из неподвижной катушки, внутри которой помещена подвижная. Принцип действия заключается во взаимодействии магнитных полей этих катушек, по которым протекают измеряемые токи (рис. 3.12).

Неподвижная катушка 1 разделена на две половины, по которым протекает ток I_1 . Подвижная катушка 2 расположена внутри неподвижной, и по ней протекает ток I_2 , который подводится

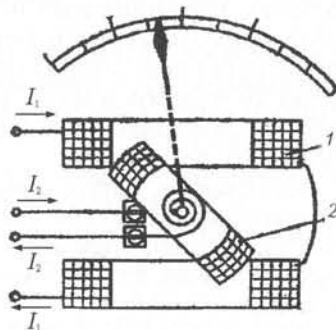


Рис. 3.12.
Электродинамический прибор

через спиральные противодействующие пружины или растяжки. Успокоение обычно воздушное. Энергия, запасенная в обеих катушках,

$$W_{\text{эм}} = L_1 I_1^2 / 2 + L_2 I_2^2 / 2 + M_{1,2} I_1 I_2,$$

где $M_{1,2}$ — взаимная индуктивность между катушками.

Формула вращающего момента

$$M_{\text{в}} = \frac{dM_{1,2}}{da} I_1 I_2$$

и уравнение отклонения указателя

$$a = \frac{1}{W} \frac{dM_{1,2}}{da} I_1 I_2. \quad (3.11)$$

Если через катушки пропустить переменные синусоидальные токи, то подвижная часть прибора будет реагировать на среднее значение вращающего момента

$$M_{\text{в.ср}} = I_1 I_2 \frac{dM_{1,2}}{da} \frac{1}{T} \int_0^T \sin \bar{\omega} t \sin (\bar{\omega} t + \varphi) dt = \frac{dM_{1,2}}{da} I_1 I_2 \cos \varphi,$$

где I_1 и I_2 — действующие значения тока; φ — фазовый сдвиг между ними.

Значит, уравнение (3.11) для переменного тока примет вид

$$a = \frac{1}{W} \frac{dM_{1,2}}{da} I_1 I_2 \cos \varphi. \quad (3.12)$$

Из формул (3.11) и (3.12) ясно, что показания приборов электродинамической системы пропорциональны произведению токов, протекающих по катушкам; градуировка шкалы на постоянном токе справедлива и для переменных токов.

К достоинствам этих приборов относятся возможность перемножать измеряемые величины, т.е. измерять мощность, малая погрешность, так как в механизме нет железа, а к недостаткам — малая чувствительность, значительное потребление мощности, сложность конструкции, недопустимость перегрузки, нелинейность шкалы, влияние температуры, частоты и внешнего магнитного поля.

Амперметры, вольтметры электродинамической системы применяются в цепях постоянного и переменного тока с частотой 50, 400, 1000, 2000, 3000 Гц.

Амперметры. Для измерения силы тока обе катушки соединяют параллельно или последовательно (рис. 3.13, а). При этом один и тот же ток протекает по обеим катушкам; уравнение (3.11) будет иметь вид

$$a = \frac{1}{W} \frac{dM_{1,2}}{da} I_1 I_2 = S_I I^2,$$

где S_I — чувствительность по току.

При параллельном соединении катушек пределы измерения тока будут больше, чем при последовательном.

Щитовые амперметры непосредственного включения выпускают с пределами измерений от 1 до 200 А. Расширение пределов (до 6 кА) осуществляется при помощи измерительных трансформаторов тока.

Вольтметры. Для измерения обе катушки соединяют последовательно (рис. 3.13, б). Уравнение (3.11) для вольтметра примет вид

$$a = \frac{1}{WR_k^2} \frac{dM_{1,2}}{da} U^2 = S_U U^2,$$

где S_U — чувствительность по напряжению; R_k — сопротивление обмоток катушек.

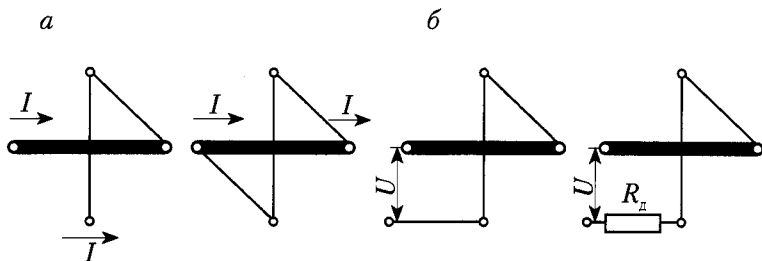


Рис. 3.13. Соединение катушек электродинамического прибора для работы его в качестве:

а — амперметра; б — вольтметра

При измерении переменного напряжения в цепи вольтметра будет действовать полное сопротивление

$$Z = \sqrt{R_k^2 + X_k^2},$$

где R_k и X_k — активное и реактивное сопротивление катушек.

На частотах свыше 500 Гц реактивное сопротивление X_k проявляется довольно заметно и поэтому градуировка шкалы нарушается.

Щитовые вольтметры непосредственного включения выпускаются со шкалами до 450 В, переносные — от 7,5 до 600 В. Для расширения пределов измерения вплоть до 30 кВ применяют измерительные трансформаторы напряжения.

3.7. Ферродинамические приборы

Ферродинамические приборы являются разновидностью электродинамических с тем отличием, что неподвижные катушки заключены в сердечники из ферромагнитного материала. Такая конструкция обеспечивает значительное увеличение вращающего момента и хорошую защиту от внешних магнитных полей. Однако это приводит к увеличению погрешности прибора.

3.8. Электростатические приборы

Принцип действия приборов электростатической системы основан на взаимодействии двух электрически заряженных тел. Конструктивно они выполняются в виде неподвижной и подвижной пластин, к которым прикладывается измеряемое напряжение (рис. 3.14).

Энергия электрического поля $W_3 = CU^2/2$. При движении подвижной пластины емкость C между ними изменяется. Формула вращающего момента будет иметь вид

$$M_b = \frac{1}{2} \frac{dC}{da} U^2,$$

отклонение указателя

$$a = \frac{1}{2W} \frac{dC}{da} U^2. \quad (3.13)$$

Противодействующий момент создается спиральной пружиной (рис. 3.14, *а*) или весом подвижной пластины (рис. 3.14, *б*). Из уравнения (3.13) следует, что электростатические приборы являются вольтметрами, пригодными для измерения постоянного и переменного напряжения. Шкала, градуированная на постоянном напряжении, справедлива для действующего значения переменного напряжения любой формы.

К достоинствам электростатических приборов относятся большие пределы напряжений (до 1 МВ); широкий диапазон частот измеряемых напряжений (до 30 МГц), а к недостат-

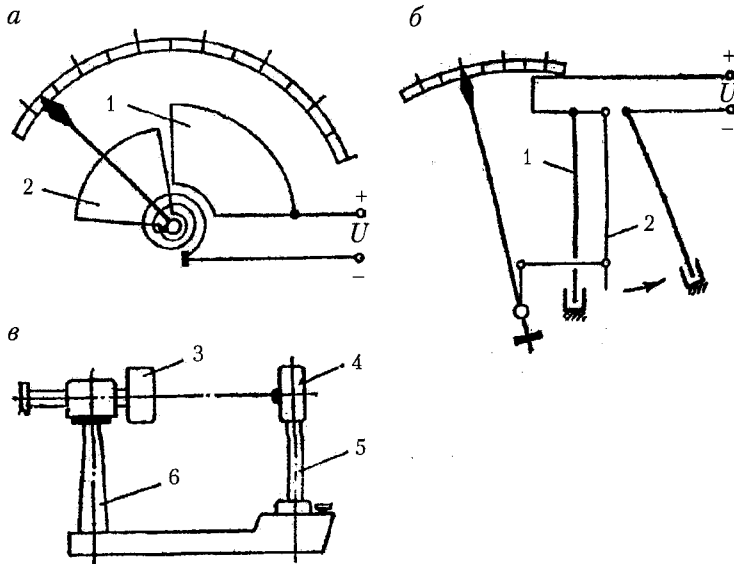


Рис. 3.14. Устройство электростатических приборов:

а — с изменяющейся рабочей площадью пластин; *б* — с изменяющимся расстоянием между пластинами; *в* — высоковольтного: 1 и 2 — неподвижная и подвижная пластины; 3 — высоковольтный электрод; 4 — заземленный электрод; 5, 6 — элементы конструкции

кам — малые чувствительность и надежность, нелинейность шкалы, влияние температуры окружающей среды и внешнего электрического поля.

Электростатические приборы выполняются в виде щитовых и переносных вольтметров для применения в цепях постоянного и переменного тока с частотой от 20 Гц до 30 МГц.

3.9. Термоэлектрические приборы

Приборы с термопреобразованием предназначены для работы в цепях переменного тока в диапазоне низких и высоких частот. Термоэлектрический прибор состоит из термоэлектрического преобразователя, магнитоэлектрического милли- или микроамперметра (рис. 3.15, *а*).

Преобразователь (рис. 3.15, *б*) представляет собой нагреватель 1, по которому протекает измеряемый ток I , и связанную с ним термопару. Во время измерения температура места соединения нагревателя и термопары приобретает значение T_1 , а свободные концы термопары имеют температуру окружающего пространства T_2 . Разность температур вызывает термоЭДС $E_T = a(T_1 - T_2)$, где a — коэффициент пропорциональности, зависящий от материала термопары и ее конструкции. В установившемся состоянии вследствие тепловой инерции температура нагревателя T_1 постоянна и определяется рассеиваемой на нем мощностью. Запишем такое выражение: $I^2 R_n = k(T_1 - T_2)$, где k — коэффициент теплоотдачи. Исключив разность температур из этого выражения и выражения для термоЭДС, запишем

$$E_T = a_T I^2,$$

где $a_T = a R_n / k$ — коэффициент пропорциональности; R_n — сопротивление нагревателя; I — среднеквадратичное значение измеряемого тока.

Нагреватель включают последовательно в разрыв измеряемой цепи, а возникающую термоЭДС измеряют микроамперметром, работающим как милливольтметр. Шкалу последнего градуируют в среднеквадратических значениях измеряемого тока.

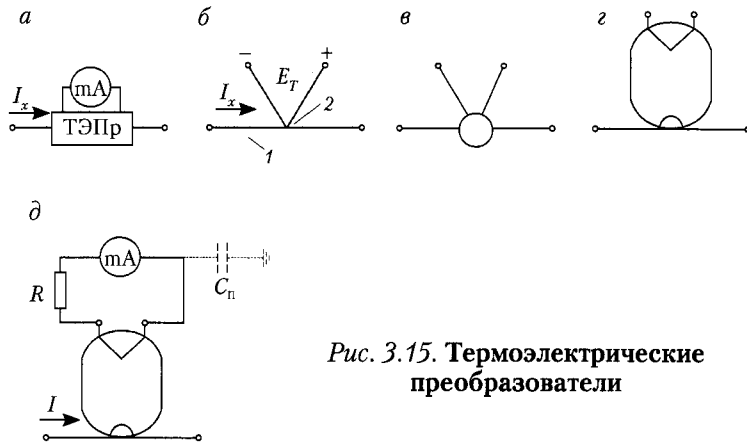


Рис. 3.15. Термоэлектрические преобразователи

Термоэлектрические преобразователи (ТП) разделяются на контактные (рис. 3.15, б), бесконтактные (рис. 3.15, в) и вакуумные (рис. 3.15, г). В контактном преобразователе имеется гальваническая связь между нагревателем и термопарой, т.е. между входной и выходной цепями, что не всегда допустимо. В бесконтактном преобразователе нагреватель отделен от термопары стеклянной или керамической бусинкой, так что между ними существует только незначительная емкостная связь. Чувствительность бесконтактного преобразователя ниже, чем у контактного, так как в вакуумном термопреобразователе нагреватель и термопара помещены в стеклянный баллончик.

Нагреватель представляет собой тонкую проволочку из манганина или нихрома. Термопара состоит из разнородных материалов и сплавов, устойчивых к высоким температурам.

Максимальное значение измеряемого тока определяется сечением нагревателя и составляет от единиц миллиампер до десятков ампер. При необходимости измерения токов больших значений применяют трансформаторы тока. Максимальная частота измеряемого тока зависит от сечения нагревателя и его длины и при минимальных размерах достигает сотен мегагерц.

К достоинствам термоэлектрических приборов следует отнести независимость показаний от формы кривой измеряемого тока, к недостаткам — малую чувствительность, неравномерность шкалы, недопустимую перегрузку.

Термоэлектрические приборы получили распространение преимущественно в качестве амперметров и миллиамперметров. Термоэлектрические вольтметры применяются редко вследствие малого входного сопротивления и низкой чувствительности.

3.10. Выпрямительные приборы

Для измерения тока в цепях повышенной частоты широко применяют выпрямительные приборы, состоящие из выпрямительного преобразователя и магнитоэлектрического микро- или миллиамперметра (рис. 3.16, а). В качестве выпрямительных элементов используются полупроводниковые (германиевые или кремниевые) диоды, выпрямляющее действие которых определяется коэффициентом выпрямления

$$K_v = I_{np}/I_{об} = R_{об}/R_{np},$$

где I_{np} и $I_{об}$ — прямой и обратный токи; R_{np} и $R_{об}$ — прямое и обратное сопротивление диода.

Коэффициент выпрямления зависит от частоты, значения преобразуемой электрической величины и от температуры окружающей среды. С повышением частоты часть тока ответвляется через внутреннюю емкость диода и коэффициент выпрямления уменьшается.

Выпрямительные приборы работают по схемам одно- или двухполупериодного выпрямления (рис. 3.16, а, б, г). Ток в течение положительного полупериода проходит по измерительной ветви (открыт диод D_1 и витки катушки миллиамперметра), в течение отрицательного полупериода — по защитной ветви (диод D_2 и резистор R). Обе ветви идентичны, сопротивление резистора R равно сопротивлению катушки миллиамперметра R_A . Через диод D_1 проходит пульсирующий ток i (рис. 3.16, в), а показания миллиамперметра пропорциональны постоянной составляющей тока или среднему значению I_{cp} . Если измеряемый ток синусоидальной формы, а I_m определен на рис. 3.16 (в, д), то

$$I_{cp} = \frac{I_m}{T} \int_0^{T/2} \sin \omega t \, dt = \frac{I_m}{\pi} = 0,318 I_m.$$

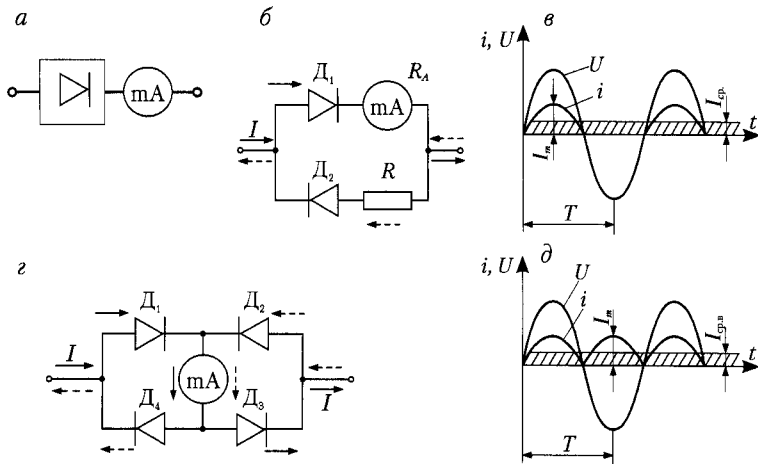


Рис. 3.16. Схемы выпрямительных амперметров и графики токов и напряжений:

а, б, в — при однополупериодном выпрямлении; г, д — при двухполупериодном выпрямлении

В схеме двухполупериодного выпрямления (рис. 3.16, г) измеряемый ток в течение положительного полупериода проходит по цепи D_1 — миллиамперметр — D_3 , а в течение отрицательного — D_2 — миллиамперметр — D_4 . Показания миллиамперметра пропорциональны среднев्यпрямленному значению переменного тока. Для синусоидального среднев्यпрямленного $I_{ср.в}$ тока (рис. 3.16, д)

$$I_{ср.в} = \frac{I_m}{T} \int_0^T \sin \omega t dt = \frac{2I_m}{\pi} = 0,636 I_m.$$

Шкалу выпрямительного прибора всегда градуируют в среднеквадратических значениях тока синусоидальной формы, поэтому все оцифрованные деления шкалы умножают на коэффициент формы $K_\phi = 1,11$, $a = S_1 K_\phi I_{ср.в} = S_1 I$. Главными источниками, влияющими на погрешности выпрямительных приборов, являются градуировки миллиамперметра, емкость диодов, изменение температуры окружающей среды, выход частоты за пределы рабочего диапазона,

отклонение формы кривой измеряемого тока от синусоидальной.

Для измерения больших токов применяют приборы со схемой, представленной на рис. 3.17, а. Здесь резисторы R являются шунтами для каждого полупериода тока. В многопредельных амперметрах набор таких шунтов помещают внутри корпуса и переключают наружным ручным переключателем. Выпрямительный вольтметр состоит из миллиамперметра и добавочного резистора R_d (рис. 3.17, б). Добавочные резисторы располагаются внутри корпуса многопредельного вольтметра и переключают их при изменении предела измерения.

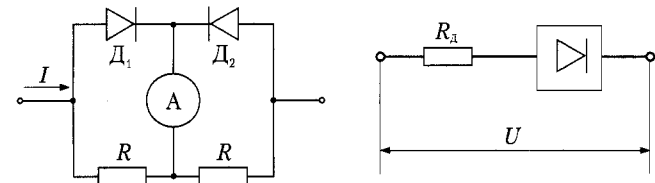


Рис. 3.17. Схемы выпрямительных приборов

Выпрямительные приборы получили широкое распространение в качестве комбинированных измерителей постоянного и переменного тока и напряжения. Снабженные источником постоянного напряжения, они могут использоваться для измерения электрического сопротивления.

3.11. Аналоговые электронные вольтметры

В отличие от вольтметров электромеханической группы электронные вольтметры постоянного тока имеют высокие входное сопротивление, чувствительность и малое потребление тока от измерительной цепи.

Вольтметры постоянного тока непосредственной оценки выполняются по структурной схеме, приведенной на рис. 3.18, основными элементами которой являются: входное устройство, усилитель постоянного тока (УПТ) и измерительный прибор магнитоэлектрической системы. Входное устройство содержит входные зажимы, делитель напряжения, предварительный усилитель. Высокоомный делитель

на резисторах служит для расширения пределов измерения. Усилитель постоянного тока служит для повышения чувствительности вольтметра и является усилителем мощности измеряемого напряжения до значения, необходимого для создания достаточного вращающего момента у измерительного прибора.

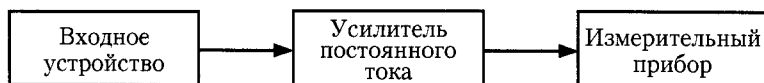


Рис. 3.18. Структурная схема электронного вольтметра постоянного тока

К усилителям постоянного напряжения предъявляются такие требования, как высокая линейность амплитудной характеристики, постоянство коэффициента усиления и малый температурный и временной дрейфы нуля. Высокая линейность амплитудной характеристики обычно достигается правильным выбором режимов работы электронных приборов усилителя, а также применением отрицательной обратной связи, которая повышает стабильность коэффициента усиления. Стабилизации коэффициента усиления усилителя способствует также стабилизация питающего напряжения.

Указанные проблемы наиболее удачно разрешаются в усилителях постоянного тока с мостовыми балансными схемами. Применение балансной схемы позволяет снизить требования к стабильности питающих напряжений, так как при изменении этих напряжений сопротивления плеч моста изменяются примерно одинаково и баланс моста не нарушается. Нестабильность нулевого отсчета в балансных схемах сохраняется, но она оказывается значительно ниже, чем у обычного УПТ.

3.12. Автокомпенсационные вольтметры

Дальнейшее повышение чувствительности и снижение погрешности измерения постоянного напряжения могут быть осуществлены при применении метода автоматического уравнивания в приборах непосредственной оценки. Структурные схемы приборов, использующих метод авто-

матического уравнивания, приведены на рис. 3.19. Это автокомпенсационные приборы, или автоматические компенсаторы с неполной компенсацией. По роду компенсируемой на входе величины приборы разделяют на приборы с компенсацией напряжения (рис. 3.19, а, б) и с компенсацией тока (рис. 3.19, в, г), а по схеме построения цепи обратной связи — на приборы последовательного и параллельного типов. Схема автокомпенсационного прибора состоит из двух цепей: прямой и обратной. Во входной цепи устройства, или в измерительном устройстве сравнения, действуют измеряемая величина $u_x(I_x)$ и компенсирующая величина $u_k(I_k)$, направленные навстречу друг другу. В результате на входе прямой цепи действует разностный сигнал некомпенсации $\Delta u_x = u_x - u_k$ или $\Delta I_x = I_x - I_k$.

Сигнал компенсации вырабатывается в цепи обратной связи путем преобразования выходного сигнала прямой цепи. Сигнал некомпенсации $\Delta u_x (\Delta I_x)$ усиливается в прямой цепи, при этом выходная величина прямой цепи $u_{\text{вых}} (I_{\text{вых}})$ увеличивается до тех пор, пока пропорциональная ей компенсирующая величина $u_k(I_k)$ не станет примерно равной измеряемой величине $u_x(I_x)$.

$$u_x \approx u_k (I_x \approx I_k).$$

Если $u_{\text{вых}} (I_{\text{вых}})$ является выходной величиной прибора, то уравнение обратной цепи

$$u_k = \beta u_{\text{вых}} = u_x.$$

Таким образом, устанавливается прямая пропорциональность между $u_{\text{вх}}$ и $u_{\text{вых}}$, т.е. точность приборов уравнивания в идеальном случае определяется только стабильностью коэффициента обратной связи β .

При построении автокомпенсационных микро- и нановольтметров наибольшее распространение получили схемы с последовательной обратной связью и измерением выходного напряжения или тока, а при построении приборов для измерения тока — схемы с параллельной обратной связью.

Структурная схема автокомпенсационного микровольтметра с последовательной обратной связью и измерением выходного напряжения аналоговым или цифровым вольтметром

приведена на рис. 3.19, а. Рассмотрим коэффициент передачи схемы. Выходное напряжение автокомпенсатора

$$u_{\text{вых}} = -k \Delta u_x,$$

где k — коэффициент передачи прямой цепи; $\Delta u_x = u_x - u_k$ — напряжение некомпенсации.

Напряжение обратной связи определяется коэффициентом передачи цепи обратной связи

$$u_k = \beta u_{\text{вых}} = k\beta \Delta u_k; \Delta u_x = u_x - u_k = u_x - \Delta u_x k\beta \text{ или } u_x = \Delta u_x (1 + \beta k).$$

Коэффициент передачи автокомпенсатора определяется выражением

$$k_a = u_{\text{вых}}/u_x = k \Delta u_x / [\Delta u_x (1 + \beta k)] = k / (1 + \beta k).$$

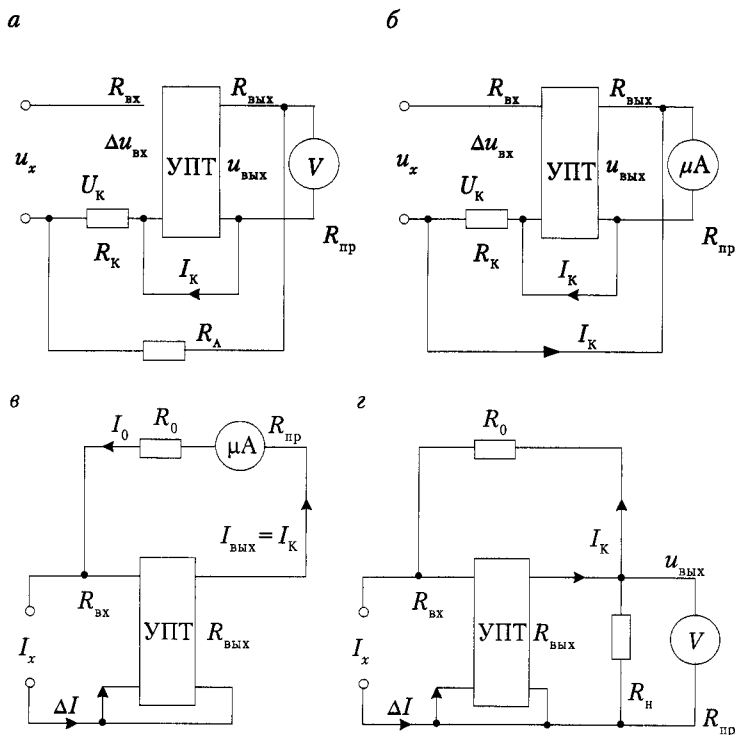


Рис. 3.19. Структурные схемы автокомпенсационных микровольтметров с компенсацией напряжения (а, б) и тока (в, г)

При изменении k и β изменяется и коэффициент k_a , т.е. в показаниях автокомпенсатора появится погрешность, определяемая как

$$\Delta k_a = \left| \theta k_a / \theta k \right| \Delta k + \left| \theta k_a / \theta \beta \right| \Delta \beta,$$

где $\left| \theta k_a / \theta k \right| = 1/(1+k\beta)^2$; $\left| \theta k_a / \theta \beta \right| = k^2/(1+k\beta)^2$.

Относительная погрешность измерения

$$\delta_a = \frac{\Delta k_a}{k_a} = \frac{1}{1 + \beta k} \delta_k + \frac{\beta k}{1 + \beta k} \delta_\beta \rightarrow \frac{\delta_k}{1 + \beta k},$$

откуда следует, что при большом значении βk погрешность вольтметра определяется только элементами прямой цепи.

Достоинством автокомпенсационных схем является их способность в $1 + \beta k$ раз уменьшать погрешность от изменения коэффициента k . Так, при погрешности коэффициента усиления $\delta_k = 100\%$ и $k = 1000$ погрешность автокомпенсационной схемы будет равна 0,1%.

Автокомпенсационные приборы постоянного тока по типу используемых в них усилителей бывают электронные, гальванометрические или электрометрические.

Структурная схема электронного автокомпенсационного микровольтметра приведена на рис. 3.20. Прибор состоит

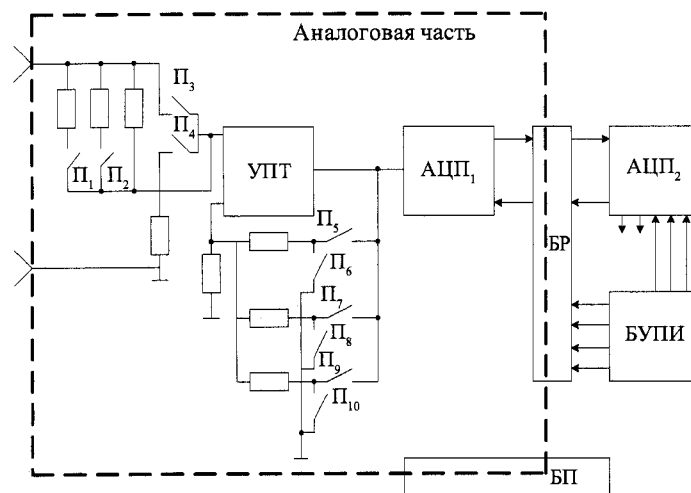


Рис. 3.20. Структурная схема автокомпенсационного микровольтметра постоянного тока

из УПТ, аналого-цифровых преобразователей АЦП₁, АЦП₂, блока развязки БР, блока управления поддиапазонами измерений БУПИ и блока питания БП. Прибор построен на основе УПТ с преобразованием напряжения, охваченного глубокой отрицательной обратной связью. Выходное напряжение устройства измеряется цифровым вольтметром.

Гальванометрические автокомпенсационные приборы. При измерении малых напряжений постоянного тока используются гальванометрические компенсаторы, где в качестве УПТ применяются различные варианты гальванометрических усилителей, обладающих очень высокой чувствительностью. Наибольшее распространение получили фотоэлектрические усилители. Упрощенная структурная схема гальванометрического автокомпенсационного микровольтметра представлена на рис. 3.21.

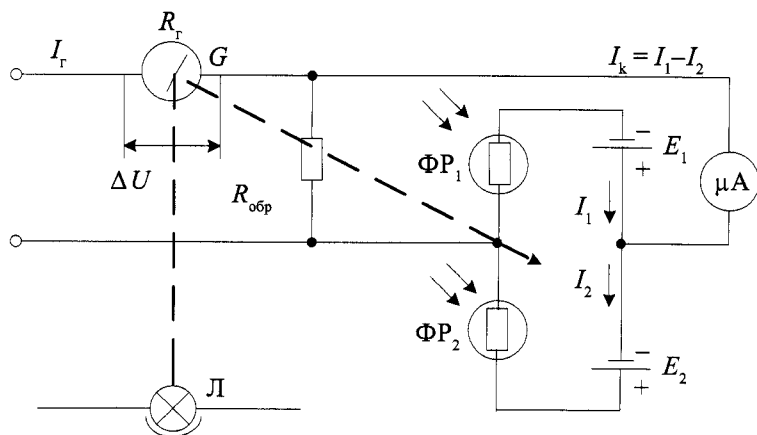


Рис. 3.21. Структурная схема гальванометрического автокомпенсационного микровольтметра

В схему прибора входят измерительный механизм зеркального гальванометра G магнитоэлектрической системы, образцовый резистор обратной связи $R_{обр}$, фоторезисторы ΦP_1 и ΦP_2 , источники постоянного напряжения $E_1 = E_2$, магнитоэлектрический микроамперметр. На зеркальце гальванометра G направлен луч света от источника L . При отсутствии напряжения на входе измерителя луч света, отраженный от зеркала, одинаково освещает оба

фоторезистора и ток микроамперметра $I_k = 0$. При подаче на вход измерителя напряжения u_x в цепи гальванометра появляется ток I_T , подвижная часть гальванометра поворачивается на некоторый угол и происходит перераспределение освещенности фоторезисторов, вследствие чего сопротивление одного резистора уменьшается, второго увеличивается. В результате равновесие мостовой схемы ($\Phi P_1, \Phi P_2, E_1, E_2$) нарушается и в диагонали моста потечет ток I_k , создавая на сопротивлении $R_{обр}$ напряжение компенсации u_k , почти равное измеряемому напряжению u_x . Значение тока I_k автоматически изменяется в зависимости от изменения измеряемого напряжения u_x , но так, что выполняется условие $u_x \approx u_k$. Почти полная компенсация этого напряжения обуславливает большое входное сопротивление. Благодаря компенсационной схеме результаты измерения мало зависят от колебаний напряжения питания, изменения характеристик элементов схемы и сопротивления источника измеряемого напряжения. Чувствительность фотокомпенсационных приборов определяется чувствительностью гальванометра.

Недостатками гальванометрических приборов являются малое быстродействие, низкое входное сопротивление и чувствительность к механическим вибрациям.

По аналогичной схеме построены фотогальванометрические компенсационные нановольтметры типов $\Phi 118$, $\Phi 128$ и др. Наилучшие модели приборов (например, 147 и 148 фирмы Keithley Instruments) питаются от встроенного аккумулятора, снабженного подзарядным устройством. Они малочувствительны к вибрациям и ударам, собственные шумы составляют $2 \cdot 10^{-10}$ В, а также высокое подавление наводок с частотой сети.

Электрометрические компенсаторы — это измерители напряжения, использующие электрометр и имеющие благодаря этому весьма высокое входное сопротивление. Они применяются для измерения малых напряжений в высокоомных цепях, потенциалов сеток электронных ламп, электростатического напряжения и проч.

Электрометр представляет собой чувствительный электростатический измерительный механизм, легкая подвижная часть которого подвешивается на тонкой упругой нити.

3.13. Особенности измерения токов и напряжений высоких частот

Измерение токов высокой частоты (ВЧ), как и другие измерения, основано на особенностях и свойствах измеряемого объекта.

Свойства высокочастотного тока и связанных с ним полей:

- ток в проводнике распределяется таким образом, что внутренние магнитные поля полностью нейтрализуются;
- силовые линии магнитного поля не проникают внутрь проводника;
- силовые линии магнитного поля направлены по касательной к поверхности проводника. Более строгая формулировка: составляющая магнитного поля, нормальная к поверхности материала с высокой электропроводностью, обращается (почти) в нуль;
- ток в проводниках распределяется таким образом, чтобы потенциальная энергия магнитного поля, окружающего проводники, была минимальной;
- ток в проводниках распределяется таким образом, чтобы полная индуктивность контура, образованного вытекающим и возвратным токами, была минимальной.

В печатных платах высокочастотных устройств, где в качестве возвратного проводника используется сплошной опорный слой из проводящей фольги, возвратные токи сигналов текут по близлежащим опорным слоям непосредственно под сигнальными дорожками.

3.14. Термопреобразователи, работающие на высоких частотах

Приборы с термопреобразованием предназначены для работы в цепях переменного тока в диапазоне низких и высоких частот. Термоэлектрический прибор (ТП) состоит из термоэлектрического преобразователя и магнитоэлектрического милли- или микроамперметра (рис. 3.22, а).

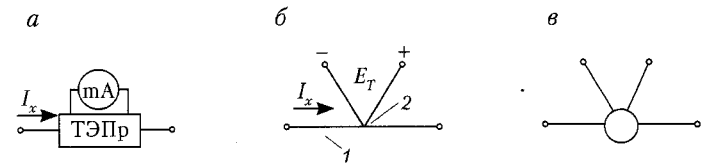


Рис. 3.22. Термоэлектрический преобразователь

Преобразователь (рис. 3.22, б) представляет собой нагреватель 1, по которому протекает измеряемый ток I , и связанную с ним термопару. Во время измерения температура места соединения нагревателя и термопары приобретает значение T_1 , а свободные концы термопары имеют температуру окружающего пространства T_2 . Разность температур вызывает термоЭДС $E_T = a(T_1 - T_2)$, где a — коэффициент пропорциональности, зависящий от материала термопары и ее конструкции. В установившемся состоянии вследствие тепловой инерции температура нагревателя T_1 постоянна и определяется рассеиваемой на нем мощностью. Запишем такое выражение $I^2 R_n = k(T_1 - T_2)$, где k — коэффициент теплоотдачи. Исключив разность температур из данного выражения и выражения для термоЭДС, запишем

$$E_T = a_T I^2,$$

где $a_T = a R_n / k$ коэффициент пропорциональности; R_n — сопротивление нагревателя; I — среднеквадратичное значение измеряемого тока.

Нагреватель включают последовательно в разрыв измеряемой цепи, а возникающую термоЭДС измеряют микроамперметром, работающим как милливольтметр. Шкалу последнего градуируют в среднеквадратических значениях измеряемого тока.

В метрологической практике всех стран наибольшее распространение получили вакуумные (бесконтактные) термоэлектрические одно- и многоэлементные преобразователи тока. Горячий спай в них отделен от нагревателя изоляционной бусинкой (рис. 3.22, в). Их преимущество состоит в конструктивной развязке термопары от нагревателя, в результате чего существенно уменьшается частотная погрешность, поскольку проникновение тока ВЧ в цепь термопары

практически отсутствует. Эти преобразователи постоянно совершенствуются.

В настоящее время наиболее широко используют одноэлементные вакуумные термопреобразователи типов ТВБ-1—ТВБ-7, которые были разработаны и переданы в серийное производство в 60-х гг. прошлого столетия и выпускаются по отдельным заказам до сих пор. Основные технические характеристики этих ТП приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Тип термопреобразователя	Номинальный ток нагревателя, мА	Номинальная ЭДС термомпары, мВ	Номинальное сопротивление нагревателя, Ом	Материал нагревателя	Размеры нагревателя, мм		Емкость между нагревателем и термопарой, пФ	Сопротивление бусинки, Ом, ($\times 10^{-12}$)
					диаметр	длина		
ТВБ-1	1	2,5	600	Бористый чугун	0,01	4	0,7	2+3
					0,01	4	0,7	
ТВБ-2	3	5	200	Бористый чугун	0,01	3,8	0,7	
ТВБ-3	5	10	150	Бористый чугун	0,02	3,8	1,0	
ТВБ-4	10	12	60	Нихром	0,02	4	1,0	
ТВБ-5	30	12	13	Нихром	0,03	4	1,0	
ТВБ-6	50	12	7	Нихром	0,04	4	1,0	
ТВБ-7	100	12	3	Нихром	—	—	—	

Основные недостатки ТП:

- низкие значения термоЭДС;
- большая постоянная времени;
- значительная температурная зависимость;
- заметная частотная погрешность при частотах выше 100 кГц;
- зависимость показаний от полярности постоянного тока.

К достоинству термоэлектрических приборов следует отнести независимость показаний от формы кривой измеряемого тока.

3.15. Основные составляющие погрешности измерения термопреобразователей

Температурная погрешность

ЭДС термопреобразователя может быть представлена в виде

$$E = \alpha(T_r - T_b),$$

где α — коэффициент термоЭДС; T_r — температура горячей спая термопары; T_b — температура окружающего воздуха.

Представим выражение $E = \alpha(T_r - T_b)$ в виде

$$\frac{dE}{dT_b} = \alpha \left(\frac{dT_r}{dT_b} - 1 \right). \quad (3.14)$$

Из выражения (3.14) следует, что термоЭДС вакуумных термопреобразователей определяется значением

$\left(\frac{dT_r}{dT_b} \right)$. Этот параметр зависит от многих факторов, основ-

ными из них являются нагрев ТП рабочим током и влияние изоляционной бусинки.

Нагрев ТП рабочим током определяется прежде всего величиной его номинального рабочего тока. Наиболее сильным неточным термопреобразователем является ТВБ-7, температурная погрешность которого может достигать значений 0,08% на 1 °С.

Влияние изоляционной бусинки на температурную погрешность ТП определяется как ее размерами, так и расстоянием между горячим спаем термопары и нагревателем. У ТП типа ТВБ диаметр изоляционной бусинки находится в пределах 40—400 мкм в зависимости от номинала. Анализ технологии изготовления таких ТП показывает, что разброс расстояний между нагревателем и горячим спаем термопары для одного и того же типа ТП незначителен и его влиянием можно пренебречь. Разброс значений температурной погрешности ТП из одной партии достигает $\pm 0,06\%$, что в основном определяется погрешностью измерения размеров изоляционной бусинки.

Частотная погрешность

На частотную погрешность γ_f ТП заметное влияние оказывает способ их включения в измерительную цепь. Существует два варианта такого включения — симметричный с нулевым потенциалом в центре нагревателя и несимметричный с нулевым потенциалом на вводе нагревателя в месте его выхода из стеклянного баллона.

Частотные свойства ТП определяются в основном тремя факторами:

- скин-эффектом;
- наличием паразитного емкостного тока, протекающего через стеклянную бусинку и далее через термопару и подогревающего ее, что приводит к возникновению зависимости термоЭДС от частоты;
- волновым распределением тока, протекающего вдоль нагревателя.

Частотная погрешность определялась по формуле

$$\gamma_f = \frac{I_{\text{эт}} - I_{\text{ТВБ}}}{I_{\text{эт}}} \cdot 100\%,$$

где $I_{\text{эт}}$ — измеряемый ВЧ ток; $I_{\text{ТВБ}}$ — ВЧ ток термопреобразователя, эквивалентный постоянному току.

Частотная погрешность растет с увеличением частоты и составляет у закороченного ввода (средние значения): для преобразователей ТВБ-6 — порядка 5% с номинальным током 50 мА, для ТВБ-7 — порядка 10% с номинальным током 100 мА. Существенно большие значения этой погрешности возникают у потенциального ввода ТВБ на спаде волны тока в линии.

Можно сделать следующие выводы:

- частотная погрешность ТВБ, отнесенная к потенциальному вводу, существенно превышает погрешность, отнесенную к закороченному вводу, где ток в линии составляет максимальное значение, поэтому предпочтительнее измерения проводить у закороченного ввода термопреобразователя;
- значения частотной погрешности заметно различаются у разных образцов одного типа ТВБ. Для их использования в качестве эталонных преобразователей

необходима индивидуальная калибровка каждого образца. При этом следует определять частотный поправочный коэффициент.

3.16. Многоэлементный термопреобразователь фирмы Fluke

Своими ТП фирма оснастила метрологические лаборатории в США, странах ЕЭС, Индии, Китае. Рассмотрим один из последних вариантов ТП, разработанных ею.

Ранний вариант ТП включал в себя два транзистора Q_1 , Q_2 и два резистора R_1 , R_2 , расположенных на единой подложке. Описываемый ТП отличается применением тонкопленочных резисторов, размещенных в сборке резистор—транзистор на двух отдельных подложках. Для такой реализации был разработан специальный технологический процесс.

Схема твердотельного термоэлектрического преобразователя изображена на рис. 3.23.

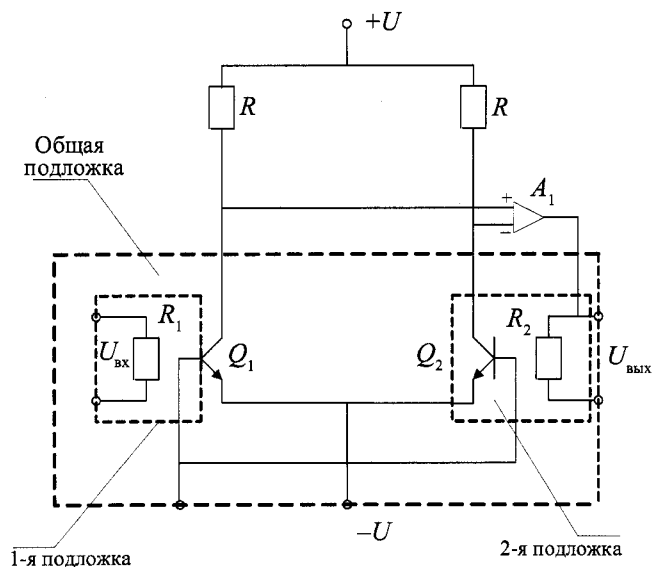


Рис. 3.23. Принципиальная схема твердотельного термоэлектрического преобразователя:

A_1 — операционный усилитель с нагрузочными сопротивлениями R

Наличие двух подложек обеспечивает их тепловую изоляцию. В данной конструкции тепловое сопротивление составляет порядка $800\text{ }^{\circ}\text{C}$ на 1 Вт.

Принцип работы преобразователя состоит в следующем. Тепловая мощность, выделяемая на резисторе R_1 , повышает температуру базы транзистора Q_1 и увеличивает этим самым его ток коллектора, который разбалансирует операционный усилитель A_1 . Выходное напряжение A_1 вызывает увеличение тока в резисторе R_2 , что приводит к увеличению тока коллектора транзистора Q_2 и восстановлению баланса на входе операционного усилителя.

При равенстве $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}$ на выходе преобразователя через нагрузку протекает ток, равный входному току, т.е. $P_{\text{вых}} = P_{\text{вх}}$. На вход преобразователя может быть подан как постоянный, так и переменный ток. Соотношение между напряжением U_{6-3} на переходе база—эмиттер и температурой этого перехода определяется формулой

$$U_{6-3} = \frac{kT_{6-3}}{q} \cdot \ln(I_K),$$

где U_{6-3} — напряжение база—эмиттер транзисторов Q_1, Q_2 ; k — постоянная Больцмана; T_{6-3} — температура перехода база—эмиттер транзистора; q — заряд электрона; $\ln(I_K)$ — натуральный логарифм тока коллектора.

По сравнению с ТП типа ТВБ, который используется с 1960-х гг. прошлого века, описываемый термопреобразователь имеет ряд преимуществ:

- напряжение $U_{\text{вых}}$ при максимальном входном напряжении составляет порядка 2 В вместо 7 мВ у ТВБ;
- меньшее значение постоянной времени;
- значительно меньшую зависимость от температуры окружающей среды;
- большие механическую и электрическую прочности.

Преобразователи фирмы Fluke используются в разработанных ею установках 5790А и 792А и в цифровом мультиметре 8506А для реализации метода замещения переменного тока постоянным.

Установка 5790А — полностью автоматизированное средство измерения переменного тока высшей точности, предназначенное для калибровки средств измерения, использу-

ющих термоэлектрические преобразователи. Погрешность установки при измерении напряжения постоянного тока составляет $\pm 24\%$ (за один год при температуре $23 \pm 5\text{ }^{\circ}\text{C}$).

Установка 5790А имеет диапазон измерений напряжений переменного тока от 700 мкВ до 1000 В и частотный диапазон измеряемых напряжений от 10 Гц до 1 МГц. В комплекте с шунтами А40, А40А она позволяет измерять силу переменного синусоидального тока.

3.17. Фотоэлектрические измерительные преобразователи тока

Фотоэлектрический метод измерения силы тока ВЧ путем использования способа замещения переменного тока постоянным в силу малой инерционности фотоламп и нечувствительности их к воздействию внешних электромагнитных полей нашел применение в нашей стране в рабочих и эталонных средствах измерения. По эксплуатационным качествам фотолампы сравнимы с ТП.

Принцип действия фотоэлектрического преобразователя основан на преобразовании переменного тока, подлежащего измерению, в постоянный.

Датчиком света служит лампочка накаливания, на которую подается ток ВЧ. Световой поток поступает в волоконный световод и регистрируется фотодиодом на выходе световода. Фотодиод подключается к входу регистрирующего устройства. Для исключения влияния нестабильности световой отдачи фотолампы, а также нестабильности других элементов фотоэлектрического преобразователя применяют компарирование тока ВЧ с постоянным током. Зависимость между показаниями α индикатора регистрирующего устройства и током I_{ϕ} в фотолампе выражается формулой

$$\alpha = cI_{\phi}^6.$$

Фотоэлектронный преобразователь (ФЭП) имеет высокую чувствительность, что создает предпосылки для разработки на их основе амперметров достаточно высокой точности. Преимуществом ФЭП является то, что связь между преоб-

разующим элементом и системой индикации осуществляется на значительном расстоянии оптическим путем и тем самым исключается их взаимное влияние. Это уменьшает частотную зависимость при измерениях тока ВЧ и дает возможность производить измерения в цепи со значительным потенциалом относительно земли, что невозможно при термоэлектрическом методе измерения тока.

Во ВНИИФТРИ еще в 1980-х гг. был разработан и внедрен в метрологическую практику комплект фотоламп ФЛ1—ФЛ6 с основными техническими характеристиками, указанными в табл. 3.2. ФЭП с этими лампами используют на частотах до 1 ГГц.

Таблица 3.2

Тип ФЛ	ФЛ1	ФЛ2	ФЛ3	ФЛ4	ФЛ5	ФЛ6
Пределы измерений, I , мА	40—85	80—155	145—286	270—500	450—750	675—1000
Диаметр нити накала, мкм	14	22	33	45	60	80

3.18. Электродинамические приборы

Точное измерение тока на высоких частотах осуществляется бесконтактным методом с помощью электродинамического амперметра (ЭДА). Его диапазон измерений 1—20 А в диапазоне частот 0,1—300 МГц. Формула измерений имеет вид

$$I = \frac{C}{T} \sqrt{1 - \left(\frac{T}{T_0}\right)^2}, \quad (3.15)$$

где I — измеряемый ток высокой частоты; C — постоянная времени ЭДА, зависящая от механических и геометрических параметров электродинамической системы; T , T_0 — периоды колебаний подвижной системы ЭДА соответственно при протекании тока и без него.

В выражение (3.15) входит постоянная времени T_0 , T ЭДА, значение которых можно определить расчетным путем или экспериментально.

Рассмотрим ЭДА с короткозамкнутым витком, висящим на тонком упругом подвесе во внутренней полости коаксиальной линии. Для снижения нижнего частотного предела ЭДА в качестве чувствительных элементов используются кольца из проводника трубчатого сечения.

Действующий на кольцо вращающий момент

$$M = -I^2 \frac{L_{12} \cos \varphi}{L \sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega L}\right)^2}} dL_{12} d\theta,$$

где I — ток в линии; L_{12} — взаимная индукция между кольцом и линией; $\varphi = \arctg \frac{R}{\omega L}$; L — самоиндукция кольца; R — активное сопротивление кольца; θ — угол отклонения кольца от плоскости поперечного сечения линии; ω — угловая частота измеряемого тока.

Обычно используется начальный квазилинейный участок зависимости вращающего момента M от угла θ . В этом случае период свободных колебаний подвижной системы

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{J}{\left(\frac{M}{\theta}\right)}},$$

где J — момент инерции подвижной системы.

При индикации по периоду колебаний измеряемый ток

$$I = \frac{C}{T} \sqrt{1 - \left(\frac{T}{T_0}\right)^2},$$

где T_0 — период собственных колебаний, т.е. тока; C — постоянная прибора, равная

$$C = \frac{2\pi\theta}{L_{12}} \sqrt{\frac{JT \sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega L}\right)^2}}{\cos \varphi}}$$

или с некоторым приближением

$$C = \frac{2\pi\theta}{L_{12}} \sqrt{\frac{JT \sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega L}\right)^2}}{\cos \varphi}}$$

3.19. Масштабный измерительный преобразователь на основе пояса Роговского

Тороидальные трансформаторы тока (токоъемники), разъемные или неразъемные, с кольцевыми сердечниками из феррита с первичной цепью в виде стержневого проводника в проходном окне, имеющие кольцевую щель в наружном металлическом экране, известные под названием *пояс Роговского*, давно и широко применяются в практике измерений переменного тока в диапазоне частот от 50 Гц до сотен мегагерц.

На основе пояса Роговского еще в 1980-х гг. прошлого века был разработан амперметр А1-2. Диапазон измерений прибора 1–20 А при частотах 0,1–50 МГц, погрешность не более 1,5%.

Пояс Роговского как масштабный преобразователь силы переменного тока имеет целый ряд достоинств: бесконтактный способ включения в измерительную цепь; стабильность коэффициента передачи; малое воздействие на измерительную цепь; весьма малое потребление энергии; независимость от вида проводника в проходном окне (это могут быть прут, лента, жгут и т.п.); независимость от расположения проводника в проходном окне; частотную широкополосность, что позволяет проводить в том числе и импульсные измерения; устойчивость к механическим воздействиям и перегревам.

Недостатком пояса Роговского является необходимость проведения калибровки в рабочем диапазоне частот, для чего обычно используют термопреобразователи, измерительные преобразователи мощности или измерители напряжения на измерительном резисторе.

Режим работы пояса Роговского как масштабного преобразователя или трансформатора тока имеет ту особенность, что сопротивление нагрузки вторичной обмотки не превы-

шает 2 Ом. Номинальный коэффициент трансформации K_0 пояса Роговского не зависит от магнитной проницаемости μ и геометрических размеров сердечника, на него не влияет также форма первичного провода и его расположение внутри окна сердечника. Следует отметить, что сердечник трансформатора тока работает в слабом намагничивающем поле, поскольку магнитные потоки, наводимые первичным I_1 и вторичным I_2 токами, направлены навстречу друг другу и в большой степени компенсируются. В связи с этим потери в сердечнике будут небольшими. Действительный коэффициент трансформации K отличается от K_0 дополнительными множителями, характеризующими влияние низкой частоты и потоков рассеяния. Кроме того, при весьма высоких частотах на него влияют распределенные емкости вторичной обмотки, наружный экран трансформатора, потери в сердечнике, имеет также значение способ включения трансформатора в цепь ВЧ.

3.20. Современные средства измерений силы переменного тока

В настоящее время в мировой метрологической практике для точных измерений силы тока в диапазоне частот 20 Гц–1 МГц используют главным образом компарирующие ТП тока. При помощи них измеряемое значение силы тока сравнивается с эквивалентным ему по тепловому действию значением силы постоянного тока. Тепловая энергия, рассеиваемая в токопроводящей цепи этого элемента, как правило, преобразуется в термоЭДС. Точность измерений СПТ с применением ТП определяется тем, насколько он одинаково реагирует на постоянный и переменный ток, т.е. насколько близок по своим свойствам к «идеальному». Наибольшие успехи в создании идеального ТП связаны с термопреобразователями многоэлементными (ТЭМ). Однако наличие большого числа термопар в одном элементе приводит к дополнительным частотным погрешностям, поэтому частотный диапазон ТЭМ ограничен 20–100 кГц. Частотные погрешности значительно ниже у одноэлементных ТП, например у ТП типа ТВБ, выполненных по схеме термокреста. Следует отметить также, что, обладая достаточно высокой чувствительностью, все ТП имеют ограничения по силе измеряемого

тока из-за погрешности, обусловленной излишним выделением тепла в его измерительной цепи. Поэтому в диапазоне измерений 0,001—0,1 А при повышенных и высоких частотах предпочтительным является применение одноэлементных ТП, например, ТВБ, а для измерений более сильных токов при частотах ниже 20 кГц — ТЭМ, обычно в комплекте с шунтами.

В наше время усилиями метрологов ВНИИМ созданы опытные образцы перспективных пленочных ТЭМ. Результаты их исследований приведены ниже:

сопротивление нагревателя, Ом.....	100 ± 10
сопротивление блока терморпар, кОм.....	10 ± 2
номинальный ток, мА.....	10
значение термоЭДС при номинальном токе, мВ.....	150 ± 20
нестабильность термоЭДС за 5 мин, %.....	0,001—0,002
асимметрия, %.....	0,01
частотная погрешность (относительно 1 кГц), %:	
до 100 кГц.....	0,003—0,004
до 1 МГц.....	0,05
габариты кристалла, мм.....	3,5×2,5

Также в разработке находятся альтернативные методы измерений силы тока при помощи измерительных преобразователей Холла, индукционных преобразователей (трансформаторов тока), так называемых термоэлектрических мембранных преобразователей, совмещенных в рамках интегральной технологии с операционными усилителями, фильтрами и схемами сопряжения с внешними компьютерами. В первых двух методах используется переменное магнитное поле, возникающее вокруг проводника с током, причем магнитная индукция поля пропорциональна силе этого тока. К сожалению, такие преобразователи не обеспечивают эталонных точностей. Однако до настоящего времени они разрабатывались исключительно для нужд промышленности, где вполне приемлемыми являются погрешности порядка процента. Не исключено, что дальнейшие разработки позволят повысить точность этих преобразователей до требуемого эталонного уровня.

В связи с интенсивным развитием измерений силы тока на высоких и сверхвысоких частотах, что актуально при разработках эксплуатации аппаратуры телекоммуникационных систем, целесообразно еще раз отметить перспекти-

вы и основные тенденции использования ранее описанных средств измерений.

Для измерений токов ВЧ в основном используют приборы электродинамической системы, а также приборы с термо- или фотоэлектрическими преобразователями. Вместо шунтов, которые применяют при измерениях сильных токов низких частот, используют трансформаторы тока (токосъемники).

Точность измерений силы тока (погрешность $1 \cdot 10^{-5}$ — $3 \cdot 10^{-4}$) в диапазоне 20 Гц—1 МГц обеспечивает метод термоэлектрического компарирования переменного и постоянного тока с использованием ТП. Для измерения токов 0,1 А при повышенных частотах следует применять одноэлементные ТП типа ТВБ, для измерения более сильных токов при частотах ниже 20 кГц — многоэлементные ТП (ТЭМ), обычно в комплекте с шунтами. Измерение с помощью ФЭП тоже дает высокую точность из-за высокой чувствительности этих приборов и даже имеет некоторые преимущества перед термоэлектрическим методом измерения. Но у фотоламп есть существенный недостаток — их физическая недолговечность.

Неплохо зарекомендовали измерительные преобразователи на основе пояса Роговского. Последнее обстоятельство позволило ввести в практику средства измерения медицинского назначения, такие как измерители выходной мощности аппаратов УВЧ-терапии и гипертермии с улучшенными свойствами для клинической практики.

Глава 4. ИССЛЕДОВАНИЕ ФОРМЫ И ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА

Приборы для исследования формы сигнала представляют собой обширный класс средств измерений. Как правило, эти приборы приспособлены для визуального наблюдения, записи и воспроизведения электрических процессов, изменяющихся во времени. Чаще всего в качестве измеряемых величин выступают не параметры сигнала (амплитуда, частота повторения, длительность), а совокупность мгновенных значений (функция, зависящая от времени).

Наиболее представительными из этого класса приборов являются электронно-лучевые осциллографы (ЭЛО), цифровые осциллографы (ЦО), осциллографы с время-масштабным преобразованием (стробоскопические), их разновидности и анализаторы спектра.

Электронно-лучевой осциллограф — один из наиболее универсальных приборов. Различают следующие виды ЭЛО: стробоскопические, запоминающие, универсальные, скоростные и специальные. Наиболее распространенным типом ЭЛО является универсальный, позволяющий исследовать сигналы различной формы и длительностью от долей наносекунды до нескольких секунд в диапазоне от долей милливольт до сотен вольт. Время нарастания переходной характеристики ($\tau_{\text{пк}}$) лучших подобных осциллографов составляет порядка 0,3 нс (полоса пропускания до 1 ГГц). Изображение сигнала индуцируется почти одновременно с появлением сигнала на входе ЭЛО, поэтому такие приборы называют *осциллографами реального времени*. В качестве индикатора в ЭЛО служит люминесцирующий экран, на котором под действием узкого пучка электронов остается светящийся след (осциллограмма).

Универсальные осциллографы могут иметь в своем составе до нескольких десятков сменных блоков, значительно расширяющих функциональные возможности таких приборов. Следует заметить, что эти осциллографы служат для

исследования в основном периодически повторяющихся процессов.

Для исследования быстропротекающих процессов предназначены скоростные осциллографы, в которых используется электронно-лучевая трубка бегущей волны. Предварительного усиления входного сигнала в скоростных осциллографах обычно не производят, поэтому чувствительность их невелика. Эти приборы относят к осциллографам реального времени, которые позволяют наблюдать и записывать одиночные и периодические сигналы. Обычно полоса пропускания таких ЭЛО достигает 5 ГГц.

Повторяющиеся кратковременные процессы (пикосекундной длительности) исследуют при помощи стробоскопических осциллографов. По принципу действия их относят к приборам с преобразованием масштаба, отличающимся высокой чувствительностью и широкой (до 40 ГГц) полосой пропускания.

Запоминающие осциллографы оснащены специальными электронно-лучевыми трубками, обладающими способностью сохранять и воспроизводить изображение сигнала в течение длительного времени после исчезновения его на входе в реальном времени. Основное назначение запоминающего осциллографа — исследование однократных и редкоповторяющихся процессов.

Специальные осциллографы оснащены дополнительными функциональными блоками целевого назначения, например телевизионными, позволяющими выделить видеосигнал заданной строки изображения.

Необходимость резко повысить производительность труда при измерениях параметров сигнала потребовала разработать новый тип осциллографа — цифровой. В перспективе большинство универсальных осциллографов должны стать цифровыми.

Приборы из семейства цифровых вычислительных осциллографов предназначены для исследования формы и измерения параметров однократных и повторяющихся процессов. Они могут быть использованы для контроля переходных процессов объектов, подвергающихся одиночным воздействиям, определения динамических характеристик и устойчивости радиоэлементов и аппаратуры при воздействии различных дестабилизирующих факторов, организации контрольно-измерительных, поверочных и исследовательских работ, автоматизированных систем контроля.

4.1. Принцип действия электронно-лучевой трубки

Основным элементом электронно-лучевого осциллографа является электронно-лучевая трубка (ЭЛТ), внутри которой создается узкий пучок электронов (электронный луч), падающий на люминесцирующий ее экран, состоящий из одного или нескольких слоев материала, называемых люминофорами (силикаты и др.). Состав люминофора определяет окраску свечения и его продолжительность.

Электроны, излучаемые катодом, под действием ускоряющих потенциалов и системы фокусирующих электродов (электронной линзы) определенной конфигурации формируются в узкий луч. Регулировка потенциалов, подаваемых на электроды, позволяет изменять поперечное сечение электронного луча и скорость электронов в момент их попадания на экран. Этим путем регулируется фокусировка и яркость изображения на экране трубки.

Электронный пучок обладает ничтожно малой инерционностью, поэтому мгновенно изменяет свое направление под действием электрического и магнитного полей. Для отклонения электронных пучков применяется электростатическое или электромагнитное управление.

При электростатическом управлении электронный луч проходит через две пары взаимно перпендикулярных пластин. К одной паре подводят развертывающее напряжение, которое отклоняет луч в одном направлении и создает ось времени; к другой паре подводят исследуемое напряжение. Если оба подводимых напряжения изменяются синхронно, то на экране получается устойчивое изображение в виде кривой. Конструкция такой трубки показана на рис. 4.1.

Для лучшей фокусировки электронного пучка и получения большей яркости изображения на электроды подают высокое напряжение, получаемое от выпрямительных устройств, питающихся от сети переменного тока. Качество этого фокусирования определяет толщину линии развертки: чем она тоньше, тем лучше фокусировка.

Фокусировка достигается изменением потенциала анодов трубки, а яркость изображения — потенциала на управляющем электроде, при некоторых отрицательных значениях которого электронный пучок полностью запирается и изображение на экране пропадает. Для создания линии развертки применяют специальные генераторы, создающие пилообразное напряжение.

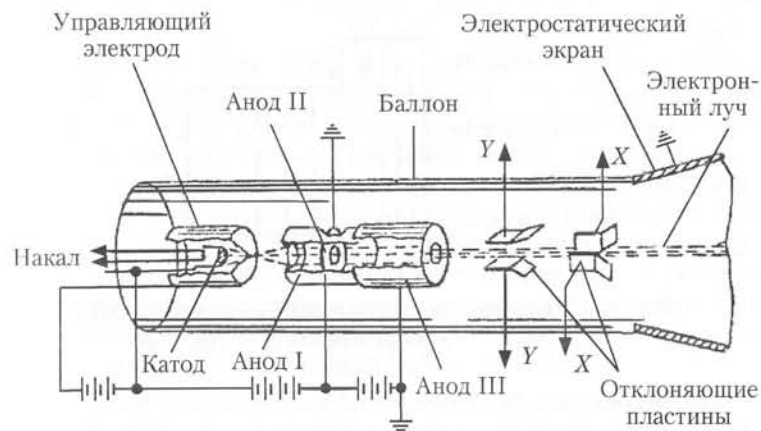


Рис. 4.1. Расположение электродов в электронно-лучевой трубке

Основные характеристики электронно-лучевой трубки:

- чувствительность;
- полоса пропускания;
- длительность послесвечения;
- площадь экрана.

Чувствительность трубки $S_T = L_T/U_T$, где L_T — отклонение луча на ее экране под воздействием напряжения U_T , приложенного к паре отклоняющих пластин, обычно S_T бывает порядка 1 мм/В.

С увеличением частоты исследуемого сигнала чувствительность трубки падает. Верхняя граница полосы пропускания ЭЛТ устанавливается на уровне, когда чувствительность составляет примерно 0,7 от номинального значения. Для универсальных осциллографов эта частота достигает 350–500 МГц. Иногда применяются многолучевые трубки с увеличенным количеством электродов, но чаще для исследования нескольких сигналов одновременно используется однолучевая трубка с коммутатором на входе, осуществляющим поочередную подачу сигналов на отклоняющие пластины.

Рабочей частью экрана называется площадь экрана, в пределах которой погрешности коэффициентов отклонения (КО) и развертки (КР) не выходят за пределы установленных значений.



Рис. 4.2. Упрощенная схема запоминающей ЭЛТ:
 A_2', M', K' — воспроизводящая система

К параметрам ЭЛТ относят:

- диаметр светового пятна при оптимальной яркости, который определяет разрешающую способность ЭЛТ;
- максимальную яркость свечения экрана;
- цвет свечения экрана;
- время послесвечения (средняя продолжительность около 100 мс);
- геометрические искажения.

При исследовании одиночных сигналов и сигналов с большой скважностью используются запоминающие трубки. Они содержат те же элементы, что и ЭЛТ широкого применения, и дополнительно оснащаются узлом памяти и системой воспроизведения изображения.

Узел памяти состоит из двух плоских сеточных электродов, расположенных параллельно экрану (рис. 4.2). Непосредственно у экрана находится мишень, покрытая слоем диэлектрика, поверх которой размещен другой электрод в виде сетки с более крупной структурой — коллектор.

Изображение записывается электронным (записываемым) лучом высокой энергии. Электроны луча оседают на мишени, причем их количество пропорционально току луча. При перемещении луча на мишени создается потенциальный рельеф, повторяющий форму осциллограммы. После прекращения действия сигнала потенциальный рельеф мишени сохраняется длительное время. Наблюдать записанное изображение позволяет воспроизводящая система, состоящая из катода K' с подогревателем, анода A_2' и модулятора M' . Ка-

год трубки создает поток электронов малой энергии, плотность которого регулируется модулятором M' . В результате формируется широкий расфокусированный пучок электронов, равномерно облучающий мишень. Потенциал мишени подобран таким образом, чтобы при отсутствии записанного изображения медленные электроны воспроизводящего пучка не могли через нее пройти. При наличии потенциального рельефа в этих точках мишени часть электронов проходит к экрану, вызывая его свечение. На экране появляется осциллограмма, повторяющая форму потенциального рельефа мишени. Стирается запись путем подачи на коллектор отрицательного импульса, выравнивающего потенциал мишени. Можно выделить три режима работы такой ЭЛТ:

- наблюдение сигнала без записи — на коллекторе имеется небольшое положительное напряжение $U_{\text{кол}} = +50$ В, на мишени — нулевой потенциал $U_{\text{миш}} = 0$, мишень прозрачна для быстролетающих электронов;
- режим записи — $U_{\text{кол}} = +50$ В, на мишень подается положительный потенциал $U_{\text{миш}} = 30$ В, и она становится менее прозрачна, в результате чего быстролетающие электроны выбивают вторичные электроны и создают на мишени зарядный положительный рельеф, который может оставаться длительное время;
- режим воспроизведения — потенциал мишени снова становится нулевым $U_{\text{миш}} = 0$, кроме тех мест, где записан рельеф; мишень облучается широким потоком медленнолетающих электронов с воспроизводящей системы, для этого потока мишень прозрачна только в местах рельефа, где записан сигнал.

Запоминающие ЭЛТ характеризуются следующими параметрами:

- яркостью свечения экрана в режиме воспроизведения — регулируется напряжением модулятора системы воспроизведения и может быть высока, так как воспроизведение производится непрерывно;
- временем воспроизведения изображения — это время в основном ограничивается устойчивостью потенциального рельефа к ионной бомбардировке; в современных ЭЛТ время воспроизведения может достигать десятков минут;

- временем сохранения записи, определяемым при снятом напряжении с ЭЛТ;
- скоростью записи, характеризующей быстродействие ЭЛТ в режиме запоминания, определяемое временем, необходимым для создания потенциального рельефа достаточной величины.

Современные запоминающие ЭЛТ имеют скорость записи сигналов от 2,5 до 4000 км/с.

4.2. Матричная индикаторная панель

Новейшим типом отображающего устройства, применяемого в современных осциллографах с аналого-цифровым и цифровым преобразованием исследуемого сигнала, является матричная индикаторная панель. Она представляет собой совокупность расположенных определенным образом отдельных дискретных излучателей (газоразрядных, жидкокристаллических). На рис. 4.3 изображена конструкция матричной газоразрядной панели.

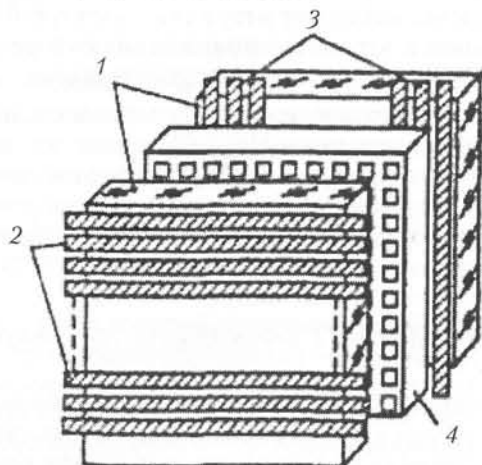


Рис. 4.3. Матричная индикаторная панель:

1 — стеклянные пластины, 2 — аноды, 3 — катоды, 4 — матрица

Данное матричное устройство содержит две стеклянные пластины 1, на внешних поверхностях которых напылены

тонкие проводящие полоски — аноды 2 и катоды 3. Аноды располагаются на лицевой пластине, через которую проходит световое излучение, поэтому их делают прозрачными. Между пластинами помещается диэлектрическая матрица 4 с отверстиями, образующими газоразрядные (или другие) ячейки в точках перекрестия электродов. Панель заполняют гелий-неоновой смесью и герметизируют. Изображение исследуемого сигнала воспроизводится поочередным свечением газоразрядных ячеек. Для этого со схемы управления панелью в каждый момент времени на аноды и катоды пластин подают соответственно положительный и отрицательный импульсы напряжений поджига. Номер анода, на который подается импульс напряжения поджига, определяет строку развертки, а номер катода — столбец; на их перекрестии располагается светящаяся ячейка панели. Такой принцип управления лучом развертки называют *матричным*, на практике его реализуют цифровыми методами и устройствами.

Преимуществами матричных индикаторных панелей являются малые габариты и вес, а также низкие напряжения питания. В них отсутствуют геометрические искажения, светящаяся точка стабильна. Разработаны панели с внутренней памятью, способные не только воспроизводить, но и запоминать изображение сигнала. Цифровой принцип управления позволяет достаточно просто совместить изображение сигнала с цифробуквенной индикацией его параметров на одном экране. К недостаткам матричных индикаторных панелей следует отнести сложность схемы управления, сравнительно невысокую разрешающую способность и низкое быстродействие.

4.3. Типы осциллографов

Универсальные осциллографы

Универсальным осциллографом называется измерительный прибор, в котором исследуемый сигнал через канал вертикального отклонения подается на вертикальную отклоняющую систему ЭЛТ, а горизонтальное отклонение электронного луча трубки осуществляется напряжением горизонтальной развертки. Упрощенная схема универсального осциллографа изображена на рис. 4.4.

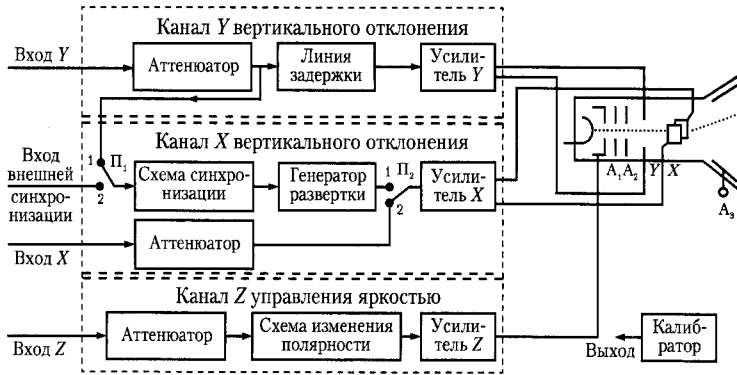


Рис. 4.4. Упрощенная структурная схема универсального осциллографа

Цифровые осциллографы

Цифровой осциллограф позволяет одновременно наблюдать на экране сигнал и получать численные значения ряда его параметров с большей точностью, чем это возможно путем их считывания с экрана обычного осциллографа. Это возможно потому, что параметры сигнала измеряются непосредственно на входе цифрового осциллографа, тогда как сигнал, прошедший через канал вертикального отклонения, может быть измерен с существенными ошибками. Эти ошибки могут достигать 10%.

Параметры, измеряемые современными цифровыми осциллографами, — это амплитуды сигналов, их частоты или длительности. Однако этим не ограничиваются возможности таких осциллографов. Сопряжение цифровых осциллографов с микропроцессорами позволяет определять действующее значение напряжения сигнала и даже вычислять и отображать на экране преобразования Фурье для любого вида сигнала.

В таких осциллографах осуществляется полная цифровая обработка сигнала, поэтому в них, как правило, используется отображение на новейших индикаторных панелях.

В цифровых осциллографах отображение результата измерения производится тремя способами:

- параллельно с наблюдением динамического изображения сигнала на экране, его численные параметры высвечиваются на световом табло;
- оператор подводит к изображению сигнала на экране световые метки так, чтобы отметить измеряемый параметр, и по его значению при соответствующей регулировке определяет величину интересующего параметра;
- используются специальные кинескопы (например, матричные индикаторы) и растровый метод формирования изображения исследуемых сигналов и цифровой информации.

В большинстве современных цифровых осциллографов производится автоматическая установка оптимальных размеров изображения на экране трубки. Ниже приводятся упрощенная структурная схема (рис. 4.5) и параметры современного цифрового автоматизированного осциллографа, который является характерным представителем этого класса приборов.

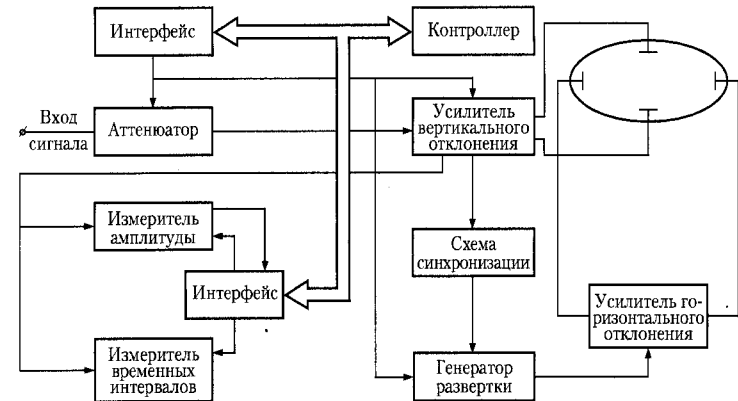


Рис. 4.5. Упрощенная структурная схема цифрового осциллографа

Структурная схема цифрового осциллографа содержит аттенюатор входного сигнала; усилители вертикального и горизонтального отклонения; измерители амплитуды и временных интервалов; интерфейсы сигнала и измерителей; микропроцессорный контроллер; генератор развертки; схему синхронизации и электронно-лучевую трубку.

Технические характеристики типового цифрового осциллографа:

- полоса пропускания 0–50 МГц;
- коэффициенты отклонения 0,002–10 В/дел;
- коэффициенты развертки 20 нс/дел–20 мс/дел;
- погрешность коэффициентов отклонения и развертки 2–4%;
- погрешность цифровых измерений 2–3%;
- размер экрана 80×100 мм.

Функциональные возможности:

- автоматическая установка размеров изображения;
- автоматическая синхронизация;
- разностные измерения между двумя метками;
- автоматическое измерение размаха, максимума и минимума сигналов, периода, длительности, паузы, фронта и спада импульсов;
- вход в канал общего пользования.

Как видно из структурной схемы, амплитудные и временные параметры исследуемого сигнала определяются с помощью встроенных в прибор измерителей. На основании данных измерений микропроцессорный контроллер производит вычисление требуемых коэффициентов отклонения и развертки, а через интерфейс устанавливает эти коэффициенты в аппаратной части каналов вертикального и горизонтального отклонения. Это обеспечивает неизменные размеры изображения по вертикали и горизонтали, а также автоматическую синхронизацию сигнала.

Микропроцессорный контроллер также «опрашивает» положение органов управления на передней панели, и данные опроса после кодирования снова возвращаются к нему, чтобы через интерфейс он включил соответствующий режим автоматического измерения. Результаты измерений индуцируются на отдельном световом табло (может быть встроено в экран трубки), причем амплитудные и временные параметры сигнала отображаются одновременно.

Запоминающие цифровые осциллографы

В последние годы широкое применение в измерительной технике находят запоминающие цифровые осциллографы

(ЗЦО). Упрощенная структурная схема такого осциллографа приведена на рис. 4.6.

Подобный осциллограф может работать в двух режимах. Когда двоярный переключатель П находится в положении 1, схема представляет собой обычный универсальный осциллограф, а когда в положении 2 — схема работает как ЗЦО. Упрощенно принцип его действия можно описать следующим образом. Исследуемый сигнал $u_c(t)$ со входа У подается через аттенуатор на информационный вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Из контроллера (управляющего устройства) на АЦП поступают также тактовые импульсы $U(t)$ с периодом T .

При поступлении в некоторый момент времени t_i одного из них АЦП преобразует амплитуду сигнала $u_c(t_i)$ в двоичный код $U(t_i)$, т.е. в набор уровней 0 и 1. В конце такого преобразования АЦП выдает на контроллер соответствующий сигнал. При этом цифровой код поступает в определенную ячейку запоминающего устройства (ЗУ).

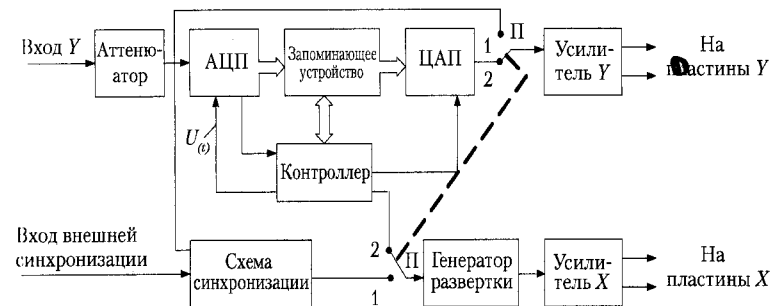


Рис. 4.6. Упрощенная структурная схема запоминающего цифрового осциллографа

За время исследования сигнала $U(t)$ в ЗУ накапливаются коды его амплитуд $U(t_i)$, $U(t_i + T)$, $U(t_i + 2T)$ и т.д.; там они могут храниться неограниченное время, поскольку ЗУ, как известно, — энергонезависимое устройство. Для воспроизведения хранимой информации по команде контроллера из памяти ЗУ выбираются (считываются) коды в требуемой последовательности и заданном темпе и подаются на цифроаналоговый преобразователь (ЦАП), который каждый код преобразует в соответствующее ему напряжение. Эти

напряжения передаются через усилитель на пластины Y . Осциллограмма представляет собой набор светящихся точек. Для получения непрерывной осциллограммы после ЗУ устанавливают блок сглаживания.

Достоинства ЗЦО: неограниченное время хранения информации; широкие пределы скорости ее считывания; возможность замедленного воспроизведения отдельных участков запомненного сигнала; яркие и четкие осциллограммы; возможность обработки информации в цифровом виде на компьютере или внутри самого осциллографа.

Основной недостаток ЗЦО — сравнительно невысокое быстродействие АЦП у большинства из них. Кроме того, ЗЦО, имеющие ЭЛТ как устройство отображения, характеризуются большими габаритами (длиной), высокими питающими напряжениями, сравнительно малой долговечностью, невысокой механической прочностью. Поэтому в последние годы в ряде ЗЦО стали использоваться плоские матричные газоразрядные и жидкокристаллические панели.

Двухканальные и двухлучевые осциллографы

Двухканальные осциллографы имеют два идентичных канала вертикального отклонения (вход первого — Y_1 , второго — Y_2) и электронный переключатель (ЭК), который может поочередно подавать выходные сигналы каналов на одни и те же пластины Y . В зависимости от управления работой ЭК можно реализовать следующие основные режимы работы осциллографа: одноканальный (на экране виден один сигнал, подаваемый на Y_1 или Y_2); поочередный (на экране видно оба сигнала за счет переключения ЭК во время каждого обратного хода развертки). На основе двухканального принципа возможно создание многоканальных осциллографов с числом каналов до восьми.

Двухлучевые осциллографы имеют два канала Y и специальную двухлучевую ЭЛТ, в которой есть две электронные независимые пушки и две системы отклоняющих пластин. Горизонтальная развертка лучей общая (от генератора развертки), а вертикальные — персональные у каждого канала Y , что позволяет наблюдать на экране осциллограммы двух сигналов (без их периодического прерывания, как в двухканальных). Такие осциллографы намного сложнее схемотехнически и дороже двухканальных.

Скоростные осциллографы

При наблюдении и исследовании коротких импульсов (сигналов наносекундного диапазона) и колебаний в СВЧ-диапазоне возникает ряд сложностей, которые делают применение обычных осциллографов затруднительным. Можно выделить шесть основных факторов, осложняющих применение для этих целей универсальных осциллографов:

- паразитные резонансы, возникающие в цепях, образуемых емкостью пластин и индуктивностью подводящих проводов, включая вводы пластин. Паразитная резонансная частота должна быть намного больше высшей гармоники исследуемого сигнала;
- влияние емкости пластин ЭЛТ на крутизну фронта исследуемого сигнала;
- влияние конечности времени пролета электронов между пластинами ЭЛТ, которое должно составлять 1–10 нс. Если за это время сигнал изменится, то отклонение электронного луча будет непредсказуемо;
- необходимость наличия очень широкой полосы пропускания канала. Полоса пропускания для передачи прямоугольного импульса приблизительно может быть рассчитана по формуле $\Delta f = 2/\tau_{и}$. Тогда при длительности импульса $\tau_{и} = 1$ с полосы пропускания $\Delta f = 2$ ГГц;
- для наблюдения наносекундных импульсов и колебаний СВЧ требуются высокие скорости движения луча по экрану. Так, например, для получения изображения импульса длительностью $\tau_{и} = 5$ нс на экране ЭЛТ шириной $L = 100$ мм скорость должна быть порядка 20 000 км/с ($v = L/\tau_{и}$ — скорость движения луча, L — размер изображения на экране);
- изображение на экране может оказаться очень бледным, поскольку луч вычерчивает осциллограмму с огромной скоростью.

При конструировании скоростных осциллографов требуется учитывать все вышеизложенное. В них, работающих в реальном масштабе времени, применяются специальные ЭЛТ бегущей волны, что не позволяет получить высокую чувствительность канала вертикального отклонения (>1 мм/В). При создании высокоскоростных разверток необходимо поднимать их напряжение до нескольких сотен вольт. Существу-

ющие серийные скоростные осциллографы имеют верхнюю граничную частоту, не превышающую 10 ГГц.

Для исследования быстротекущих процессов с малой амплитудой напряжения скоростные осциллографы не пригодны из-за низкой чувствительности. Эта проблема решается с помощью стробоскопической приставки (преобразователя) к универсальному осциллографу.

Стробоскопические осциллографы

Стробоскопический метод осциллографирования позволяет существенно уменьшить скорость развертки по сравнению с той, которая требуется при непосредственном наблюдении исследуемого сигнала на скоростном осциллографе. Стробоскопические осциллографы позволяют наблюдать очень короткие периодические импульсы и высокочастотные колебания. Они обладают большой чувствительностью, т.е. входные сигналы могут иметь малую амплитуду.

Стробоскопическим называют электронный осциллограф, в котором для получения на экране ЭЛТ формы сигнала используется отбор его мгновенных значений (выборки сигнала) и выполняется его временное преобразование, т.е. изображение сигнала дается в увеличенном масштабе времени.

Скорость развертки уменьшают путем трансформации масштаба времени. На экране осциллографа появляется изображение, по форме подобное исследуемому сигналу, но в увеличенном временном масштабе. Стробоскопический метод реализуют с помощью амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) исследуемого сигнала.

Принципиальная схема и временные диаграммы стробоскопического осциллографа приведены на рис. 4.7.

Исследуемые импульсы U_c длительностью τ и периодом повторения T_c подаются вместе со специальными (очень короткими) строб-импульсами U_2 (они играют роль переносчиков информации о сигнале) на стробоскопический смеситель преобразователя (рис. 4.7, а). Период следования строб-импульсов $T_{стр} = T_c + \Delta t$, где Δt называется шагом считывания. Длительность Δt выбирается из условия $\Delta t = \tau/n$ (n — целое число). В результате этого преобразования оказывается, что первый строб-импульс совпадает с началом первого импульса $U_c(1)$, 2-й — сдвинут от начала 2-го (2) импульса U_c на Δt , 3-й сдвинут от начала 3-го импульса U_c на $2\Delta t$ и т.д. (рис. 4.7, б).

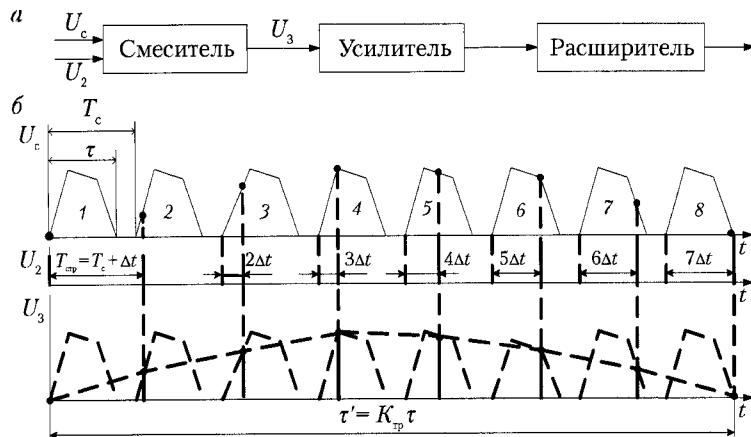


Рис. 4.7. Принцип работы стробоскопического осциллографа: а — схема преобразователя; б — временные диаграммы

На выходе смесителя появляются короткие импульсы U_3 (жирные линии с точкой), совпадающие по времени со строб-импульсами (U_2), но имеющие амплитуду, равную амплитуде исследуемых импульсов U_c в момент поступления строб-импульсов U_2 . Поэтому импульсы U_3 называют строб-импульсами, промодулированными по амплитуде исследуемым сигналом U_c (рис. 4.7, б).

Как видно из диаграммы сигнала U_3 , огибающая промодулированных строб-импульсов (жирная штриховая линия) (см. рис. 4.7, б) практически повторяет форму исследуемых импульсов U_c , но по сравнению с ними растянута во времени. Импульсы U_3 усиливают, затем расширяют до длительности, не превышающей T_c , и подают через усилитель канала ($У$) на отклоняющие пластины стробоскопического осциллографа. При этом на экране осциллографа с обычными ЭЛТ и пилообразной разверткой наблюдают форму импульсов U_c .

Степень растянутости наблюдаемого импульса во времени (временное преобразование) характеризуется коэффициентом трансформации масштаба времени

$$K_{тр} = nT_{стр}/\tau,$$

где n — число строб-импульсов, считающих импульс U_c . Поскольку $n = \tau/\Delta t$, то

$$K_{тр} = T_{стр}/\Delta t.$$

В современных осциллографах $K_{тр}$ достигает десятков тысяч, что позволяет при обычных развертках наблюдать форму наносекундных импульсов.

Полоса пропускания современных стробоскопических осциллографов составляет несколько десятков гигагерц, уровень входного сигнала — от нескольких милливольт до десятков вольт.

4.4. Способы отсчета напряжения и временных интервалов в осциллографах

Цифровое измерение мгновенных значений амплитуды и временных параметров сигнала на входе прибора

Использование осциллографов предполагает возможность выбора оператором параметров сигнала, подлежащих измерению. Как правило, его интересуют точные значения лишь некоторых из них, поэтому достаточно отобразить исследуемый сигнал на экране ЭЛТ с погрешностью ~3% (для оценки общих соотношений), а определенные параметры измерить как можно более точно — с не превышающей 1%. В этом случае неравномерность и нелинейность тракта вертикального отклонения не вносит погрешности в процесс измерения. Однако таким образом можно достаточно просто получить значения только некоторых из них: амплитуды, частоты, длительности импульсов. При измерении других параметров, задаваемых оператором на экранном образе сигнала, возникает проблема несоответствия точки, выбранной оператором, измеряемой точке входного сигнала, поскольку измерение реализовано на входе осциллографа, а задание параметров сигнала производится на экране ЭЛТ.

Проблема решается с помощью осциллографа, выполненного по оригинальной структурной схеме, включающей в себя классическую осциллографическую часть и цифровой измеритель временных интервалов, цифровой измеритель мгновенных значений напряжения, блок формирования визирных меток, генератор буквенно-числовых символов для индикатора ЭЛТ. В этом приборе используется метод калибровки осциллографа стробоскопическим измерителем. Мгновенные значения сигнала в измеряемых точках преобразуются в постоянные напряжения той же величины, которые используются для формирования на экране ЭЛТ

визирных меток. В результате на экране ЭЛТ формируется изображение исследуемого сигнала и меток, временное положение которых определяется моментами стробирования входного сигнала, а положение по оси напряжений — мгновенными значениями сигнала в эти моменты. Осциллограф этого типа обеспечивает измерение временных интервалов между визирными метками в диапазоне от 30 нс до 1000 мс, измерение разности напряжений исследуемого сигнала — в диапазоне $\pm(0,01-10)$ В с погрешностями

$$\delta_T = \pm [1 + 0,1 - (T_K/T_X - 1)], \%;$$

$$\delta_U = \pm 0,01U + (0,005/0,05), \text{ В.}$$

Измерение с помощью калиброванного напряжения по изображению на экране ЭЛТ

Метод калиброванной шкалы из-за влияния ряда факторов, например погрешности калибровки, нестабильности, визуальной погрешности, неравномерности установившегося значения переходной характеристики (ПХ) осциллографа, погрешности из-за нелинейной характеристики ЭЛТ и других, обеспечивает погрешность измерения напряжения около 5%.

Метод сравнения, который может обеспечить погрешность измерения напряжений 1—2%, применяется в осциллографе С1-108. Погрешность измерения в этом случае зависит от погрешности напряжения сравнения, совмещения отметок с линией осциллограммы исследуемого сигнала, а также от неравномерности установившегося значения ПХ осциллографа.

В осциллографе в качестве напряжения сравнения используется напряжение в виде меандра низкой частоты, которое через электронный коммутатор попадает наряду с исследуемым сигналом на экран ЭЛТ, создает две яркостные метки, расстояние между которыми по вертикали (горизонтально) определяется значением калибрационного напряжения. Совмещая эти отметки с границами измеряемого участка осциллограммы, оператор может определить напряжение (временной интервал) между соответствующими точками сигнала, которое индуцируется на цифровом табло. Вычислитель

позволяет производить установку меток автоматически на традиционные уровни 0,1; 0,5; 0,9% и т.д.

Применение цифрового измерительного блока позволяет расширить возможности осциллографа, автоматически измерять фронт, срез, временной интервал между двумя импульсами или между двумя точками на одном импульсе, вести поиск экспериментальных значений сигнала и т.д.

Компенсационный метод измерения периодического импульсного напряжения

Измерение осуществляется путем сравнения с помощью электронно-лучевого нуль-индикатора (ЭЛНИ) измеряемого периодического импульсного напряжения с постоянным компенсирующим напряжением.

ЭЛНИ состоит из электронного прожектора, формирующего тонкий электронный луч; вертикальной отклоняющей системы; экрана в виде металлической пластины, расположенной внутри колбы с отверстием в центре, и электронно-умножителя (ЭУ), расположенного за экраном.

Измеряемое импульсное и компенсирующее напряжения подаются на пластины вертикальной отклоняющей системы ЭЛНИ. Полярность включения выбирается такой, чтобы при равенстве величин напряжений результирующее отклоняющее напряжение на пластинах равнялось нулю. В этом случае отклоняющего воздействия на электронный луч не будет и он, развернутый с помощью горизонтальной отклоняющей системы, попадает в отверстие экрана. На выходе электронного умножителя появится сигнал компенсации. Сигнал с выхода ЭУ фиксируется специальным индикаторным устройством, реагирующим на малейшее смещение луча относительно отверстия.

Измеряемое импульсное напряжение, подаваемое на вход прибора, поступает одновременно на пластины обзорной ЭЛТ. Применение ее вызвано тем, что измерение с помощью ЭЛНИ исключает визуальное наблюдение импульса и затрудняет процесс измерений. Обзорная ЭЛТ позволяет грубо совмещать соответствующий участок измеряемого импульса с отверстием на экране ЭЛНИ.

Рассматриваемый метод реализован в приборе И1-10 и последующих его модификациях, которые производят измерение формы сигнала в полосе до 100 МГц и диапазоне амплитуд 0,1–100 В со скоростью изменения сигнала не более 10 В/мкс и погрешностью измерения $\pm(0,22 U + 10 \text{ мВ})$.

Новые функциональные возможности осциллографов

Применение микропроцессоров и микрокомпьютеров в осциллографических устройствах, наличие цифровой памяти и связи с ЭВМ позволило не только производить обработку, но и расширило функциональные возможности измерения параметров сигналов, что дает возможность:

- складывать, вычитать, умножать несколько сигналов; выполнять преобразования Фурье и Лагерра;
- выделять сигналы из шумов;
- наблюдать результаты алгебраических и функциональных преобразований на экране ЭЛТ;
- одновременно наблюдать сигнал и его части в увеличенном временном и амплитудном масштабах;
- исследовать и сравнивать несколько несинхронных сигналов по форме с использованием задержек;
- измерять сигналы в логарифмическом масштабе.

Осциллографы с цифровыми измерительными блоками

Широкое применение в осциллографах находят микропроцессоры на больших интегральных схемах (БИС). Они работают по жесткой программе и наряду с расширением функциональных возможностей осциллографов позволяют значительно упростить их конструкцию по сравнению с обычными автоматическими осциллографами, содержащими аппаратную логику и механические переключатели.

Применение программ самоконтроля и исключение систематических погрешностей повышают точность и надежность приборов. Например, цифровой блок осциллографа-мультиметра С1-112 позволяет производить измерение напряжения постоянного тока от 1 мВ до 1000 В, активных сопротивлений от 1 Ом до 2,5 МОм с цифровым отсчетом на экране ЭЛТ. Основная погрешность измерения напряжений $\pm 1,5\%$, сопротивлений $\pm 2,5\%$; обеспечивается индикация четырех разрядов значения измеряемой величины, знака «-», десятичной точки перегрузки.

Автоматизация осциллографических измерений

Регулировка органов управления и отсчет показаний осциллографических устройств требуют много времени при проведении измерений. Решить проблему позволяет автоматизация. В настоящее время автоматизированы следующие операции:

- установка амплитудного масштаба, обеспечивающая нормализованный размер осциллографического изображения или размер, удобный для работы (применена в осциллографе С1-78, максимальная высота изображения на экране ЭЛТ 70 мм, минимальная — 25 мм, погрешность измерения составляет $\pm 5\%$). А также индикация числовых значений коэффициентов отклонения и развертки (КО и КР) на экране ЭЛТ;
- установка временного масштаба, обеспечивающая в определенном диапазоне нормализованный горизонтальный размер изображения сигнала (применена в осциллографе С1-78);
- регулировка яркости, фокусировки, синхронизации изображения, поиск луча;
- формирование знаков на экране ЭЛТ;
- считывание осциллограмм с экрана ЭЛТ.

Цифровая коррекция погрешности при измерении параметров сигналов

Цифровая коррекция погрешности измерения параметров сигналов заключается в восстановлении формы выходного сигнала по его изображению на экране осциллографа и характеристикам осциллографа. Дискретные значения сигнала, коэффициента передачи тракта вертикального отклонения и характеристики нелинейности развертки вводятся в память ЭВМ или встроенного в прибор микропроцессора.

В качестве примера рассмотрим коррекцию динамической характеристики осциллографа С9-9.

Практический интерес представляет режим измерения параметров формы выходного импульса генераторов И1-12, И1-15, И1-16 с использованием ВЧ-коррекции вершины импульсного сигнала (рис. 4.8).

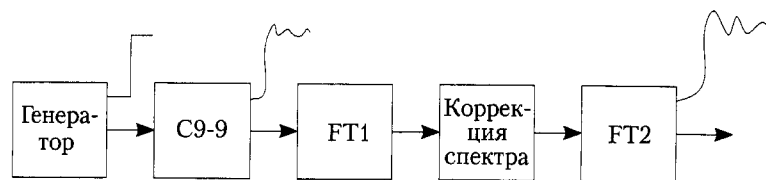


Рис. 4.8. Блок-схема процедуры коррекции:
FT1, FT2 — прямое и обратное преобразование Фурье

Практически в памяти осциллографа С9-9 записаны коэффициенты коррекции, которые используются при восстановлении спектра искаженного сигнала. Опыт применения программы коррекции искажений вершины импульса для генераторов И1-12, И1-15, И1-16 показывает, что выброс и неравномерность вершины импульса вблизи фронта значительно увеличились, форма сигнала также изменилась, что иллюстрируется на рис. 4.9. Сигнал с выхода генератора импульсов И1-12 на экране осциллографа С9-9 в масштабе 4:1 при коэффициенте развертки 1 нс/дел; 1 — без коррекции, 2 — с коррекцией. В то же время ВЧ-коррекция вершины импульса мало сказывается при определении параметров искажений сигнала генераторов И1-11, И1-14, которые имеют значительно меньшую длительность фронта.

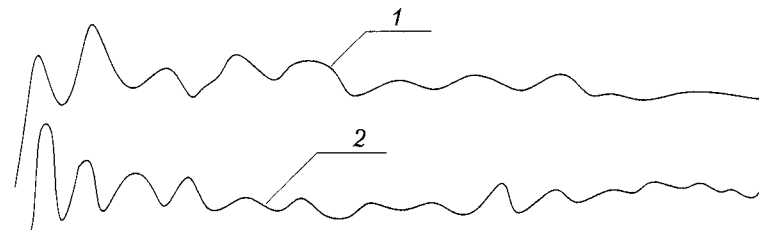


Рис. 4.9. Форма вершины сигнала:
1 — без коррекции; 2 — с коррекцией

Использование ВЧ-коррекции при измерениях параметров форм импульсного сигнала позволяет:

- исключить часть систематической погрешности при измерении параметров форм импульсного сигнала с использованием коэффициентов коррекции АЧХ и восстановить форму сигнала;
- рассматривать применение ВЧ-коррекции вершины импульсного сигнала как эффективное средство восстановления формы входного сигнала для генераторов, имеющих пикосекундные временные.

Особенности и технические характеристики цифровых вычислительных осциллографов

Цифровые вычислительные осциллографы предназначены для исследования формы и измерения параметров однократных и повторяющихся сигналов. Они могут быть использованы для контроля переходных процессов объектов, подвергающихся одиночным воздействиям; определения динамических характеристик и устойчивости радиоэлементов

и аппаратуры при воздействии различных дестабилизирующих факторов; организации контрольно-измерительных, поверочных и исследовательских работ, в автоматизированных системах контроля.

Указанные осциллографы принадлежат к новому поколению в ряду выпускаемых отечественных приборов аналогового назначения. Указанные приборы, обладая высокими метрологическими характеристиками (число каналов до 16; частота дискретизации до 100 Гц; точность измерения напряжений до 0,8%; адаптируемость применительно к исходному сигналу), расширяют и функциональные возможности:

- позволяют автоматизировать процессы измерений;
- обеспечивают самодиагностику скрытых отказов; работу оператора в режиме диалога; связь с внешней ЭВМ и выход на канал общего пользования; резервирование электропитания;
- оснащены встроенными микропроцессорами; большим набором программ обработки исследуемых сигналов;
- обладают широкими возможностями для документирования.

От обычных цифровых осциллографов они отличаются наличием встроенных средств вычислительной техники и выдачи массива данных на индикатор (матричный) и внешние периферийные устройства. Память осциллографа содержит большой объем программного обеспечения, наличие которого позволяет реализовать следующие новые для осциллографии функциональные возможности.

1. Одновременное отображение до четырех сигналов с отдельным изменением масштабов и смещение по обеим осям.
2. Прием и одновременное хранение до 16 сигналов при общем объеме выборки 16 кБ.
3. Вычисление и отображение в цифровом виде на индикатор абсолютных и относительных значений амплитудно-временных параметров сигнала в маркерных точках:
 - амплитудно-частотных параметров сигналов;
 - спектров сигналов.
4. Математическая обработка зарегистрированных сигналов:

- интерполирование;
 - интегрирование и дифференцирование;
 - цифровая фильтрация;
 - выполнение прямого и обратного преобразования Фурье;
 - вычисление корреляционных функций;
 - моделирование сигналов.
5. Программирование с передней панели последовательности операций обработки и выбора его режимов с использованием меню программ.
 6. Создание многоканальной (до 128) автоматизированной измерительной системы.
 7. Подключение осциллографа ко многим типам внешних ЭВМ при наличии в блоке процессора интерфейсов КОП и RS-232.

4.5. Пример расчета суммарной погрешности при измерении электронно-лучевым осциллографом

Погрешность измерения амплитуды импульсов прямоугольной формы длительностью не менее времени установления переходной характеристики (ПХ) осциллографа определяют:

- по погрешности коэффициента отклонения $\delta_{к.о}$ или погрешности измерения напряжения (статической) δ_U ;
- неравномерности переходной характеристики (ПХ) δ_H ;
- визуальной погрешности, состоящей из погрешности при совмещении линии с рисками шкалы и равной $1/5$ ширины линии луча b , и погрешности отсчета положения линии относительно делений шкалы и равной $1/3$ ширины линии $\delta_{виз U}$.

Значение визуальной погрешности для осциллографов, у которых измерение параметров сигнала производится с использованием калиброванной шкалы, определяют в процентах по формуле

$$\delta_{виз U} = \sqrt{\left(\frac{1/5b}{h}100\right)^2 + \left(\frac{1/3b}{h}100\right)^2} \approx \frac{0,4b}{h}100,$$

где b — ширина линии луча, мм; h — размер изображения, мм.

Погрешность измерения амплитуды импульсов прямоугольной формы рассчитывают по формуле

$$\Delta U = \sqrt{\delta_{кд}^2 + \delta_{н}^2 + \delta_{визU}^2} \text{ или } \Delta U = \sqrt{\delta_U^2 + \delta_{н}^2}$$

Погрешность измерения длительности импульсов прямоугольной формы определяют с учетом:

- погрешности коэффициента развертки $\delta_{к.р}$ или погрешности измерения временных параметров импульсов δ_T ;
- погрешности, вызванной неточностью определения уровня 0,5 амплитуды импульса $\delta_{0,5U}$, равной

$$\begin{aligned} \delta_{0,5U} &= \sqrt{2(\delta_{совм} \cdot \operatorname{tg} \alpha_1)^2 + 2(\delta_{м_{совм}} \cdot \operatorname{tg} \alpha_2)^2} = \\ &= 2 \left(\frac{1/5b}{h} 100 \right) \sqrt{\operatorname{tg}^2 \alpha_1 + \operatorname{tg}^2 \alpha_2} = \frac{0,4b}{h} \sqrt{\operatorname{tg}^2 \alpha_1 + \operatorname{tg}^2 \alpha_2} \cdot 100, \end{aligned}$$

где b — ширина линии луча, мм;

h — размер изображения по вертикали, мм;

α_1 — угол, образованный фронтом импульса и вертикальной линией шкалы, град;

α_2 — угол, образованный спадом импульса и вертикальной линией шкалы, град.

$\delta_{визT}$ — визуальная погрешность, равная в %

$$\delta_{визT} = \sqrt{\left(\frac{1/5b}{l} 100 \right)^2 + \left(\frac{1/3b}{l} 100 \right)^2} \approx \frac{0,4b}{l} 100,$$

где l — размер изображения по уровню 0,5; мм.

Погрешность измерения длительности импульса прямоугольной формы рассчитывают по формуле

$$\Delta T = \sqrt{\delta_{кд}^2 + \delta_{0,5U}^2 + \delta_{визT}^2}, \text{ или } \Delta T = \sqrt{\delta_T^2 + \delta_{0,5U}^2}.$$

Глава 5. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СПЕКТРА РАДИОСИГНАЛОВ

Информативным при определении параметров радиосигналов является анализ спектральных характеристик сигналов. Особенно важно знать спектральный состав сигнала при испытаниях технических средств на соответствие требованиям электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры.

5.1. Характеристики спектра радиосигналов

Преобразование Фурье позволяет представить многие сложные процессы в виде совокупности простейших компонентов: гармонических колебаний, собственных функций линейных систем с постоянными коэффициентами. Совокупность амплитуд (плотностей, амплитуд для апериодических процессов) и начальных фаз, привязанных к началу отсчета ($t = 0$), всех частотных компонентов процесса $f(t)$ называют *спектральной функцией* $S(\omega)$.

Спектральную функцию $S(\omega)$ находят прямым преобразованием Фурье

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (5.1)$$

Спектральная функция — функционал закончившегося процесса, а в практических исследованиях изучают незаключившиеся во времени процессы. Для устранения этого несоответствия было введено понятие $S(\omega)_T$ *спектра*, характеризующего процесс

$$S(\omega)_T = \int_{-\infty}^T f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (5.2)$$

в пределах от $-\infty$ до τ , который прерывается в момент τ . Произведем в предыдущей формуле замену $e^{-j\omega t} = \cos \omega t - j \sin \omega t$. Тогда

$$S(\omega)_T = \sqrt{S^2(\omega)_{T \cos} + S^2(\omega)_{T \sin}} \cdot e^{-j \arctg \frac{S(\omega)_{T \sin}}{S(\omega)_{T \cos}}}, \quad (5.3)$$

где
$$|S(\omega)_T| = \sqrt{S^2(\omega)_{T \cos} + S^2(\omega)_{T \sin}} \quad (5.4)$$

— модуль текущего частотного спектра;

$$\psi(\omega)_T = -\arctg \left[\frac{S(\omega)_{T \sin}}{S(\omega)_{T \cos}} \right] \quad (5.5)$$

— начальные фазы аргумента текущего спектра.

$$S(\omega)_{T \cos} = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cos \omega t dt,$$

$$S(\omega)_{T \sin} = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \sin \omega t dt, \quad (5.6)$$

Косинусная и синусная составляющие частотного спектра, которые представляют собой совокупность коэффициентов a_k и b_k преобразования Фурье, на интервале $-T/2 < t < T/2$ имеют вид

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cos k \omega_0 t dt,$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \sin k \omega_0 t dt. \quad (5.7)$$

Таким образом, любой детерминированный сигнал можно разложить на конечное число гармоник с частотами $k_{f_0} = k/T$, амплитудой $|C_k| = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$ и фазой $-\arctg(b_k/a_k)$.

На практике наиболее часто требуется знание спектра $|S(\omega)_T|^2$. Вклад $|C_k|^2$ в среднюю мощность на частоте k_{f_0} называется интенсивностью сигнала на этой частоте, а график величины $|C_k|^2$ в зависимости от k называется линейчатый спектром Фурье, пример которого приведен на рис. 5.1.

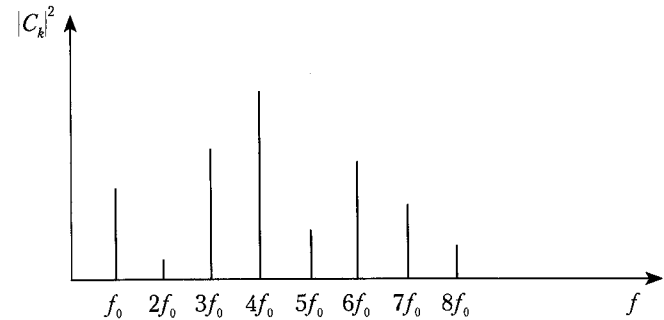


Рис. 5.1. Пример линейчатого спектра Фурье

Таким образом, спектр сигнала характеризуется частотой, амплитудой и фазой его составляющих, которые и требуется измерить. Кроме перечисленных основных характеристик спектр сигналов характеризуется формой и шириной, которых в ряде случаев достаточно для описания спектра сигнала.

Анализаторы спектра можно классифицировать по следующим признакам:

- способу анализа — последовательные, одновременные (параллельные) и смешанные;
- типу индикаторного устройства;
- диапазону частот — низкочастотные, высокочастотные, сверхвысокочастотные и широкодиапазонные.

5.2. Методы измерений характеристик спектра сигналов

В настоящее время известны два основных метода измерения характеристик спектра сигналов: вычисление преобразований Фурье (5.2) цифровыми средствами и получение преобразований Фурье как результата воздействия исследуемого процесса $f(t)$ на избирательный четырехполюсник. Функциональные схемы устройств, реализующих метод вычисления преобразований Фурье, приведены на рис. 5.2 и 5.3

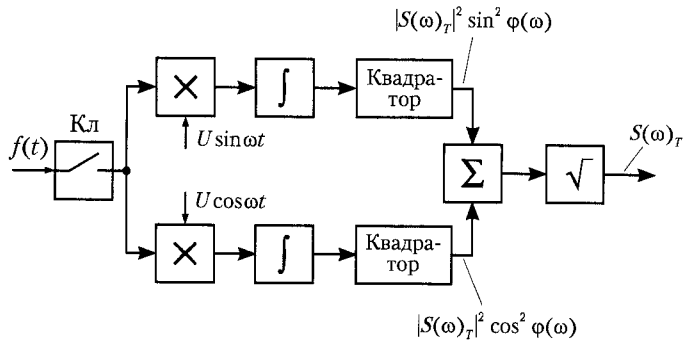


Рис. 5.2. Функциональная схема устройства, реализующего вычисление модуля спектра

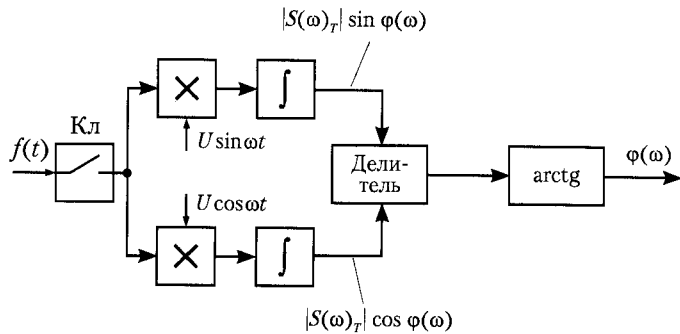


Рис. 5.3. Функциональная схема устройства, реализующего вычисление аргумента спектральной функции

Для измерения модуля и аргумента текущего частотного спектра (см. рис. 5.2 и 5.3) необходим ключ (Кл), прерывающий поступление информации о процессе, описываемом исследуемой функцией $f(t)$, чтобы в момент τ прекратить интегрирование по формулам (5.2) и (5.6). Фактически текущий частотный спектр определяется для функции $f_1(t)$ (рис. 5.4), равной $f(t)$ до момента τ и нулю для $t > \tau$.

Изменяя частоту (см. рис. 5.2 и 5.3), измеряют модуль и аргумент текущего спектра на разных частотах. Для получения одинаковых начальных фаз напряжений $U \sin \omega t$ и $U \cos \omega t$ на всех частотах их источник синхронизируют ключом.

Для измерения спектральной функции $S(\omega)$ с использованием схем, изображенных на рис. 5.2 и 5.3, время интегрирования должно превышать длительность исследуемого процесса $f(t)$.

Для рассмотрения второго метода измерения спектральных характеристик оценим реакцию $U(t)$ четырехполюсника на воздействие процесса $f(t)$, которая определяется обратным преобразованием Фурье

$$U(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) K(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (5.8)$$

где $K(\omega) = |K(\omega)| e^{j\varphi(\omega)}$ — передаточная функция (частотная характеристика); $|K(\omega)|$ — амплитудно-частотная характеристика (АЧХ); $|\varphi(\omega)|$ — фазочастотная характеристика четырехполюсника (ФЧХ).

Умножив правую часть (5.2) на $e^{j\omega\tau}$ и $e^{j\omega t}$, получим

$$S(\omega)_\tau = e^{-j\omega\tau} \int_{-\infty}^{\tau} f(t) e^{[j\omega(\tau-t)]} dt. \quad (5.9)$$

Интеграл в правой части (5.9) можно рассматривать как интеграл наложения (Дюамеля). В общем случае интеграл наложения записывается следующим образом:

$$U(\tau) = H(0)f(\tau) + \int_{-\infty}^{\tau} h(\tau-t)f(t)dt, \quad (5.10)$$

где $U(\tau)$ — мгновенное значение напряжения на выходе четырехполюсника в момент τ ; $f(t)$ — переходная функция; $h(t)$ — импульсная характеристика четырехполюсника.

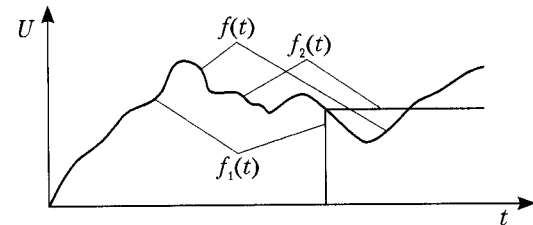


Рис. 5.4. Эпюры входных напряжений процессов: $f(t)$ — анализируемого; $f_1(t)$ — процесса, по которому определяется текущий частотный спектр; $f_2(t)$ — процесса, по которому вычисляется напряжение на выходе однорезонансного контура

Первый член (5.10) учитывает воздействие незакончившегося процесса $f(t)$ после момента отсчета τ (рис. 5.4). Если процесс прерывают в момент $t = \tau$, как это требуется при моделировании выражения (5.2), то первый член (5.10) не нужен [$f(t) = 0$], тогда

$$U(\tau) = \int_{-\infty}^{\tau} f(t)h(\tau-t)dt. \quad (5.11)$$

В соответствии с изложенным выше и с точностью до масштабного коэффициента α результат воздействия исследуемого процесса $f(t)$ на избирательный четырехполосник с импульсной характеристикой можно представить в виде

$$h(t)_{ид} = \alpha e^{j\omega_0 t} = \alpha \cos \omega_0 t + j\alpha \sin \omega_0 t. \quad (5.12)$$

Импульсной характеристикой вида (5.12) обладают четырехполосники, АЧХ которых описываются δ -функцией Дирака $K(\omega) = \delta(\omega - \omega_0)$. Такую импульсную характеристику имеет идеальный одиночный резонансный контур, у которого время установления огибающей $\tau_{фр} > 0$ независимо от полосы пропускания. Импульсную характеристику и переходную функцию реальных избирательных систем можно записать в символической форме

$$h(t) = a(t)e^{j\omega_0 t}; \quad H(t) = b(t)e^{j\omega_0 t}, \quad (5.13)$$

где $a(t)$ и $b(t)$ — огибающие, время нарастания и спада которых зависит от полосы пропускания, точнее, от передаточной функции $K(\omega)$.

Для реального одиночного резонансного контура передаточная характеристика $h(t)_p$ определяется по формуле

$$h(t)_p = \alpha e^{-\alpha t} e^{j\omega_0 t}, \quad (5.14)$$

где $\alpha = R/2L$ — множитель затухания; R, L — сопротивление и индуктивность контура.

Подставив (5.12) в (5.13), получим

$$U(\tau)_{ид} = S(\omega)_{Тид} = \alpha \int_{-\infty}^{\tau} f(t) e^{[j\omega(\tau-t)]} dt. \quad (5.15)$$

Сопоставив (5.15) с (5.9), с учетом (5.3)–(5.6) найдем модуль и аргумент $S(\omega)_{Тид}$:

$$S(\omega)_{Тид} = \alpha S(\omega)_T \sqrt{\cos^2[\omega\tau + \psi(\omega)_T] + \sin^2[\omega\tau + \psi(\omega)_T]} = \alpha S(\omega)_T;$$

$$\psi(\omega)_{Тид} = \arctg \left\{ \frac{\sin[\omega\tau + \psi(\omega)_T]}{\cos[\omega\tau + \psi(\omega)_T]} \right\} = \omega\tau + \psi(\omega)_T.$$

Функциональная схема устройства, реализующего этот метод, представлена на рис. 5.5.

Сигнал $f(t)$ через ключ подводят к двум идеальным контурам с импульсными характеристиками $h_{ид1} = \alpha \cos \omega t$ и $h_{ид2} = \alpha \sin \omega t$. Для измерения модуля напряжения на контурах квадратируют, суммируют и извлекают квадратный корень, а для измерения аргумента выполняют обратное тригонометрическое преобразование отношения напряжения на контурах. В момент отключения $f(t)$ мгновенные значения выходных напряжений схемы соответствуют модулю и аргументу текущего спектра для определенного ω_0 .

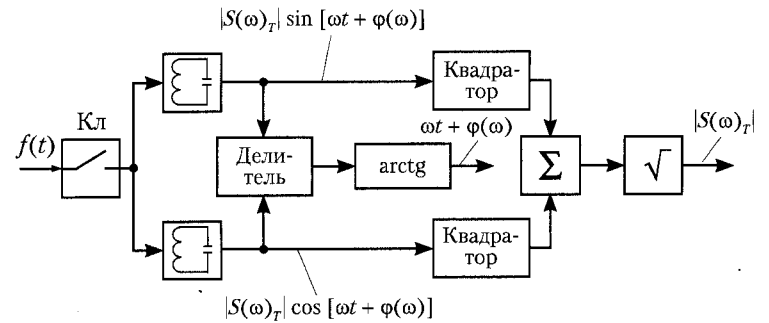


Рис. 5.5. Функциональная схема устройства, реализующего метод определения модуля и аргумента спектральной функции с помощью одиночного резонансного контура

Для измерения спектральной функции $S(\omega)$ по этой схеме (см. рис. 5.5) напряжение на ее выходах отсчитывают после отключения процесса $f(t)$. Анализируя особенности измерений текущего спектра по этой схеме и абстрагируясь от технической реализации идеальных одиночных

резонансных контуров, можно подсказать пути упрощения схемы в тех случаях, когда не нужно измерять аргумент текущего спектра. После отключения процесса $f(t)$ от схемы переменное напряжение на идеальных контурах не меняется и для измерения модуля текущего спектра достаточно измерить переменное напряжение на контуре, т.е. достаточна схема с одним идеальным контуром.

Модуль спектральной функции отключенного процесса можно измерить с помощью одноканальной схемы с идеальным контуром без ключа, поскольку после отключения процесса переменное напряжение на контуре не зависит от времени и положения ключа, так как нет внешних воздействий.

На практике аппаратный частотный спектр не соответствует ни полному (5.1), ни текущему (5.2) спектрам, так как реализовать бесконечные пределы интегрирования невозможно.

Практически для анализа непрерывных процессов используют весовые функции («окна»), которые ограничивают процесс, подвергаемый анализу. Используются прямоугольные «окна», «окна» Тьюки, Хэмминга, Бартлета, Парзена и др.

Анализ с использованием весовой функции («окна») выполняется согласно (5.11):

$$U(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)h(\tau - t)dt = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)a(\tau - t)e^{j\omega(\tau - t)} dt = e^{j\omega\tau} \int_{-\infty}^{\infty} f(t)a(\tau - t)e^{-j\omega t} dt,$$

где $a(\tau - t)$ — весовая функция, которая как бы вырезает часть процесса $f(t)$ (рис. 5.6).

Применение фильтров с ограниченной полосой пропускания и конечной длительностью «окна» приводит к определенным погрешностям, которые можно учесть.

Уменьшение полосы пропускания анализирующего фильтра при увеличении протяженности «окна» приближает спектральную функцию взвешенного участка процесса $f(t)a(\tau - t)$ к спектральной функции процесса $f(t)$, и при $T_{\phi} \gg T_{\text{прп}}$ ($T_{\text{прп}}$ — длительность процесса) они совпадут.

Разновидностью первого метода является метод вычисления коэффициентов Фурье (5.7) как суммы выборочных значений сигнала, взятых через промежутки времени Δt на интервале $-T/2 < t < T/2$ и умноженных на $\sin k\omega_0 t$ и $\cos k\omega_0 t$, с

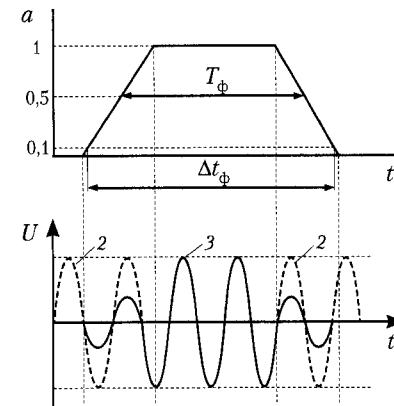


Рис. 5.6. Наложение весовой функции $a(t)$ на процесс $f(t)$: 1 — весовая функция; 2 — процесс $f(t)$; 3 — $a(t)f(t)$ — взвешенный процесс $f(t)$

последующим вычислением амплитуды и фазы спектральных составляющих.

Разновидностью второго метода является дисперсионный анализ, где роль анализирующих фильтров выполняет дисперсионная линия задержки.

5.3. Средства измерений характеристик спектра. Классификация, основные характеристики

Приведенные выше методы измерений характеристик спектра аппаратно реализуются различными измерительными приборами, основными из которых являются анализаторы спектра, которые рассматриваются далее.

Основная масса существующих анализаторов спектра реализует второй из изложенных в параграфе 5.2 методов, причем реализация идет по пяти направлениям: анализ спектра с помощью набора полосовых фильтров (параллельный анализ), с помощью перестраиваемого фильтра или гетеродинированием (последовательный анализ), с помощью дисперсионных линий задержки, анализ на цифровом фильтре и псевдопараллельный анализ.

Бурное развитие в настоящее время получают вычислительные анализаторы благодаря их определенным досто-

инструментам при анализе спектров низких частот. Такие анализаторы основаны на выполнении дискретного или быстрого преобразования Фурье.

Кроме того, все анализаторы в зависимости от способа измерения разделяют на приборы последовательного и одновременного анализа (анализаторы, работающие в реальном масштабе времени). Первые содержат фильтр, а анализ спектра производится путем перестройки фильтра по частоте или гетеродинного преобразования исследуемого спектра. При этом изменяется частота гетеродина, а анализатор по своей структуре подобен супергетеродинному приемнику. Приборы второго типа отличаются тем, что спектр анализируемого процесса на определенном участке частот, выделяемом «окном», воспроизводится почти одновременно (за время много меньшее длительности анализируемого процесса). К вторым приборам относятся анализаторы параллельного и псевдопараллельного действия, дисперсионные анализаторы спектра и ряд вычислительных анализаторов, работающих в определенном диапазоне частот.

Рассмотрим принцип работы и характеристики перечисленных выше анализаторов.

Анализаторы спектра параллельного действия

В этих приборах анализ спектра производится с помощью фильтров с перекрывающимися частотными характеристиками (рис. 5.7, а). Выходные напряжения фильтров после детектирования (рис. 5.7, б) поочередно с помощью коммутатора подаются на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ. Коммутатором управляет ступенчатое напряжение генератора развертки. За время действия от t_0 до t_1 первой ступеньки (рис. 5.7, в) к вертикально отклоняющим пластинам ЭЛТ подключен детектор D_1 , за время действия от t_1 до t_2 второй ступеньки — детектор D_2 и т.д. По истечении периода развертки все фильтры будут поочередно подключены к вертикально отклоняющим пластинам ЭЛТ.

Пусть анализируемое колебание содержит две спектральные составляющие с амплитудами U_1 и U_2 , а частоты составляющих f_1 и f_2 совпадают с центральными частотами фильтров Φ_2 и Φ_4 . Как следует из рис. 5.7, б, под действием входного колебания на выходе фильтров Φ_2 и Φ_4 возникнут напряжения, пропорциональные U_1 и U_2 , а на выходе фильтров Φ_1 , Φ_3 и Φ_5 — напряжения значительно меньшей амплитуды. На экране ЭЛТ возникнут пять выбросов, несущих

информацию об исследуемом спектре (рис. 5.7, з). Отсчет спектральных составляющих производится обычно только по амплитудам двух наибольших выбросов, а остальные три являются нежелательными. Нежелательные выбросы становятся тем меньше, чем ближе форма частотных характеристик фильтров к прямоугольной, так как при такой форме под действием спектральной составляющей появляется напряжение на выходе только одного фильтра.

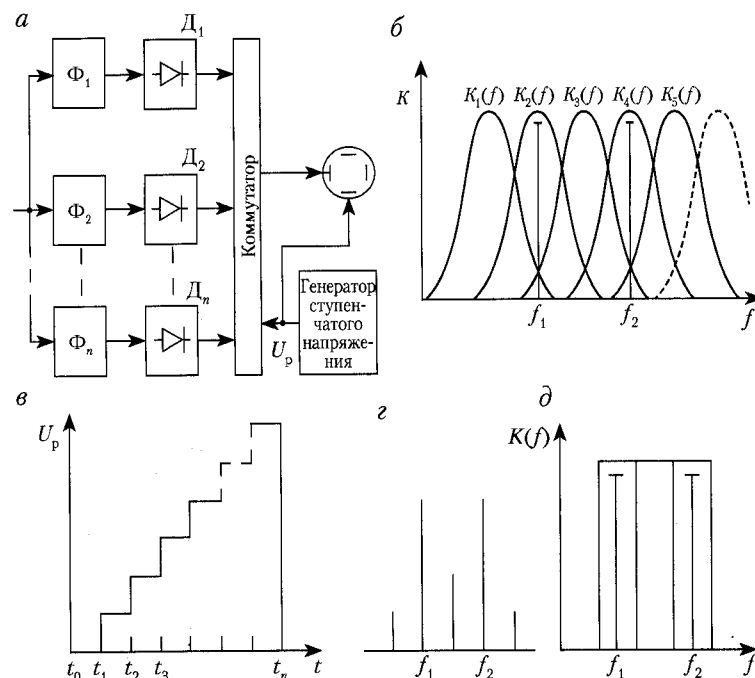


Рис. 5.7. Структурная схема анализатора спектра параллельного действия и принцип его работы

Важнейшей характеристикой анализатора является его разрешающая способность, количественно определяемая как минимальная разность частот двух спектральных составляющих, при которой эти составляющие можно наблюдать на экране индикатора отдельно. Как следует из рис. 5.7, д, для фильтров с прямоугольной частотной характеристикой $K(f)$ (идеальных фильтров) разрешающая способность $\Delta f_p = 2\Delta f_\Phi$.

Однако частотную характеристику прямоугольной формы невозможно реализовать на практике, и в анализаторах используют фильтры с частотной характеристикой, близкой к прямоугольной. Надежного разделения спектральных составляющих достигают при большой разности частот, и разрешающую способность приблизительно оценивают удвоенной полосой пропускания фильтра

$$\Delta f_p = 2(2\Delta f_\phi).$$

Для получения постоянной разрешающей способности во всем диапазоне анализируемых частот фильтры следует делать с постоянной полосой пропускания. Это требование легко выполнить в том случае, когда отношение максимальной анализируемой частоты к минимальной не превышает нескольких единиц. Но даже в звуковом и инфразвуковом диапазонах необходимо вести анализ от долей герца до единиц килогерц, при этом полоса пропускания фильтра на нижней границе частот должна быть 0,01 Гц и меньше. Сохранение такой полосы во всем диапазоне невозможно, поскольку на частоте 1кГц фильтр должен иметь эквивалентную добротность 10^5 . Кроме того, число фильтров для анализа сигналов в звуковом диапазоне с такой разрешающей способностью столь велико, что реализовать такое устройство практически невозможно. Во избежание этого фильтры выполняют с одинаковой эквивалентной добротностью, а их полоса пропускания выбирается кратной октаве (обычно 1/3 и 1/2 октавы).

Фильтрам анализатора свойственна инерционность, которую принято оценивать временем установления τ_y напряжения на выходе фильтра от 0,1 до 0,9 установившегося значения (значения 0,1 и 0,9 приняты условно и в ряде конкретных случаев могут быть другими).

Как известно, для фильтров с различной формой частотной характеристики

$$\tau_y = A/2\Delta f_\phi,$$

где A — постоянный коэффициент, зависящий от типа применяемого фильтра. Так, для одиночного контура $A = 0,73$, для системы связанных контуров с критической связью $A = 0,72$. Для приближенных расчетов можно принять $A = 1$.

Очевидно, что спектральные составляющие можно измерить по истечении интервала времени, большего или равного τ_y . Этот интервал характеризует время анализа

$$T_a = \tau_y 1/2\Delta f_\phi. \quad (5.16)$$

Если фильтры имеют разные полосы пропускания, то время анализа определяется наименьшей полосой.

Гетеродинные анализаторы спектра последовательного типа

Как уже отмечалось, в большинстве случаев достаточно иметь информацию об амплитуде и частоте составляющих спектра сигналов, а фазовый спектр не представляет интереса. Для измерения амплитудного спектра в большинстве случаев используют анализаторы спектра последовательного типа. С помощью приборов этого класса можно исследовать периодические и другие виды сигналов, спектры которых практически не изменяются за время измерения. Такие приборы получили наибольшее распространение.

Рассмотрим работу гетеродинного анализатора спектра по упрощенной структурной схеме (рис. 5.8, а).

Генератор развертки вырабатывает пилообразное напряжение $U_{\text{раз}}$, которое воздействует на горизонтально отклоняющие пластины ЭЛТ, вызывая отклонение луча по оси X . Кроме того, это же напряжение поступает на управляющий элемент частотно-модулированного генератора (ЧМ-генератора). При линейной модуляционной характеристике частота колебаний линейно меняется во времени (рис. 5.8, б). Постоянное по амплитуде напряжение ЧМ-генератора вместе с исследуемым колебанием подается на смеситель. Пусть спектр колебания состоит из двух спектральных составляющих с амплитудами U_1 и U_2 на частотах f_1 и f_2 , причем по амплитуде эти составляющие много меньше напряжения U_r ЧМ-генератора (рис. 5.8, в). Тогда в области частот, меньших частоты генератора f_r , ток смесителя будет содержать составляющие разностных частот $f_r - f_1$ и $f_r - f_2$ с амплитудами, пропорциональными U_1 и U_2 . При перестройке генератора эти составляющие также будут смещаться по частоте по линейному закону, как показано на рис. 5.8, б. Колебание со смесителя попадает на усилитель промежуточной частоты (УПЧ) — высокоизбирательное устройство, настроенное на частоту f_p , с амплитудно-частотной характеристикой $K(f)$ (см. рис. 5.8, б).

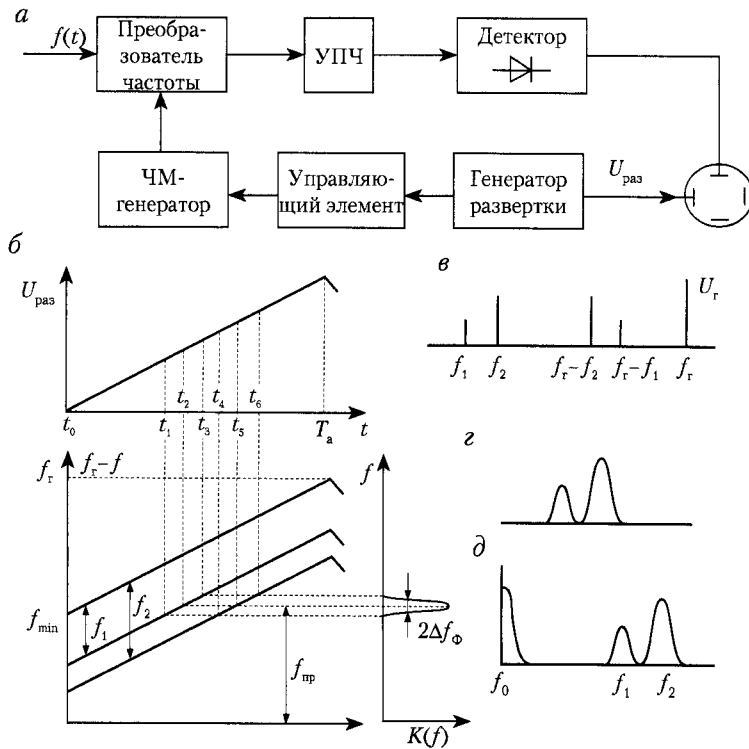


Рис. 5.8. Структурная схема гетеродинного анализатора спектра последовательного типа и принцип его работы

Построение траектории светящегося пятна на экране ЭЛТ показано на рис. 5.8, б. При перестройке генератора сигналы U_1 и U_2 последовательно на экране ЭЛТ воспроизводят форму АЧХ усилителя промежуточной частоты (УПЧ). Высота выбросов на экране ЭЛТ пропорциональна U_1 и U_2 (рис. 5.8, в). Следовательно, по высоте выбросов можно судить об амплитудах спектральных составляющих, а их частоты определять по положению выбросов по горизонтальной оси на экране индикатора и частоте f_r .

При исследовании спектра для удобства отсчета спектральных линий минимальную частоту ЧМ-генератора f_{\min} следует выбирать равной f_{ϕ} . Тогда первый выброс, обусловленный напряжением ЧМ-генератора, происходит в момент времени t_0 , а значения частот f_1 и f_2 отсчитываются по шкале, нуль которой совмещен с началом развертки (рис. 5.8, д).

Для отсчета частот спектральных составляющих необходимо знать масштаб по оси X , определяемый как приращение Δf_r частоты генератора, отнесенное к смещению ΔX пятна по оси абсцисс. Поскольку смещение ΔX пропорционально изменению напряжения развертки $\Delta U_{\text{раз}}$, масштаб пропорционален отношению $\Delta f_r / \Delta U_{\text{раз}}$, но зависимость $f_r(U_{\text{раз}})$ — модуляционная характеристика ЧМ-генератора, поэтому характер масштаба определяется видом этой зависимости. Если модуляционная характеристика линейна, то отношение $\Delta f_r / \Delta U_{\text{раз}}$ постоянно и масштаб тоже линейный.

Линейный масштаб свойствен большинству анализаторов спектра. В этом случае модуляционная характеристика ЧМ-генератора имеет вид $f_r = f_{\min} + aU_{\text{раз}}$, где a — крутизна модуляционной характеристики. Напряжение развертки определяет отклонение пятна по оси абсцисс $X = S_X U_{\text{раз}}$. Под действием колебания с частотой $f_r - f_1$ отклонение пятна по оси ординат

$$Y = S_y K_{\text{пр}} U_r K(f_r - f_1) K_d,$$

где $K_{\text{пр}}$ и K_d — коэффициенты передачи преобразователя и детектора.

Вышеприведенное уравнение можно записать в следующем виде

$$Y = S_y K_d K_{\text{пр}} U_r K(f_{\min} - f_1 + aX/S_X).$$

Отсюда ясно, что вид этой зависимости в некотором масштабе соответствует форме АЧХ УПЧ. Следовательно, наблюдаемые на экране индикатора выбросы отображают зависимость $K(f)$.

Предположение о том, что напряжение на выходе УПЧ пропорционально его коэффициенту передачи на частоте воздействующего на него колебания, справедливо только в статическом режиме, когда частота ЧМ-генератора изменяется с настолько малой скоростью, что переходные процессы в УПЧ успевают полностью закончиться. На практике приходится учитывать влияние переходных процессов, за счет которых частотная характеристика может сильно деформироваться.

Вид динамической частотной характеристики определяется статической частотной характеристикой УПЧ и скоростью изменения частоты воздействующего на УПЧ сигнала (рис. 5.9).

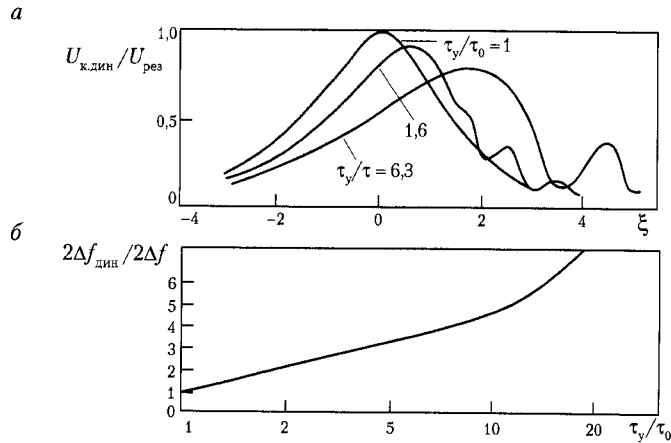


Рис. 5.9. Динамические искажения анализатора спектра (а) и связь параметров сигнала с характеристиками прибора (б)

На рис. 5.9, а по оси ординат отложено отношение амплитуды напряжения $U_{к.дин}$ на контуре в динамическом режиме к резонансному напряжению $U_{рез}$, а по оси абсцисс — обобщенная расстройка ξ . Параметром семейства является отношение τ_y/τ_0 , где τ_0 — время пребывания в пределах полосы пропускания УПЧ спектральной составляющей. Как следует из рис. 5.9, б, скорость смещения частоты сигнала ЧМ-генератора равна $(f_{max} - f_{min})IT_a$, где f_{max} — максимальная частота ЧМ-генератора; T_a — время анализа спектра, определяемое длительностью прямого хода развертки. Очевидно, что

$$\tau_0 = 2\Delta f_{\phi} T_a / (f_{max} - f_{min}).$$

Поскольку $\tau_y = 1/2\Delta f_{\phi}$, то

$$\tau_y/\tau_0 = (f_{max} - f_{min}) / T_a (2\Delta f_{\phi})^2.$$

Кривая, соответствующая $\tau_y/\tau_0 = 0$, является резонансной кривой контура УПЧ. При увеличении скорости развертки частотные характеристики деформируются. Максимумы характеристик смещаются вправо от резонанса, причем смещение возрастает с ускорением роста частоты. Это объясняется тем, что на частотах, меньших резонансной, из-за инерционности контура амплитуда колебания не успевает достигнуть установившегося значения и при дальнейшем увеличении частоты продолжает расти. Форма спадающего

участка динамической частотной характеристики обусловлена биениями, вызываемыми взаимодействием внешнего сигнала изменяющейся частоты и собственными колебаниями контура. Анализ показывает, что росту отношения τ_y/τ_0 соответствует расширение полосы пропускания динамической характеристики $2\Delta f_{дин}$ (см. рис. 5.9, б).

В анализаторах спектра нет необходимости точно воспроизводить частотную характеристику УПЧ, так как информация о спектре заложена в положении выбросов по оси X и их амплитуде. Здесь вполне допустимо небольшое отклонение формы выбросов от формы АЧХ УПЧ. Тогда время анализа спектра вычисляется из соотношения

$$T_a = (f_{max} - f_{min}) / (2\Delta f_{\phi})^2$$

и может достигать десятков секунд, поэтому в анализаторах спектра используют трубки с послесвечением или другие индикаторы с памятью. Из рис. 5.9, а видно, что при переходе с одной скорости развертки на другую изменяется отношение $U_{к.дин}/U_{рез}$, поэтому для точного измерения амплитуды составляющих спектра при таком переходе необходимо каждый раз проводить калибровку прибора.

Разрешающую способность анализатора спектра оценивают удвоенной полосой пропускания УПЧ. В динамическом режиме полоса пропускания УПЧ расширяется, что ухудшает разрешающую способность. Это ухудшение можно оценить по графику, приведенному на рис. 5.9, б, из которого следует, что, например, значению $\tau_y/\tau_0 = 20$ соответствует пятикратное расширение полосы. С переходом в динамический режим разрешающая способность ухудшается. На практике всегда используется динамический режим, поэтому анализатор характеризуется динамической разрешающей способностью $\Delta f_{р.дин}$, определяемой по формуле

$$\Delta f_{р.дин} = 2(2\Delta f_{дин}).$$

Если время анализа выбрано из (5.16), то динамическая полоса пропускания УПЧ $2\Delta f_{дин}$ лишь незначительно превышает статическую полосу. Уменьшение времени анализа приводит к ухудшению разрешающей способности.

Ранее указывалось, что форма напряжения развертки может быть любой. При нелинейной развертке скорость изменения частоты ЧМ-генератора непостоянна в разных

точках экрана. В динамическом режиме это приводит к искажению спектра: колебание постоянной амплитуды будет вызывать выбросы разной высоты в зависимости от положения на экране, т.е. от частоты исследуемого колебания. Поскольку для анализаторов спектра характерен динамический режим, развертка всегда должна быть линейной.

Иногда приходится анализировать спектр последовательности импульсов с большой скважностью. Спектры таких импульсов содержат число составляющих, примерно равное скважности, а их раздельное наблюдение потребовало бы очень большого времени. Поэтому при анализе подобных спектров задача обычно состоит в выделении не отдельных спектральных составляющих, а огибающей спектра. Соответственно изменяются и требования к разрешающей способности: полосу пропускания УПЧ выбирают значительно уже лепестка спектра. При такой полосе постоянная времени контура УПЧ оказывается намного меньше периода повторения исследуемых импульсных сигналов. По окончании каждого импульса, воздействующего на контур, в последнем возникают свободные колебания, полностью затухающие к моменту прихода очередного импульса. Следовательно, ход процесса в контуре не изменяется, если рассматривать воздействие на него не периодической последовательности импульсов, а ряда одиночных импульсов со сплошным спектром.

При рассмотрении принципа работы анализатора предполагалось, что в полосу пропускания УПЧ попадает лишь сигнал с разностной частотой вида $f_r - f_c = f_p$. Однако в эту полосу попадает также сигнал с частотой $f_r' = f_c + f_p$.

Как известно, эффективная ширина спектра связана с длительностью импульса $\tau_{\text{и}}$ соотношением $\Delta f_{\text{эф}} = K/\tau_{\text{и}}$, где K — коэффициент, зависящий от формы импульса, способа определения его длительности и отношения энергии, заключенной в пределах $\Delta f_{\text{эф}}$ к общей энергии импульса. Так, для импульса прямоугольной формы при $K = 6$ в полосе частот $\Delta f_{\text{эф}}$ сосредоточено 95% энергии импульса.

Для сигналов с широкими спектрами приходится выбирать высокую промежуточную частоту. Полоса пропускания УПЧ может оказаться чрезмерно широкой, а разрешающая способность — недостаточной. В этих случаях применяют двойное или тройное преобразование с понижением частоты. Узкополосная фильтрация сигнала происходит в УПЧ, следующем за последним смесителем.

В анализаторах спектра ось частот калибруется с помощью частотных меток либо с помощью маркера.

В простейшем случае для создания метки маркера используется генератор гармонического напряжения, частота которого устанавливается оператором и считывается со шкалы генератора. Это напряжение поступает на вход анализатора и вызывает выброс на экране ЭЛТ — частотную метку. Совмещая метку с выбросами, соответствующими спектральным составляющим, можно измерить частоты последних.

Погрешность измерения частоты зависит от точности совмещения, погрешности определения частоты по шкале генератора и ширины полосы пропускания УПЧ. Определяющими являются два последних параметра, так как первый можно исключить многократным повторением измерений.

Измерение частоты составляющих в широкополосном спектре удобнее производить по частотным меткам, получаемым от генератора импульсов, дающих дискретный спектр. Высоту выбросов можно измерять по масштабной сетке, помещенной перед экраном. При этом различают два вида анализаторов спектра: приборы, измеряющие отношение спектральных составляющих, и приборы, предназначенные для измерения абсолютного уровня. Появление последних способствовало сокращению парка измерительных приемников, функции которых они заменили.

Прибор С4-74 представляет собой панорамный супергетеродинный приемник с четырехкратным преобразованием частоты.

Частота настройки прибора автоматически или вручную перестраивается в пределах всего рабочего поддиапазона или в любом участке соответствующего поддиапазона с меньшими пределами перестройки.

Сигнал с выхода детектора анализатора спектра индуцируется в виде откликов на экране ЭЛТ, горизонтальная развертка которой синхронизирована с перестройкой частоты свипгенератора. Структурная схема прибора приведена на рис. 5.10.

Исследуемый сигнал в зависимости от выбранного поддиапазона (300 Гц—150 МГц или 150—300 МГц) через входной ступенчатый аттенюатор, переключатель и фильтр низкой частоты (ФНЧ) 0—150 МГц или полосовой фильтр (ПФ) 150—300 МГц поступает на соответствующий смеситель. На смеситель также поступает сигнал от гетеродина, частота которого в зависимости от выбранного режима изменяется от 263,5 до 413,5 МГц плавно (вручную или автоматически)

или дискретно через 1 МГц. Преобразованный сигнал частотой $263,5 \pm 0,5$ МГц усиливается, проходит через фильтр и поступает на второй смеситель, где с помощью гетеродина частоты 150 МГц преобразуется в сигнал частоты $113,5 \pm 0,5$ МГц. Усиленный сигнал $113,5 \pm 0,5$ МГц поступает на третий смеситель, где с помощью третьего гетеродина частотой $105,34 \pm 0,5$ МГц преобразуется в сигнал частотой 8160 кГц. Частота третьего гетеродина в зависимости от выбранного режима изменяется в пределах 1 МГц плавно (вручную или автоматически) или дискретно через 10 кГц. Сигнал частотой 8160 кГц фильтруется, а затем поступает на четвертый смеситель, где преобразуется в сигнал частотой 128 кГц.

На частотах 8160 и 128 кГц осуществляется разделение компонентов, линейное, логарифмическое усиление и детектирование сигнала. Усиленный по постоянному току сигнал поступает на вертикальные пластины ЭЛТ.

В приборе предусмотрено обратное преобразование (восстановление) исходного сигнала для обеспечения возмож-

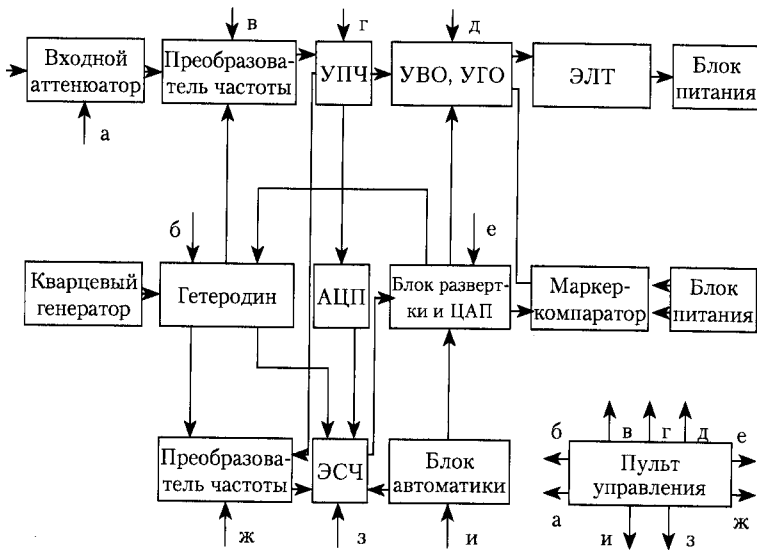


Рис. 5.10. Структурная схема прибора С4-74:

УВО — усилитель вертикального отклонения;

УГО — усилитель горизонтального отклонения;

ДЛЗ — дисперсионная линия задержки

ности производить измерение частот компонентов сигнала со сложной структурой спектра и погрешностью внутреннего частотомера.

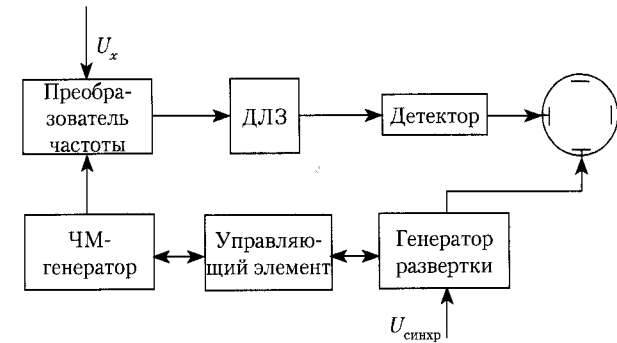


Рис. 5.11. Структурная схема простейшего анализатора спектра на дисперсионной линии задержки

Если исследуемое напряжение имеет вид повторяющихся радиоимпульсов, то необходимо, чтобы отклики, вызванные соседними радиоимпульсами, не перекрывались. Следовательно, длительность паузы $\tau_{\text{па}}$ между импульсами (оглабающими радиоимпульсов) должна превышать длительность отклика T_a от предыдущего импульса. Чтобы с помощью дисперсионных линий проанализировать спектры непрерывных колебаний, их следует преобразовать в последовательность радиоимпульсов, называемых выборками. Выборки чередуются с паузами, длительность которых должна превышать время анализа. Для уменьшения отношения $T_a/\tau_{\text{и}}$ применяется режим работы с преобразованием частоты. Напряжение гетеродина имеет вид прямоугольных импульсов с линейно изменяющейся во времени частотой. По окончании очередного импульса смеситель запирается, и исследуемое напряжение не поступает на вход линии задержки, что соответствует паузе. Структурная схема такого анализатора подобна схеме анализатора с преобразованием, показанной на рис. 5.11. Единственное отличие состоит в способе запуска генератора развертки: в анализаторе непрерывных колебаний он происходит от внешнего источника.

В режиме анализа спектров радиоимпульсов полоса частот УПЧ1 составляет 10 МГц, в режиме анализа спектров непрерывных сигналов 3 МГц. С выхода УПЧ1 сигнал поступает на анализирующую ступень прибора, которая состоит из смесителя 2, ЧМ-генератора, УПЧ2 и ДЛЗ, с помощью которой осуществляется спектральное разложение сигнала. В режиме анализа спектров радиоимпульсов запуск ЧМ-генератора осуществляется сигналом с детектора, включенного на выход УПЧ2, либо импульсным внешним сигналом; в режиме анализа спектров непрерывных сигналов — периодическими синхроимпульсами, поступающими от блока управления. В этом режиме измерений можно реализовать весовую обработку сигнала по косинусоидальному закону.

С выхода ДЛЗ отклики, определяющие спектральные составляющие анализируемых импульсов или выборок непрерывного сигнала, через отсчетный аттенюатор и УВО подаются на ЭЛТ. Для наблюдения спектра в анализаторе используют калиброванную развертку, что позволяет отсчитывать частотные интервалы в спектре непосредственно по масштабной сетке на экране ЭЛТ.

Анализатор спектра позволяет выполнить анализ спектров радиоимпульсов из кодовых пачек путем стробирования сигнала в УПЧ1. Для этого используют генератор стробимпульсов, который запускается внешним видеоимпульсом, предшествующим кодовой пачке.

Анализатор спектра позволяет наблюдать спектр в координатах частота—время—амплитуда и частота—время. В первом случае в анализаторе осуществляется дополнительная медленная развертка луча по вертикали и горизонтали. При этом спектрограммы соседних выборок сигнала или последовательно проходящих на вход радиоимпульсов сдвигаются на экране по вертикали и горизонтали, что в сочетании с детектированием откликов, поступающих с выхода ДЛЗ, создает имитацию временного рельефа спектра на экране. Напряжение медленной развертки (развертки оси времени) складывается соответственно с огибающими выходных откликов и напряжением развертки спектрограмм.

Если УВО отключается, а огибающие откликов ДЛЗ подаются на модулятор ЭЛТ, на экране анализатора индуцируется только зависимость частоты от времени.

С помощью анализатора спектра С4-47 (С4-50) можно:

- наблюдать и измерять частоту спектральных составляющих радиоимпульсов и форму их спектра, в том числе следующих с весьма малой частотой повторения.

Так как прибор определяет спектр каждого радиоимпульса, поступающего на его вход, то при считывании с экрана анализатора можно наблюдать спектры одиночных радиоимпульсов;

- оценивать изменение спектров от импульса к импульсу в координатах частота—амплитуда—время и частота—время как с внешним, так и с внутренним запуском развертки оси времени;
- наблюдать и измерять спектры кодированных импульсных сигналов, измерять спектры радиоимпульсов, заранее выбранных с помощью системы стробирования из кодовой пачки, оценивать изменение в координатах частота—время—амплитуда спектров от импульса к импульсу в пачке, а также взаимную когерентность импульсов в пачке при малых сдвигах во времени между ними;
- оценивать взаимную когерентность радиоимпульсов в двух одновременно подаваемых на вход анализатора последовательностях;
- определять частоту радиоимпульсов, оценивать уход частоты и амплитуды от импульса к импульсу, в том числе определять закон изменения этих уходов во времени;
- измерять и наблюдать спектры непрерывных сигналов в реальном масштабе времени, определять закон уходов частоты во времени, отношение амплитуд различных частотных компонентов сложного сигнала и соответствующие частотные интервалы;
- определять девиацию частоты и закон частотной модуляции ЧМ-сигнала при девиации 0,4—3 МГц и частотах повторения до 1 кГц;
- исследовать среду с быстро изменяющимся во времени коэффициентом передачи, зондируя ее радиоимпульсами с известными спектрами; таким путем, в частности, возможно изучение нестационарной плазмы, ионосферы и проч.

Анализаторы спектра на цифровом фильтре

Бурное развитие вычислительной техники позволило создать анализаторы спектра с цифровым фильтром в низкочастотном диапазоне. Появление вычислительных устройств

с высоким быстродействием и те преимущества, которые дает цифровая фильтрация, создают уверенность, что анализаторы спектра с цифровым фильтром заменят в ряде диапазонов частот анализаторы других типов.

Частотная характеристика и стабильность в отношении дрейфа цифрового фильтра более точно определены и превосходят по соответствующим параметрам эквивалентный аналоговый фильтр. Цифровой фильтр не нуждается в подстройке, компенсирующей неточности из-за старения компонентов, и его универсальность намного выше аналогового фильтра. Однако главным преимуществом цифровой фильтрации является то, что упрощается применение высокоточных цифровых детекторов и устройств усреднения. Цифровой детектор измеряет истинное среднеквадратическое значение анализируемого сигнала без ограничений, связанных с его пик-фактором. Следовательно, рабочий диапазон ограничивается лишь нормальными пределами общего динамического диапазона и временем реакции фильтра (5.16). Цифровое устройство усреднения, обеспечивающее усреднение по линейному и показательному законам, отличается универсальностью, недостижимой для аналоговых усредняющих устройств.

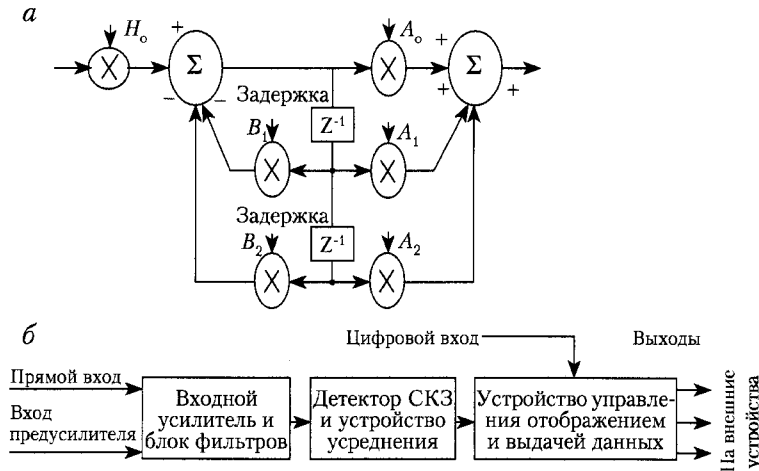


Рис. 5.13. Обобщенные схемы двухполюсного цифрового фильтра (а) и анализатора спектра, построенного на таких фильтрах (б)

На рис. 5.13 приведена обобщенная схема двухполюсного цифрового фильтра. Этот фильтр относится к группе рекурсивных, у которых наличие обратной связи гарантирует получение в определенный момент времени выходного сигнала, описываемого явной функцией зависящей от предшествующих этому моменту входных и выходных сигналов. Характеристики такого фильтра, т.е. форма его частотной кривой, относительная ширина полос пропускания и конфигурация — фильтр нижних частот, фильтр верхних частот, полосовой фильтр или полосно-заграждающий фильтр, — зависят от коэффициентов умножительных устройств A_0, A_1, A_2, B_1 и B_2 . Рабочий частотный диапазон фильтра (ω_0) определяется задержкой Z^{-1} . Задержка Z^{-1} идентична элементарному интервалу выборки при предположении мгновенного выполнения операций сложения и умножения. Следовательно, рабочий частотный диапазон фильтра можно регулировать путем регулирования интервала выборки; например, увеличение интервала выборки вдвое (т.е. сокращение на половину частоты выборки) приводит к сдвигу рабочего частотного диапазона фильтра на октаву ниже при сохранении его относительной ширины полосы пропускания. Свойства и параметры цифрового фильтра, относящиеся к времени установления, сдвигу фазы и др., практически идентичны соответствующим характеристикам эквивалентного аналогового фильтра.

Пользуясь соответствующими Z -преобразованию обозначениями, передаточную функцию цифрового фильтра (см. рис. 5.13) можно определить выражением

$$H(Z) = H_0(A_0 + A_1Z^{-1} + A_2Z^{-2}) / (1 - B_1Z^{-1} - B_2Z^{-2}), \quad (5.18)$$

где Z -преобразование является дискретным преобразованием Лапласа, в котором оператор Z^{-1} заменяет оператор Лапласа S . Эти два оператора можно взаимно преобразовать:

$$Z^{-1} = e^{-St}.$$

Время, затрачиваемое реальными цифровыми фильтрами в процессе умножения, играет существенную роль при сравнении с интервалом выборки Z^{-1} . Следовательно, время задержки выбирается так, чтобы оно вместе с временем умножения равнялось интервалу выборки. На вход цифрового фильтра подается последовательность дискретных данных,

представляющая временную функцию анализируемого сигнала. На выходе фильтра с передаточной функцией (5.18) получаем спектральную функцию аналогично (5.15) с использованием передаточной функции (5.13).

На цифровом фильтре можно строить анализаторы спектра и параллельного, и последовательного типа, принцип работы, характеристики которых и приведены выше.

Анализаторы спектра псевдопараллельного действия (анализаторы реального времени со сжатием временного масштаба)

Анализаторы спектра псевдопараллельного действия состоят как из цифровых, так и из аналоговых частей и основаны на сжатии временного масштаба.

Одним из преимуществ одновременного (параллельного) анализа по сравнению с последовательным является минимальное время анализа. Сокращение времени анализа до минимального с одновременным использованием преимуществ последовательного анализа (простота и надежность схемы, высокая избирательность) является одной из главных задач квазиодновременного анализа.

Для заданной полосы пропускания Δf с нестабильностью $\mu \ll 1$ (что определяет точность приводимой в дальнейшем формулы) и полосы анализа F минимальное необходимое время анализа определяется выражением

$$T_{a \min} = 2F/\pi\mu(\Delta f)^2.$$

Применяя данное выражение, необходимо учитывать также следующие обстоятельства. При воздействии на анализатор случайных или почти периодических процессов сигнал на выходе анализатора будет флуктуировать с интервалом корреляции τ_k , где $\tau_k \leq 1/\Delta f$.

В зависимости от требуемой точности δ спектрального анализа будет определяться время измерения $T_{\text{изм}}$, необходимое для дополнительного усреднения.

В анализаторах спектра с характеристикой избирательности, имеющей малый коэффициент прямоугольности K_b на уровне b , переходные процессы, возникающие при перестройке анализатора, определяются не полосой пропускания Δf , а крутизной спада характеристики или эквивалентной ей полосой пропускания $\Delta f'$.

Для сокращения времени анализа до минимального применяются различные схемы построения анализаторов. В частности, применяется схема анализатора с комбинацией последовательного и одновременного методов анализа, когда на выходе гетеродинного анализатора включен не полосовой фильтр, а гребенка отстоящих друг от друга на полосу пропускания фильтров, подключаемых поочередно через коммутатор к индикаторному устройству. Наиболее эффективным способом сокращения времени анализа низкочастотных процессов является транспонирование спектра из инфразвукового и звукового диапазонов в диапазон высоких частот, обеспеченный широкой номенклатурой анализаторов последовательного типа.

При транспонировании спектра оператор преобразования M выполняет мультипликативное смещение с коэффициентом транспонирования K_T

$$MS(\omega) = S(K_T\omega).$$

В зависимости от значения K_T будет происходить сжатие ($K_T < 1$) или расширение ($K_T > 1$) спектра.

Процесс транспонирования можно рассмотреть также с точки зрения изменения временного масштаба, поскольку зависимости $\omega' = K_T\omega$ соответствует зависимость

$$t' = K_c t,$$

где K_c — коэффициент сжатия масштаба времени. Наглядно сжатие временного масштаба представлено на рис. 5.14, где показан гармонический сигнал до транспонирования (рис. 5.15, *a*) и после (рис. 5.15, *б*). При этом коэффициент сжатия временного масштаба $K_c = T'/T$, а коэффициент транспонирования (увеличение частоты) $K_T = T/T'$.

На практике осуществляется транспонирование спектра какой-либо конечной реализации процесса, а не всего процесса в целом, что приводит к определенным погрешностям анализа.

В зависимости от диапазона частот транспонируемых сигналов значения коэффициента транспонирования и метрологических требований, предъявляемых к преобразованию, применяются различные способы транспонирования, краткое рассмотрение которых приводится ниже.

Простым и давно известным способом транспонирования является запись и воспроизведение исследуемого про-

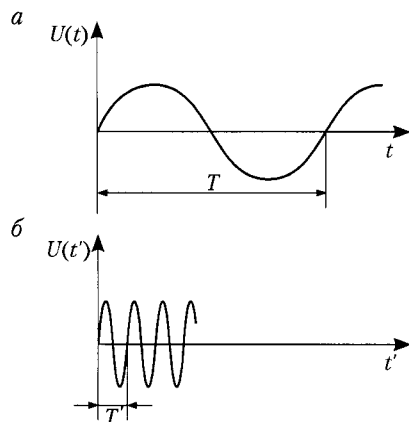


Рис. 5.14. Временные графики гармонического сигнала и его сжатой копии

цесса с различными скоростями $V_{\text{зап}}$ и $V_{\text{вос}}$ соответственно. Коэффициент транспонирования при этом $K_T = V_{\text{вос}} / V_{\text{зап}}$.

Более перспективным является способ транспонирования, использующий временную декорреляцию исследуемого сигнала. Он заключается в том, что из исследуемого сигнала Δf берутся выборки с длительностью τ и периодом следования T_n , определяемым по теореме Котельникова, и затем производится сжатие периода следования выборок до T_b (в некоторых случаях целесообразно уменьшать и длительность выборки τ). Через коэффициент сжатия временного масштаба $K_{\text{сж}} = T_b / T_n$ можно определить коэффициент транспонирования $K_T = 1 / K_{\text{сж}}$.

В соответствии с теоремой Котельникова функция $f(t)$ с ограниченным спектром (высшая граничная частота f_b) на произвольном конечном промежутке $-T/2, T/2$, где T может быть временем реализации, представляется рядом с конечным числом слагаемых n

$$f(t) = \sum_{-n}^n C_k e^{j2\pi kt/T},$$

где число слагаемых n определяется из условия

$$2\pi n/T = 2\pi f_b, \quad n = f_b T.$$

Если учесть, что каждая спектральная составляющая обладает двумя степенями свободы (определяется амплитудой и фазой), всего на интервале T необходимо и достаточно $m = 2n + 1$ выборок, т.е. период следования выборок Δt определяется по формуле

$$\Delta t = T/\tau \approx 1/2f_b.$$

Период следования выборок Δt целесообразно уменьшать при транспонировании до значения, равного по порядку длительности выборки τ .

В реальных устройствах $K_{T_{\text{max}}}$ составляет порядка 10^5 .

Теория временного сжатия сигнала в рециркуляторе подробно изложена в специальной литературе. В качестве иллюстрации рассмотрим функциональную схему устройства транспонирования, содержащую как рециркулятор, так и буферный накопитель (рис. 5.15).

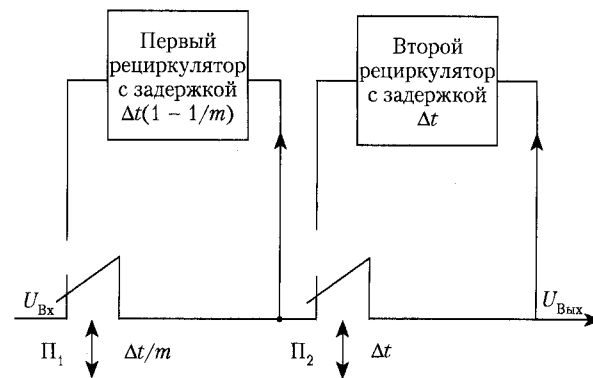


Рис. 5.15. Структурная схема устройства транспонирования

На вход устройства поступают выборки с интервалом $\Delta t = 1/2 f_b$ и длительностью τ , удовлетворяющей неискаженному прохождению импульсов через линию задержки в рециркуляторе.

Временем задержки $t_{\text{зд}}$ определяются максимальное количество циркулирующих импульсов m и, следовательно, коэффициент транспонирования $K_T = \tau$.

$$t_{\text{зд}} = \Delta t(1 - 1/\tau).$$

Длительность выборки должна быть $\tau \ll \Delta t/2\tau$. В течение времени реализации $T_p = m\Delta t$ в первом рециркуляторе накапливается m выборок, в следующий такт работы переключателя Π_1 самая ранняя выборка исчезает, так как для нее цепь обратной связи разрывается и принимается новая выборка.

Анализатор последовательного типа может включаться на выходе первого рециркулятора, однако устройство транспонирования будет несколько совершеннее, если на выходе первого рециркулятора включить второй рециркулятор (буферный накопитель) с временем задержки Δt . Тогда на выходе второго рециркулятора в течение времени Δt происходит циркуляция сжатой копии одной конечной реализации сигнала за время T_p , тогда как в первом рециркуляторе копия обнаруживается через Δt . Основной трудностью разработки транспонирующих устройств на рециркуляторах является отсутствие линии задержки на большое время. Поэтому в настоящее время вместо рециркуляторов с линией задержки используют цифровой блок памяти. Запись в блок памяти идет в темпе поступления информации, а считывание — с предельной скоростью, обеспечивающейся быстродействием цифровых схем памяти. Отечественной промышленностью выпускаются анализаторы СК4-72 и СК4-72/2, основанные на принципе сжатия временного масштаба. Эти анализаторы предназначены для измерения спектра периодических, непериодических (в том числе однократных) и случайных процессов и для статистического анализа последних. Их различие состоит в том, что СК4-72 дополнительно имеет восьмиканальный переключатель, восемь входных предусилителей и следящий генератор. Структурная схема анализатора приведена на рис. 5.16.

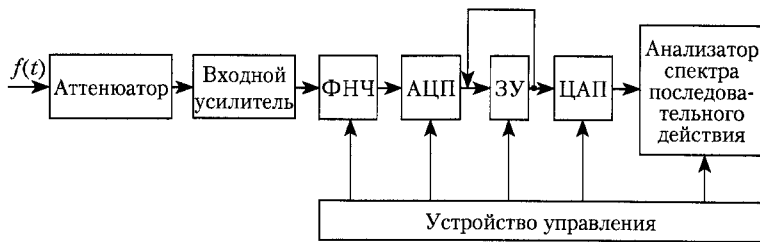


Рис. 5.16. Упрощенная структурная схема анализаторов спектра СК4-72 и СК4-72/2

Вычислительные анализаторы спектра

Бурное развитие цифровой вычислительной техники дало толчок для создания цифровых анализаторов спектра, которые по совокупности дискретных выборок вычисляют (5.19) при замене интеграла на сумму из N выборок

$$S(\omega) \approx \Delta t \sum_{s=0}^{N-1} a(s) f(s) e^{-j\omega s};$$

$$S(\omega)_{\cos} \approx \Delta t \sum_{s=0}^{N-1} a(s) f(s) \cos(s\omega);$$

$$S(\omega)_{\sin} \approx \Delta t \sum_{s=0}^{N-1} a(s) f(s) \sin(s\omega);$$

$$|S(\omega)| = \sqrt{S^2(\omega)_{\cos} + S^2(\omega)_{\sin}},$$
(5.19)

где $a(s)$ — отсчеты весовой функции $a(t)$, выделяющей участок реализации функции $f(t)$ с длительностью $T_p = (N-1)\Delta t$.

Получение спектра процесса численными методами в виде конечных сумм дискретных решетчатых функций (5.19) называют *дискретным преобразованием Фурье* (ДПФ). Оно отличается от спектра, полученного интегральными преобразованиями. Спектр ДПФ периодически размножен: повторяется по оси частот с периодом, равным частоте отсчетов $f_{\text{отс}} = 1/\Delta t$. Это устраняется соответствующим выбором дискретных частот ω_n , при этом числовое преобразование Фурье называют *конечным преобразованием Фурье* (КПФ).

Алгоритм *быстрого преобразования Фурье* (БПФ) построен так, что вычисление частотных компонентов выполняется не делением больших последовательностей на меньшие, а в обратном порядке, начиная с N исходных последовательностей, содержащих по одному члену в каждой, увеличивая затем вдвое число членов в последовательности и уменьшая вдвое число последовательностей при каждой операции умножения.

Цифровые анализаторы спектра (ЦАС) могут работать в режиме определения спектра по единственной группе учитываемых выборочных значений $N_n [f] \in \{f(s)\}$, где $s = 0, 1, \dots, N-1$, и в режиме периодической обработки чередующихся групп $N_n [f] \in \{f(nQ + s)\}$, где n определяет номер обрабатываемой группы, а Q — смещение соседних обрабатываемых групп. Режим периодической обработки разви-

вающейся во времени последовательности на соприкасающихся ($Q = N$) или пересекающихся ($1 \leq Q \leq N$) группах выборочных значений принято называть *режимом анализа спектра в реальном времени*. Отличительной особенностью анализа в реальном времени является то, что он проводится без потери информации. При этом различают циклический (на соприкасающихся группах) и скользящий (на пересекающихся группах) спектральные анализы.

На практике исследуемые группы выборочных значений вводятся в ЦАС непрерывным потоком с интервалом дискретности Δt , значение длительности которого определяется в соответствии с теоремой отсчетов верхней граничной частотой сигнала Ω_b : $\Delta t = \pi / \Omega_b$, так что количество выборочных значений сигнала, поступающего на вход ЦАС в единицу времени, равно $\Delta N = \Omega_b / \pi$.

Во избежание переполнения блоков оперативной памяти вычислительного анализатора при сколь угодно длительном его функционировании в режиме реального времени скорость ввода информации $f(s)$ не должна в среднем превышать скорости ее обработки, т.е. скорости формирования отсчетов спектральной функции $S(\omega)$. При этом, поскольку в ЦАС осуществляется групповая обработка информации и в формировании каждого отсчета спектра участвуют все N выборочных значений сигнала данной группы, всегда будет существовать задержка готовности результатов не менее чем на N тактов ввода. Фактическое время задержки полной готовности результатов всегда несколько больше указанного за счет дополнительных затрат на обработку учитываемых выборочных отсчетов в каждой группе. Конкретные значения, устанавливающие связь между допустимой скоростью ввода информации и требуемым быстродействием операционных устройств ЦАС, работающих в реальном времени, зависят от режима анализа спектра (циклический или скользящий), режима функционирования, структурной организации и от реализуемых алгоритмов обработки. Скользящий анализ спектра используется редко, поэтому будем рассматривать в дальнейшем только циклический.

Структурная схема ЦАС для циклического анализа спектра представлена на рис. 5.17. В режиме реального времени с разделением ввода и обработки сначала все N отсчетов обрабатываемой группы $N_n [f]$ в течение времени T_b через устройство ввода-вывода информации (УВВ) по мере их поступления пересылаются в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ). Последним тактом ввода к ОЗУ

подключается арифметическое устройство (АУ), которое осуществляет обработку зафиксированной группы отсчетов в соответствии с реализуемым алгоритмом ДПФ или БПФ. Служебная информация о весовых коэффициентах $\exp(-j2\pi ps)/N$ вводится в АУ из постоянного запоминающего устройства (ПЗУ). Вывод результатов обработки может осуществляться непосредственно из АУ либо через ОЗУ. Синхронизация работы всех операционных блоков ЦАС выполняется командами, вырабатываемыми в устройстве управления (УУ).

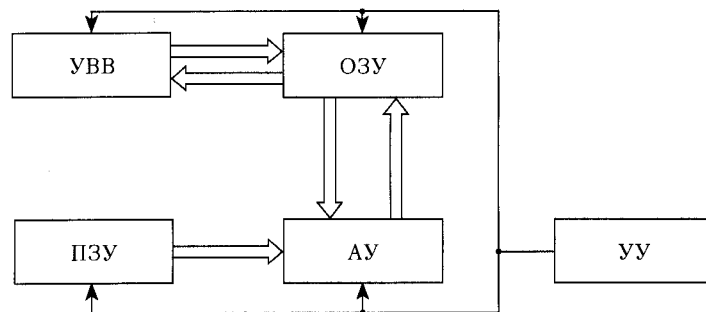


Рис. 5.17. Структурная схема ЦАС для циклического анализа спектра

В режиме реального времени с разделением ввода и обработки информации полная обработка группы выборочных значений $N_n [f]$ должна быть выполнена до поступления первого отсчета следующей группы $N_{n+1} [f]$, т.е. в течение одного интервала дискретности Δt . Таким образом, полное время обработки всех N отсчетов должно удовлетворять условию $T_0 \leq \Delta t$ (рис. 5.18).

Поскольку обработка информации связана с выполнением большого количества элементарных операций обработки, каждая из которых состоит из умножения и суммирования, АУ анализатора должно обладать весьма высоким быстродействием. Так, если обработка информации в реальном времени осуществляется по алгоритму ДПФ и требует, как известно, выполнения N^2 элементарных операций, то время выполнения одной элементарной операции определяется соотношением

$$\tau_{оп} \leq \Delta t / N^2 = \pi / \Omega_b / N^2.$$

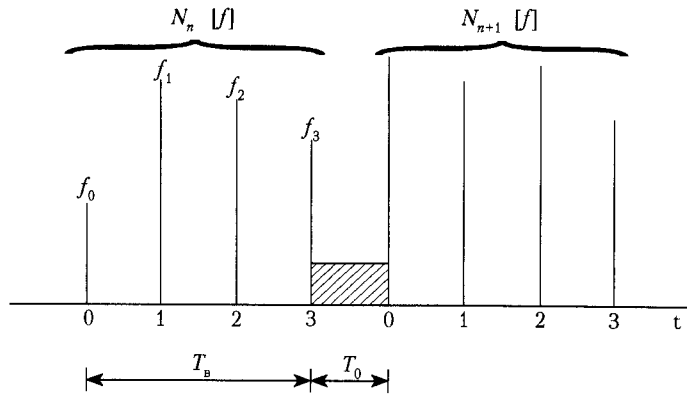


Рис. 5.18. Временная диаграмма работы ЦАС

При заданном времени выполнения одной элементарной операции $\tau_{\text{он}}$ можно определить верхнюю частоту для анализа спектра в реальном времени

$$\Omega_b \leq \pi / \tau_{\text{он}} N^2.$$

Применение алгоритма ДПФ для реализации режима реального времени с разделением ввода и обработки приводит к существенному ограничению диапазона рабочих частот из-за ограниченного быстродействия операционных блоков ЦАС. Поскольку общее количество элементарных операций блоков при реализации БПФ при прочих равных условиях сокращается до $0,5N \log_2 N$, требуемое время выполнения элементарной операции становится равным

$$\tau_6 \leq 2\Delta t / N \log_2 N = 2\pi / \Omega_b N \log_2 N,$$

т.е. сокращается в $2N / \log_2 N$ раз. Верхняя граница рабочего диапазона частот при этом

$$\Omega_b \leq 2\pi / \tau_6 N \log_2 N.$$

Однако и в этом случае рабочий диапазон частот на практике не превышает сотен герц.

Снизить требования к быстродействию операционных блоков ЦАС (расширить верхнюю границу частотного диапазона) можно также, используя процессоры БПФ с каскадной структурой организации параллельной работы $q = \log_2 N$ арифметических устройств (АУ_i) и $q - 1$ блоков па-

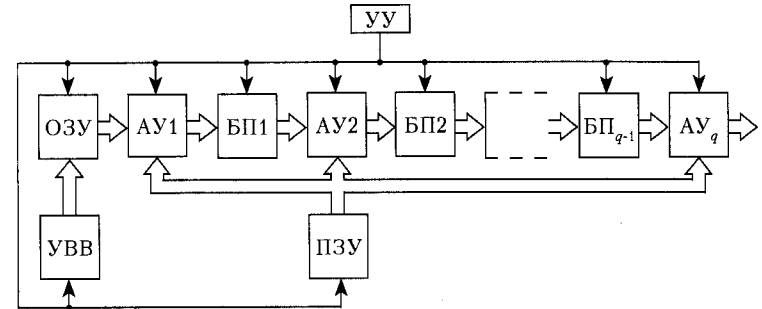


Рис. 5.19. Структурная схема ЦАС с каскадной структурой организации параллельной работы

мяти (БП_i) емкостью 2^i комплексных слоев каждый. Структурная схема такого устройства приведена на рис. 5.19.

Такая структура организации ЦАС позволяет полностью обработать одну группу выборочных значений за N тактов пересылки. Таким образом, время выполнения элементарной операции определяется соотношением

$$\tau_{\text{он}} \leq \Delta t / N = \pi / \Omega_b N,$$

где верхняя граничная частота при заданном $\tau_{\text{он}}$

$$\Omega_b \leq \pi / \tau_{\text{он}} N.$$

Полученный в результате каскадной организации БПФ выигрыш в быстродействии позволяет расширить диапазон рабочих частот до единиц килогерц.

Существенное расширение диапазона рабочих частот в ЦАС можно получить при совмещении ввода информации и ее обработки, достигаемом в результате использования буферного ОЗУ либо активного использования пауз между выборочными значениями исследуемого сигнала.

В ЦАС с буферной памятью независимо от реализуемого алгоритма обработки (БПФ или ДПФ) и структурной организации процессора обрабатывается одна группа выборочных значений $N_n [f]$ в течение времени ввода следующей группы отсчетов $N_{n+1} [f]$ в буферное ОЗУ, т.е. в течение времени $T_0 = N\Delta t$. Затем АУ переключается на обработку информации, накопленной в буферном ОЗУ, а освободившееся ОЗУ используется в режиме буфера для накопления

следующей группы выборочных значений $N_{n+2}[f]$ и т.д. Схема такого устройства отличается от приведенных на рис. 5.17 и 5.19 только наличием буферного оперативного запоминающего устройства (БОЗУ) и двух двухпозиционных коммутаторов (ДК), осуществляющих переключение УВВ и АУ в каналах обмена информацией с ОЗУ и БОЗУ. Применение БОЗУ увеличивает возможное время обработки одной группы выборочных значений в N раз, что в такой же пропорции уменьшает необходимое быстродействие операционных блоков АУ.

При реализации БПФ на основе процессора с каскадной структурой требуемое время для выполнения одной операции становится равным

$$\tau_{\text{оп.б}} \leq \Delta t = \pi / \Omega_{\text{в}},$$

а верхняя граничная частота возрастает до значения

$$\Omega_{\text{в}} \leq \pi / \tau_{\text{оп.б}}$$

и может достигать единиц мегагерц.

Циклический анализ спектра в реальном времени можно осуществить, применив ДПФ с активным использованием пауз между вводимыми выборочными значениями. Это позволяет существенно снизить требования к быстродействию АУ без применения буферной памяти и коммутации потоков выходной информации.

Таким образом, основными характеристиками вычислительных анализаторов спектра являются диапазон анализируемых частот $\Omega_{\text{в}}$, число вычисляемых значений спектральной функции N и динамические характеристики, определяемые АЦП и входными цепями.

Цифровые анализаторы спектра кроме спектральных характеристик обычно вычисляют и статистические.

В качестве примера можно привести цифровой анализатор спектра СК4-71, предназначенный для измерения спектральных, корреляционных и статистических характеристик сигналов в реальном масштабе времени.

Цифровой анализатор спектра выполняет анализ сигналов, поступающих в аналоговом виде в диапазоне частот 0–50 кГц или в виде числовых рядов. Он позволяет измерять спектральные, корреляционные и статистические характеристики сигналов, обнаруживать сигналы, замаскированные в шумах, определять критические частоты пе-

редаточных функций и соответствующие им функции когерентности в сложных системах, исследовать непрерывные, переходные и одиночные процессы.

На практике отдельные характеристики процессов обычно измеряются с помощью специализированных приборов: анализаторов спектра, измерителей корреляционных и статистических характеристик, измерителей нелинейных искажений и параметров цепей. Анализатор СК4-71 представляет собой такой тип аппаратуры, в которой специфические функции многочисленных приборов моделируются с помощью программ: для изменения характера функционирования достаточно вызова соответствующей программы без аппаратурного переустройства системы. Комплекс программ анализатора спектра позволяет сочетать в одном приборе практически все функциональные возможности, необходимые для всестороннего анализа различных сигналов (рис. 5.20).



Рис. 5.20. Функциональные возможности цифрового анализатора спектра

Работа цифрового анализатора спектра основана на вычислительном принципе определения параметров сигналов. Структурная схема анализатора СК4-71 приведена на рис. 5.21.

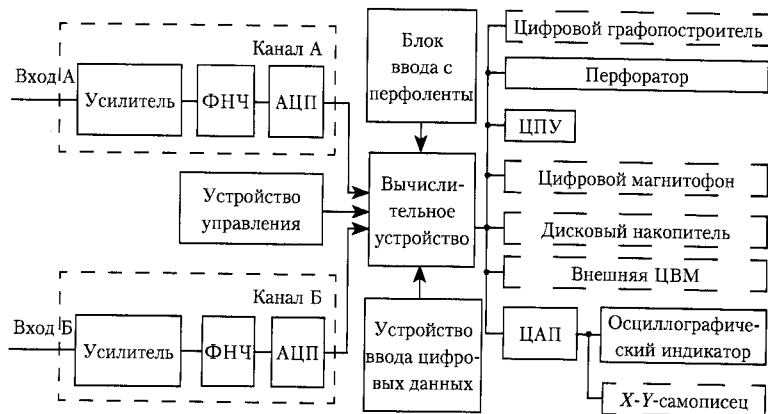


Рис. 5.21. Структурная схема анализатора спектра СК4-71

Входные аналоговые сигналы по одному (А) или двум (А, Б) каналам поступают на соответствующие усилители с переменным коэффициентом усиления, которые приводят различные пределы входных сигналов (от 0,125 до 8 В) к постоянному значению, необходимому для нормального функционирования последующих трактов. Далее сигналы поступают на фильтр нижних частот (ФНЧ), где происходит выделение полосы частот, подлежащей анализу. По команде оператора ФНЧ может быть выключен. С выхода фильтров сигналы поступают на АЦП, где преобразуются в параллельный 10-разрядный двоичный код. Возможна работа как одного, так и обоих каналов. В последнем случае выборки мгновенных значений сигнала берутся одновременно в обоих каналах, что позволяет сохранить в цифровом коде информацию о фазовых соотношениях сигналов, необходимую для измерения взаимных характеристик. Частота выборки определяется кварцевым генератором и может изменяться оператором в пределах от 0,2 Гц до 100 кГц. Эта частота определяет отсчетный масштаб прибора во временной и частотной областях.

Тракт сигнала от входа усилителей до выхода АЦП имеет калиброванные значения коэффициента передачи во всем диапазоне частот и уровней напряжений. Информация о значении коэффициента передачи и частота выборки вводятся в вычислительное устройство и учитываются при формировании конечного результата.

Цифровое вычислительное устройство работает в соответствии с заложенной в него программой. Программа состоит из ряда подпрограмм, организующих ту или иную операцию (вычисление спектра, корреляционной функции, построение гистограммы). Вызов необходимой подпрограммы осуществляется с устройства управления. Результаты вычислений выводятся на индикаторное или регистрирующее устройство и сопровождаются масштабным коэффициентом для перевода их в физические единицы.

При анализе сигналов, представленных в цифровом виде (в виде числового ряда), данные вводятся непосредственно в вычислительное устройство с помощью соответствующего устройства.

Глава 6. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ

6.1. Основные характеристики и определения

Протекание тока по электрической цепи сопровождается потреблением энергии от источника, скорость поступления которой характеризуется мощностью. Различают мгновенную, среднюю, активную, реактивную и кажущуюся мощности. Под *мгновенной мощностью* условилось понимать произведение мгновенного значения напряжения u на участке цепи на мгновенное значение тока i , протекающего по этому участку $P = ui$.

Под *активной мощностью* P понимают среднее значение ее мгновенной мощности за период T

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T P dt = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt.$$

Если ток $i = I_{\max} \sin \omega t$, а напряжение на участке цепи $u = U_{\max} \sin (\omega t + \varphi)$, то

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T I_{\max} U_{\max} \sin \omega t \sin (\omega t + \varphi) dt = UI \cos \varphi.$$

Активная мощность представляет собой энергию, которая выделяется в единицу времени в виде тепла на сопротивлении R . Действительно, произведение $U \cos \varphi = IR$, следовательно, $P = I^2 R$.

Активная мощность измеряется в ваттах. Под *реактивной мощностью* понимают произведение напряжения U на участке цепи на ток I , протекающий по этому участку, и на синус угла φ между ними $Q = UI \sin \varphi$.

Реактивную мощность принято измерять в реактивных вольт-амперах, сокращенно вар. Реактивная мощность ха-

рактеризует собой ту энергию, которой обмениваются между собой генератор и приемник.

Кажущаяся мощность $S = UI$. Она измеряется в ВА. Между P , Q и S существует соотношение $P^2 = S^2 - Q^2$.

Мощность, отдаваемая генератором с действующим напряжением U_d и внутренним сопротивлением $Z_r = R_r + jX_r$ в нагрузку с полным сопротивлением $Z_n = R_n + jX_n$,

$$P = \frac{U_a^2 R_i}{(R_a + R_i)^2 + (X_a + X_i)^2}.$$

Наибольшая мощность отдается генератором только при условии полного согласования, когда Z_n является комплексно-сопряженной величиной Z_r ($Z_n = Z_r^*$), при этом

$$P = \frac{U_a^2}{4R_a} = P_0.$$

Мощность P_0 называется *располагаемой мощностью* генератора.

Если волновое сопротивление линии передачи, соединяющей нагрузку с генератором, Z_0 отличается от полного сопротивления нагрузки Z_n , то в линии возникают стоячие волны тока и напряжения. Однако и в этом случае можно получить наибольшую мощность в нагрузке, если линия не имеет потерь, а полное входное сопротивление линии со стороны генератора является величиной, комплексно-сопряженной с Z_n .

В общем случае для произвольного генератора, соединенного с произвольной нагрузкой однородной линией передачи (без потерь), имеющей волновое сопротивление Z_0 , мощность в нагрузке P_n может быть выражена через располагаемую мощность генератора P_0 .

Из теории электромагнитных полей известно, что коэффициент отражения по напряжению невозбужденного генератора

$$\tilde{\Gamma}_a = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0},$$

а коэффициент отражения от нагрузки

$$\tilde{A}_1 = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0}.$$

Если нагрузка присоединена прямо к генератору, то

$$P_i = \frac{P_0(1 - |\tilde{A}_a|^2)(1 - |\tilde{A}_1|^2)}{|1 - \tilde{A}_a \tilde{A}_1|^2}.$$

При постоянных значениях $|\Gamma_r|$ и $|\Gamma_n|$ максимум мощности поступает в нагрузку, когда $\Gamma_r \Gamma_n = -|\Gamma_r \Gamma_n|$, а это равенство удовлетворяется при условии, что $\Gamma_r + \Gamma_n$ равна нулю или кратна 2π . Минимум мощности поступает в нагрузку, когда $\Gamma_r \Gamma_n = -|\Gamma_r \Gamma_n|$, т.е. когда сумма Γ_r и Γ_n равна и кратна πk , где k — четное.

Если нагрузка соединена с генератором с помощью линии без потерь, то мощность, поступающая в нагрузку, имеет значение, лежащее между указанными крайними значениями, и определяется электрической длиной линии. Это объясняется тем, что однородная линия передачи без потерь трансформирует коэффициент отражения на выходе Γ в коэффициент отражения на входе

$$\Gamma_{\text{вх}} = \Gamma e^{-2j\beta l}, \quad (6.1)$$

где β — коэффициент распространения; l — физическая длина линии. Так как при трансформации изменяется только фазовый угол, то очевидно, что выбором длины линии может быть получена любая мощность в указанных выше пределах.

Из рассмотрения (6.1) можно сделать ряд выводов. Например, что при $\Gamma_r = \Gamma_n^*$ в нагрузку поступает располагаемая мощность генератора и нагрузка сопряженно согласована с ним. В общем случае условие согласования не выполняется и не вся мощность генератора поступает в нагрузку. Если внутреннее сопротивление генератора носит чисто активный характер ($Z_r = R_r$), то оптимальной нагрузкой является активное сопротивление $Z_n = R_n$. Зависимость отдаваемой генератором мощности от сопротивления нагрузки носит в рассматриваемом случае достаточно пологий характер (отклонение нагрузочного сопротивления от оптимального

значения в два раза уменьшает значение отдаваемой источником мощности менее чем на 1 дБ).

Уравнение (6.1) может быть также использовано для определения погрешности измерения мощности в тех случаях, когда действительная рабочая нагрузка генератора отличается от нагрузки, использованной при измерении. Отношение мощностей, поступающих в нагрузки А и Б,

$$\frac{D_A}{D_B} = \frac{|1 - \tilde{A}_a \tilde{A}_A|}{|1 - \tilde{A}_a \tilde{A}_B|} \frac{1 - |\tilde{A}_A|^2}{1 - |\tilde{A}_B|^2},$$

где Γ_r , Γ_A и Γ_B — коэффициенты отражения по напряжению соответственно генератора, нагрузок А и Б, измеренные в точке присоединения.

Обычно известны только модули отдельных коэффициентов отражения: это дает возможность определить возможную (но не действительную) погрешность, вызываемую неравенством Γ_A и Γ_B . Погрешность может быть сведена к минимуму согласованием генератора с линией. Если генератор полностью согласован ($\Gamma_r = 0$), то, зная Γ_A и Γ_B , погрешность можно определить достаточно достоверно.

На постоянном и переменном токах низкой частоты измерение мощности производится, как правило, косвенными методами по результатам прямых измерений тока, напряжения и сдвига фаз между ними. На сверхвысоких частотах (СВЧ) методы, основанные на измерении тока и напряжения, менее удобны или очень трудно реализуемы. Это обусловлено прежде всего тем, что в используемых на СВЧ-линиях передачи энергии значения тока и напряжения, измеренные в произвольном сечении, могут отличаться от их значений на нагрузке. Кроме того, сами измерители тока и напряжения в диапазоне СВЧ оказывают сильное влияние на цепь, в которой производится измерение. Поэтому на частотах выше 30 МГц широкое распространение получили методы, основанные на преобразовании энергии электромагнитного поля в другие виды, более удобные для измерения, но за это приходится расплачиваться потерей точности. Соизмеримость размеров входных цепей измерительных устройств с длиной волны также является одной из причин неоднозначности измерения тока. Измерения сопровождаются значительными частотными погрешностями. В волноволдных трактах при некоторых типах волн,

например H_{01} в круглом волноводе, измерение напряжения и тока теряет практический смысл, так как продольная составляющая в проводнике отсутствует, а разность потенциалов между концами волновода любого диаметра равна нулю.

6.2. Классификация методов измерения мощности

Для прямых измерений мощности на низких частотах применяют методы, основанные на умножении мгновенных значений тока и напряжения. В этом случае вычисляется произведение

$$UI \cos \omega t \cos(\omega t + \varphi) = 0,5 UI \cos \varphi + 0,5(UI \cos(2\omega t + \varphi)),$$

а затем с помощью магнитоэлектрического прибора измеряется постоянная составляющая $0,5UI \cos \varphi$, равная мощности. Для умножения можно использовать ферродинамические приборы.

При измерении СВЧ-мощности используются в основном следующие методы измерения проходящей и поглощаемой мощностей.

Измерение проходящей мощности по первому методу осуществляется с помощью передающей линии, обеспечивающей сквозное прохождение энергии к приемному преобразователю, который выдает сигнал, пропорциональный мощности. Чувствительные элементы преобразователя реагируют на напряженность электромагнитного поля или плотность потока мощности в тракте, потребляя при этом незначительную часть мощности. В зависимости от типа приемных преобразователей и вида связи, существующей между выходным параметром приемного преобразователя и проходящей мощностью, используются следующие способы измерения: метод поглощающей стенки, зондовый, пондеромоторный и метод, основанный на использовании эффекта Холла.

При идеально согласованной нагрузке ($\Gamma_n = 0$) в линии передачи отсутствует отраженная волна и мощность, проходящая в нагрузку, равна падающей

$$P_{\text{прох}} = P_{\text{пад}}$$

В реальных случаях $\Gamma_n \neq 0$ и проходящая мощность всегда меньше падающей

$$P_{\text{прох}} = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}} = P_{\text{пад}} (1 - \Gamma_n),$$

где $P_{\text{отр}}$ — отраженная мощность.

Чувствительные элементы приемных преобразователей должны быть слабо связаны с полем в основном тракте, чтобы они не искажали поле и не снижали выходную мощность. В идеальном случае

$$\Gamma_{\text{вх}} = \Gamma_{\text{вых}} = 0.$$

Проходящую мощность можно измерять также с помощью ваттметров поглощаемой мощности в сочетании с направленными ответвителями.

Способ, основанный на измерении поглощаемой мощности, более широко распространен в области СВЧ-диапазона. Приемные преобразователи ваттметров поглощаемой мощности являются, как правило, эквивалентом согласованной нагрузки, включенным на конце передающей линии. В зависимости от вида применяемых преобразователей различают следующие разновидности методов измерения поглощаемой мощности: тепловые (калориметрический, болометрический, термоэлектрический), метод вольтметра и метод с использованием частотно-избирательных ферритовых элементов.

Простейшим применением измерителя мощности поглощающего типа является случай непосредственного измерения, при котором выходная мощность источника измеряется по схеме, приведенной на рис. 6.1.

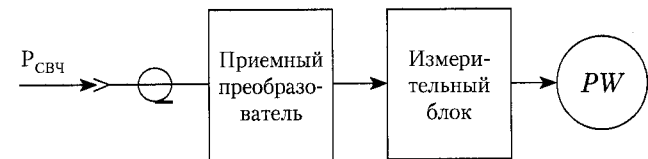


Рис. 6.1. Схема непосредственного измерения поглощаемой мощности

Источник может представлять собой произвольную комбинацию волноводных элементов тракта, включая генератор, часть мощности которого поступает на измеритель мощности. Если генератор стабилен и развязан от нагрузки, т.е. от ее изменений, то нормированную амплитуду a_1 падающей на нагрузку бегущей волны можно выразить как

$$a_1 = \Gamma_r \delta_1 - \delta_r, \quad (6.2)$$

где δ_1 — амплитуда отраженной волны; δ_r — амплитуда волн генератора при согласованной нагрузке ($\delta_1 = 0$); Γ_r — коэффициент отражения генератора.

При непосредственном измерении мощности часть ее P_m , поглощаемая средством измерения и выраженная через амплитуды волн, определяется уравнением следующего вида

$$D_1 = \frac{|\dot{a}_1|^2 - |\delta_1|^2}{Z_{01}},$$

где Z_{01} — волновое сопротивление (действительное значение).

Последнее равенство и (6.2) позволяют получить отношение мощности P_m к мощности P_0 , отдаваемой генератором на согласованную нагрузку.

$$\frac{D_1}{D_0} = \frac{1 - |\tilde{A}_1|^2}{|1 - \tilde{A}_1 \tilde{A}_1|^2},$$

где Γ_m — коэффициент отражения измерителя мощности.

Выходную мощность иногда сопоставляют с номинальной мощностью $P_{ном}$, т.е. максимальной мощностью генератора, работающего на нагрузку, импеданс которой комплексно-сопряженная величина импеданса генератора. Номинальную мощность можно определить по формуле

$$P_0 = P_{ном} (1 - |\Gamma_r|^2).$$

Основная задача данного метода измерения мощности состоит в том, чтобы определить уровень мощности, который выдается генератором и не зависит от особенностей используемого средства измерений. Поэтому погрешность, которая зависит от коэффициентов отражения, называется

погрешностью рассогласования. Учет импедансов очень важен при измерении мощности. Отражения от волноводных элементов тракта могут привести к существенной погрешности при измерении мощности, причем эта погрешность может быть больше собственной погрешности средства измерений. Выяснение природы возникновения погрешности рассогласования и разработка специальных методов ее исключения имеют важное значение для повышения точности измерения мощности. Вторым и, вероятно, более распространенным методом измерения мощности является метод сравнения (рис. 6.2).

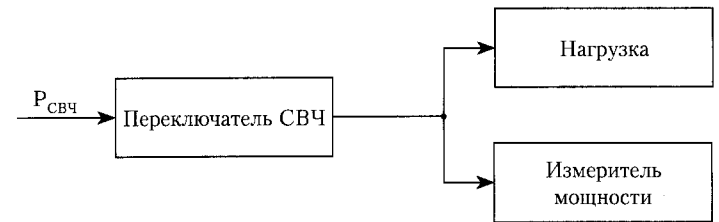


Рис. 6.2. Измерение мощности методом сравнения

В этом случае нагрузка и измеритель мощности поочередно подключаются к одному и тому же генератору, и отношение мощности, поглощенной нагрузкой P_n , к мощности, поглощенной измерителем мощности P_m , запишется как

$$\frac{D_1}{D_1} = \frac{1 - |\tilde{A}_n|^2}{1 - |\tilde{A}_1|^2} \frac{1 - |\tilde{A}_n \tilde{A}_1|^2}{1 - |\tilde{A}_n \tilde{A}_1|^2}, \quad (6.3)$$

где Γ_n — коэффициент отражения от нагрузки.

Фактически измеритель мощности используется для оценки мощности генератора P_0 , и мощность в нагрузке определяется на основании имеющихся данных о генераторе. В качестве нагрузки можно использовать другой, предварительно откалиброванный измеритель мощности. Правая часть выражения (6.3) определяет погрешность рассогласования методом сравнения. Эта погрешность вносит существенную долю в общую погрешность измерения мощности.

Модули коэффициентов отражения, как правило, легко могут быть измерены, в то время как фазовые углы их

неизвестны и измерить их труднее. Из-за этого они редко используются при оценке погрешностей рассогласования. Применяются и другие методы, причем выбор метода определяется допустимой погрешностью оценки для каждого конкретного случая.

Рассмотрим довольно простой метод, который заключается в вычислении предельной погрешности в предположении, что фазовые углы коэффициентов отражения имеют такие значения, которые максимизируют погрешность. Максимальную и минимальную погрешности рассогласования можно определить, используя неравенство

$$1 - |\Gamma_r \Gamma_n| \leq |1 - \Gamma_r \Gamma_n| \leq 1 + |\Gamma_r \Gamma_n|,$$

если известны модули коэффициентов отражения Γ_r и Γ_n . Так, например, если $\Gamma_r = 0,13$ ($k_r = 1,3$); $\Gamma_n = 0,2$ ($k_n = 1,5$) и $\Gamma_m = 0,1$ ($k_m = 1,21$), где k_r , k_n , k_m — коэффициенты стоячей волны по напряжению соответственно генератора, нагрузки, измерителя мощности, определяемые в общем случае из выражения $k = (1 + \Gamma)/(1 - \Gamma)$, то погрешность измерения мощности методом сравнения составляет около 4%.

Особое место занимают методы измерения импульсной (пиковой) мощности. Под импульсной мощностью принято понимать пиковую мощность импульса, заполненного несущей частотой. Импульс с радиочастотным заполнением определяется как посылка высокочастотной энергии, которая существует конечный промежуток времени и равна нулю до и после посылки. Импульсную мощность можно измерить непосредственно или определить по формуле, зная среднюю мощность P_{cp} , скважность Q и коэффициент формы импульса $k_{ф.и}$

$$P_{и} = k_{ф.и} Q P_{cp},$$

где $Q = 1/F\tau$ — скважность импульсов; F — частота следования импульсов, Гц; τ — длительность импульсов, с; $k_{ф.и}$ — коэффициент формы импульса, равный отношению максимальной амплитуды действительного импульса к амплитуде эквивалентного прямоугольного импульса той же длительности и площади.

На практике часто используют термин «импульсная мощность», при этом речь идет о среднем значении мощности в импульсе при огибающей прямоугольной формы. Для СВЧ-

импульсов с огибающей прямоугольной формы пиковая и импульсная мощности равны, так как $k_{ф.и} = 1$. В этом случае $P_{и} = P_{пик} = Q P_{cp}$. При СВЧ-импульсах непрямоугольной формы термин «импульсная мощность» становится неопределенным из-за отсутствия установившегося подхода к определению длительности импульса.

Несмотря на кажущееся разнообразие методов измерения мощности, все они сводятся к преобразованию энергии электромагнитных колебаний в другой вид энергии, более удобный для измерения: тепловую, механическую и т.д. с последующим вторичным преобразованием ее в электрический сигнал.

По характеру измеряемой величины мощности различают методы измерения среднего значения мощности непрерывных или импульсно-модулированных сигналов, импульсной мощности.

По уровню значений измеряемых мощностей различают методы измерения малой мощности (до 10 мВт), средней мощности (свыше 10 мВт), большой мощности (свыше 10 Вт).

В соответствии с ГОСТ 13605 определен следующий ряд значений классов точности: 1,0; 1,5; 2,5; 4,0; 6,0; 10,0; 15,0; 25,0, который допускает также возможность относить широкодиапазонные и многопредельные ваттметры к различным классам точности на различных участках диапазона частот и при различных пределах измерений.

По типу линий передачи энергии, в которых измеряется мощность, приемные преобразователи ваттметров разделяются на коаксиальные и волноводные.

На низких частотах измеряется истинная мощность независимо от коэффициента нагрузки, и для цепей измерений поглощается очень малая мощность. Для ВЧ- и СВЧ-диапазонов картина несколько иная. При калориметрическом методе в случае полного согласования поглощается вся мощность. При термисторных и болометрических методах учитывается только электрическая составляющая поля, и для измерения истинной мощности эти методы нуждаются в хорошем согласовании. Для измерения истинной мощности необходимо взаимодействие чувствительного элемента измерителя мощности одновременно с электрической и магнитной составляющими поля, т.е. необходимо учитывать плотность потока падающей мощности (вектор Умова — Пойнтинга). Как известно, эту задачу решают, используя методы, основанные на эффектах

Холла и пондеромоторном. В случае отбора части мощности из линии с большим коэффициентом стоячей волны по напряжению (КСВН) только измерение плотности потока падающей мощности может дать истинный результат.

Из изложенного выше можно сделать следующее обобщение. В настоящее время существуют методы, позволяющие измерять мощности от долей милливатт до десятков киловатт с погрешностью 1–2% в широком диапазоне частот. Расширение пределов измерения с помощью аттенюаторов и направленных ответвителей связано с появлением дополнительных погрешностей. На отдельных участках частотного диапазона и в определенных пределах измеряемой величины достигнуты значительно большие точности измерения.

Каждый из используемых основных методов измерения мощности: тепловой, механический и электронный — имеют особенности, преимущества и недостатки, а также вполне определенные области наиболее эффективного применения на практике. Чаще всего используются и лучше изучены тепловые методы; другие методы интенсивно изучаются и с успехом применяются, при этом каждый из них превосходит тепловые хотя бы по одному из признаков.

Методы измерения поглощаемой мощности

Для измерения поглощаемой мощности используются в основном тепловые методы. Преобразование энергии СВЧ в тепловую используется в терморезисторах, термоэлектрических и калориметрических тепловых методах измерения поглощаемой мощности. Уравнение, определяющее точность данного метода, имеет вид

$$P_{\text{ср}} = Q_{\text{т}} / T = C\theta / T,$$

где $Q_{\text{т}}$ — количество теплоты, Дж; C — теплоемкость рабочего тела, Дж/°С; θ — приращение температуры рабочего тела, °С; T — время, с.

В процессе преобразования энергии электромагнитного поля в тепловую производится измерение приращения температуры рабочего тела путем замещения ее мощностью низкой частоты или постоянного тока, вызывающей эквивалентное приращение температуры рабочего тела.

Возможность калибровки тепловых измерителей мощности на постоянном токе обеспечивает получение высо-

кой точности. Особенностью этих методов является то, что время установления показаний в основном определяется тепловой инерционностью элементов схемы. Время установления теплового равновесия системы измерения пропорционально произведению теплоемкости рабочего тела на тепловое сопротивление между ним и средой. Уменьшать время установления показаний можно, уменьшая оба этих влияющих фактора. Уменьшать время измерения можно также, применяя метод замещения, основанный на допущении, что замещающая мощность и мощность электромагнитного поля создают одинаковый тепловой эффект в рабочем теле. Перед измерением рабочее тело предварительно разогревают постоянным или переменным током до определенного теплового состояния. Затем подают измеряемую высокочастотную энергию и подачей постоянного (переменного) тока уменьшают замещаемую мощность так, чтобы тепловое состояние рабочего тела осталось неизменным. В этом случае приращение мощности постоянного (переменного) тока, получившее название замещающей, принимают равной измеряемой мощности. Отсюда следует, что при замещении суммарная мощность, подводимая к рабочему телу, до начала измерений и при измерении остается неизменной. Это обуславливает неизменность температуры рабочего тела, а следовательно, и исключает в определенной степени зависимость времени измерения от тепловых характеристик рабочего тела. Метод замещения широко применяется в терморезисторных и калориметрических ваттметрах.

Измерение мощности с помощью терморезисторов

Основным методом измерения малых уровней мощности (от 100 мВт и ниже) является измерение проводимости терморезисторов при рассеивании на них электромагнитной энергии. Чтобы терморезистор был хорошо согласован с линией передачи энергии, одинаково хорошо реагировал на мощность как высокой, так и низкой частот, он должен иметь малые размеры. Этим требованиям хорошо отвечают болометры и термисторы.

Болометры и их характеристики

Известно несколько типов болометров: проволочный, тонкопленочный и др. Первые представляют собой стек-

ланный вакуумный или наполненный инертным газом баллон, в который впаяна платиновая или вольфрамовая проволочная нить диаметром 1–10 мкм. Выводы болометра и сама нить прямолинейные. Высокий вакуум в болометре уменьшает тепловые потери, обусловленные теплопроводностью. Допустимая мощность рассеяния может быть значительно увеличена, если болометр наполнен водородом или аргоном. В этом случае отвод тепла от нити происходит в основном за счет конвекции и теплопроводности выводов, выполненных из медного провода диаметром 0,2–0,5 мм. Для вакуумных болометров, работающих при температуре нити выше 150–200 °С, существенный вклад в механизм теплоотдачи вносит излучение. Поперечные размеры болометра должны быть соизмеримы с глубиной проникновения токов самой низкой частоты, что обеспечивает почти одинаковое сопротивление болометра как на низких, так и на высоких частотах. Для повышения чувствительности материал нити выбирают с высоким температурным коэффициентом. Кроме того, нить должна быть очень тонкой, чтобы болометр обладал достаточно большим волновым сопротивлением, близким к волновому сопротивлению линии передачи. Из-за значительной индуктивной составляющей полного сопротивления проволочных болометров их область применения ограничена диапазоном сантиметровых волн.

Основной характеристикой болометра является зависимость его сопротивления и чувствительности от измеряемой мощности

$$R = f(P) \text{ и } S = \varphi(P).$$

Экспериментальные данные показывают, что

$$R - R_0 = \alpha P^\beta.$$

где R_0 — сопротивление болометра, Ом; R — сопротивление болометра при рассеивании в нем мощности, Ом; P — рассеиваемая мощность, мВт; α и β — постоянные, зависящие от материала и размеров нити болометра.

Характеристика болометра обычно близка к квадратичной. Это дает возможность получить линейную шкалу измерителя мощности. Отклонение характеристики от квадратичной обусловлено неравномерностью нагревания нити болометра вследствие отвода тепла от нити более массив-

ными выводами. Крутизна характеристики $R = f(P)$ определяет чувствительность болометра.

Зависимость чувствительности болометра от мощности определяется формулой

$$S = dR/dP = \alpha P^{\beta-1} = \beta(R - R_0)/P.$$

К основным характеристикам болометров относятся:

- сопротивление болометра постоянному току в рабочей точке R_t , при котором он согласуется с волновым сопротивлением линии передачи;
- температурный коэффициент сопротивления

$$\alpha_t = (1/R_t)(dR_t/dt),$$

т.е. относительное изменение сопротивления в результате изменения температуры, на 1 °С;

- постоянная рассеяния $h_t = dP/d\theta$, равная отношению приращения мощности, рассеиваемой в болометре, к возникающему в результате этого повышению его температуры по сравнению с температурой окружающей среды, Вт/°С;
- чувствительность $S_t = dR_t/dP$, или в процентах

$$S'_t = -1/R_t \cdot dR_t/dP \cdot 100\%,$$

т.е. отношение изменения сопротивления болометра к изменению мощности на нем, Ом/Вт или %/Вт соответственно;

- тепловая постоянная времени τ , которая характеризует скорость установления температуры болометра при изменении его теплового режима и выражается временем, в течение которого предварительно нагретый болометр остывает в e раз по сравнению с первоначальной разностью температур относительно окружающей температуры;
- максимально допустимая мощность рассеяния $P_{\text{ср max}}$, Вт. Это мощность, которую болометр может рассеивать в течение длительного времени при условии, что необратимые изменения его характеристик останутся в пределах норм.

В общем случае зависимость изменения сопротивления болометра от уровня рассеиваемой мощности и температуры окружающей среды является почти линейной (рис. 6.3). Зависимость сопротивления проволочного болометра от сопротивления окружающей среды может быть представлена уравнением

$$R_t = R_{t_{\text{окр}}} (1 + \alpha_t \theta),$$

где $\theta = t_k^\circ - t_{k_{\text{окр}}}$ — разность температур нити болометра и окружающей среды. Дрейф показаний отсчетного устройства при изменении температуры окружающей среды прямо пропорционален постоянной рассеяния болометра $P = h_t \theta$.

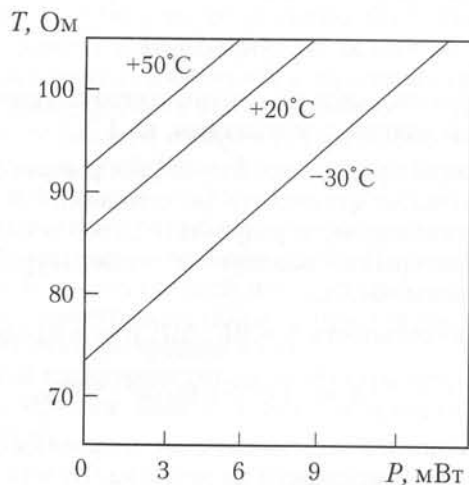


Рис. 6.3. Зависимость сопротивления болометра от уровня рассеиваемой мощности и температуры окружающей среды

На более высоких частотах, вплоть до миллиметрового диапазона волн, получили распространение пленочные болометры, представляющие собой тонкую металлическую пленку из платины или палладия, нанесенную в вакууме на основание (подложку) из стекла или слюды толщиной 30–50 мкм.

Преимуществами болометров являются малые габариты, удобство эксплуатации и сравнительно высокая чувствительность. Их основной недостаток заключается в том, что они должны отдавать поглощаемую энергию в окружающую

среду, следовательно, их трудно изолировать от влияния внешних температурных изменений. Для нейтрализации этого предусматриваются различные методы компенсации. Обычно это достигается использованием второго болометра и второй мостовой схемы, что позволяет снизить температурную погрешность на один или два порядка.

Термисторы и их характеристики

Термистор представляет собой терморезистор с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления (у болометров он является положительным). Термисторы изготавливают из полупроводниковой массы в виде бусинки диаметром 0,2–0,5 мм (рис. 6.4) или цилиндра диаметром 0,2–1,5 мм. Эта масса представляет собой порошкообразную смесь окислов меди, марганца, кобальта, титана и др., спекаемую в определенной среде. В бусинку заваривают тонкие выводы из платиновой (платиноиридиевой или платинородиевой) проволоки диаметром 0,01–0,03 мм. Для увеличения проводимости полупроводниковой массы в нее добавляют порошок меди.

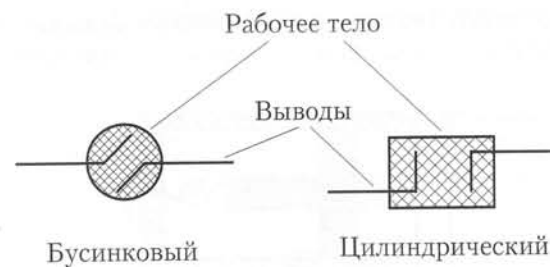


Рис. 6.4. Конструкции термисторов

Цилиндрический термистор имеет удлиненную форму чувствительного элемента, поэтому его электрическая прочность выше, чем бусинкового. Он также имеет меньшие реактивную составляющую сопротивления и емкость между выводами; при одинаковой длине элемента термистора платиновые выводы у него короче, следовательно, их индуктивность меньше. Для жесткости конструкции термисторы помещают в стеклянный баллон диаметром до 3 мм и длиной до 10 мм с проволочными выводами 0,8 мм. Широкое

применение находят также безбаллонные термисторы типа ТШ-1, терморезисторы СТЗ-18, СТЗ-29, на базе которых созданы высокочастотные термисторные вставки.

Бусинковые термисторы имеют меньшую поверхность охлаждения и более длинные выводы, а следовательно, при прочих равных условиях большую чувствительность к измеряемой мощности. В коротковолновой области диапазона (сантиметровой и миллиметровой) в основном применяются цилиндрические термисторы, имеющие меньшее реактивное сопротивление. В длинноволновой части диапазона используются как те, так и другие типы термисторов.

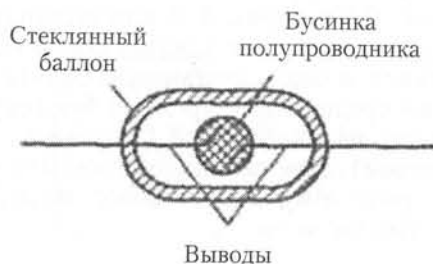


Рис. 6.5. Термистор в стеклянном баллоне

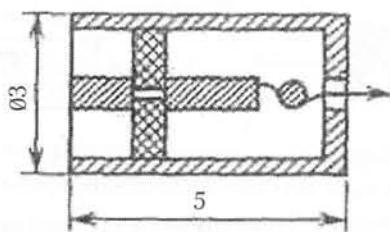


Рис. 6.6. Унифицированная вставка для коаксиальных термисторных головок

Термисторы монтируются в головку непосредственно или заключаются в специальную арматуру, облегчающую их замену. Простейшей арматурой является стеклянный баллон с толстыми металлическими выводами для включения термисторов в схему (рис. 6.5). Термисторы в баллоне

применяются на относительно длинных волнах, когда длина баллона существенно меньше длины волны. В коротковолновой части диапазона и особенно на миллиметровых волнах применяются термисторы без баллона. Широко применяются термисторы без баллона, вмонтированные в арматуру типа термисторная вставка, которая представляет собой отрезок коаксиальной линии с волновым сопротивлением 75 или 50 Ом. Они служат нагрузкой для согласованных с ними термисторов бусинкового типа. Термисторная вставка является унифицированным функциональным узлом современных отечественных коаксиальных термисторных головок, работающих в диапазоне волн до 3 см (рис. 6.6). Волноводная термисторная вставка (рис. 6.7) представляет собой унифицированный функциональный узел волноводных термисторных головок, рассчитанных на работу в диапазоне волн от 1,75 до 5,4 см. Ее основой является цилиндрический термистор, один конец которого приваривается к емкостному штырю, компенсирующему индуктивность термистора, другой — к обкладке конденсатора, развязывающего цепи тока СВЧ и постоянного или переменного тока термисторного моста. Аналогичные термисторные вставки разработаны и успешно применяются в миллиметровом диапазоне волн примерно до 8 мм.

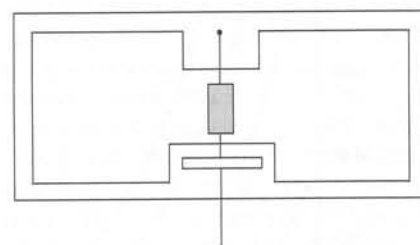


Рис. 6.7. Волноводная термисторная вставка

Термисторы и термисторные вставки характеризуются параметрами, описывающими как свойства самих термисторов, так и свойства их арматуры, а также способ монтажа. Чтобы получить сопротивление термистора, необходимое для согласования с высокочастотной линией, в нем должна быть рассеяна мощность начального подогрева, вызы-

ваемого термисторным мостом. Эта мощность зависит от температуры окружающей среды. Для термистора или термисторной вставки нормируется рабочее сопротивление R , при котором гарантируются высокочастотные свойства и значения начальной мощности подогрева при граничных значениях рабочего диапазона температур.

В общем случае как болометрам, так и термисторам присуща нелинейная зависимость изменения сопротивления от уровня мощности и температуры окружающей среды (рис. 6.8). Для термисторов эту зависимость можно записать в виде

$$R_t = R \exp B_\tau / t_k^\circ \quad (6.4)$$

где R , B_τ — постоянные, зависящие от свойств полупроводникового материала термистора; $t_k^\circ = t_{k \text{ окр}}^\circ + \theta$ — абсолютная температура, при которой определяется сопротивление термистора R_t ; $t_{k \text{ окр}}^\circ$ — температура окружающей среды; $\theta = P/h_\tau$ — превышение температуры термистора над температурой окружающей среды под воздействием мощности P .

Продифференцировав (6.4), можно определить относительный температурный коэффициент сопротивления

$$\alpha_t = -B_\tau / (t_k^\circ + \theta)^2 \quad (6.5)$$

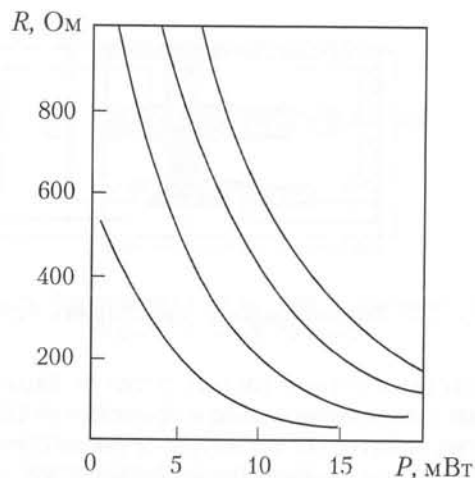


Рис. 6.8. Зависимость сопротивления термистора от уровня мощности и температуры окружающей среды

Из (6.5) следует, что температурный коэффициент сопротивления термистора является величиной отрицательной и существенно изменяется при изменении температуры термистора. Однако, если это происходит в пределах $R_t = \pm(5-10)\%$, температурный коэффициент можно считать постоянным, что позволяет сравнивать характеристики термисторов. Крутизна характеристики термистора существенно зависит от температуры окружающей среды (см. рис. 6.8), и ее влияние тем выше, чем интенсивнее теплообмен термистора с окружающей средой.

Общая чувствительность измерителей мощности определяется не столько разрешающей способностью термисторных мостов, сколько тепловыми шумами, проникающими в термисторную головку извне из-за нестабильности температуры окружающей среды. Поэтому возможности головки при измерении предельно малых мощностей оцениваются не крутизной ее характеристики, а коэффициентом теплоотдачи термистора. Вследствие этого крутизна характеристики термистора не считается достаточно важным параметром головок, предназначенных для точных измерений в схемах сбалансированных мостов. При работе с несбалансированными мостами чувствительность прибора оказывается пропорциональной крутизне термистора, поэтому как значение крутизны, так и ее постоянство во всех режимах работы приобретают особое значение.

При измерении мощности P_+ с помощью термисторов и болометров ее замещают равной ей мощностью постоянного тока P_- . Они считаются одинаковыми, если вызывают одни и те же приращения сопротивления термистора. Это приращение на постоянном токе измеряют с помощью мостовых схем.

Приращение сопротивления термистора зависит от рассеиваемой в нем мощности и распределения температуры. Если это распределение окажется различным при подаче одинаковых мощностей P_+ и P_- , то приращение сопротивления R под действием P_+ будет несколько отличаться от вызванного рассеиванием P_- . При стремлении к равенству $P_+ = P_-$, фиксируемого с помощью мостовой схемы, окажется, что мощности P_+ и P_- не равны, т.е. возникает погрешность замещения.

Источником непостоянства погрешности является изменение коэффициента полезного действия (кпд) преобразователя, зависящего от потерь в элементах конструкции, окружающих болометр или термистор. Коэффициент полезного действия преобразователя — доля общей мощности

СВЧ, поданной в преобразователь, которая в действительности поглощается и измеряется. У терморезисторных преобразователей разных типов, применяемых в диапазонах длин волн 1,25 и 3 см, кпд лежат в пределах от 0,83 до 0,99. Измерение кпд производится калориметрическим методом.

Еще один вид погрешности возникает при измерении импульсной мощности модулированных сигналов из-за динамических свойств термистора. Эта погрешность значительна, когда для измерения среднего значения мощности применяются термисторы с очень малой постоянной времени, такие, например, как болометры с воластоновской нитью. Погрешность частично обуславливается влиянием изменения сопротивления термистора на схему, в которую он включен, а частично – конструкцией болометра и изменением его полного сопротивления за время действия импульса, вследствие чего часть мощности отражается. Некоторая доля этой погрешности определяется неравномерностью охлаждения болометра в интервале между импульсами. При длительности импульса 1 мкс и частоте повторения 1000 имп/с погрешность болометра, включенного в равноплечий мост, составляет 5%.

В настоящее время применяются в основном широкополосные преобразователи, не требующие настройки во всем рабочем диапазоне частот.

Основные характеристики наиболее распространенных терморезисторов приведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Тип терморезистора	R_t , Ом	α_t , $1/^\circ\text{C}$	$\eta_t \cdot 10^{-3}$, Вт/ $^\circ\text{C}$	$S_t \cdot 10^{-3}$, %/Вт	τ , с	P_{cp} , Вт	$P_{н}$, Вт
Термисторы Т8, Т9, ТК, ТВ, ТШ	50–250	0,03	0,2	15	0,15–0,5	$30 \cdot 10^{-3}$	1,25
Термисторы СТЗ-18, СТЗ-32	50–200	0,02	0,17	11,75	0,6–1	$40 \cdot 10^{-3}$	50
Проволочные платиновые болометры 1 мкм	100–400	0,004	0,05	8	$5 \cdot 10^{-5}$ – 10^{-4}	$10 \cdot 10^{-3}$	–
Нитевидные пленочные болометры на стекловоллоке 3 мкм	100–150	0,0025	0,08	3	$3,5 \cdot 10^{-4}$	$20 \cdot 10^{-3}$	0,5–1,0
Плоские пленочные болометры на слюдяной подложке	50–75	0,001	1	0,1	1	До 1	–

Как термисторы, так и болометры используются для измерения малых уровней мощностей непрерывных сигналов и средних значений мощности импульсно-модулированных СВЧ-сигналов. На практике предпочтение отдают термисторам из-за более высокой чувствительности и большей энергии перегорания при одном и том же максимальном пределе измерения среднего значения мощности импульсно-модулированных сигналов. Вместе с тем проволочные и нитевидные болометры на стекловоллоке применяют для измерения малых уровней импульсной мощности благодаря их малой постоянной времени. На проволочных болометрах, имеющих более стабильные параметры, строят образцовую аппаратуру.

Плоские пленочные болометры позволяют расширить динамический диапазон средних уровней мощности до 1 Вт. При уровнях ниже 10 мВт они мало пригодны из-за большой постоянной рассеяния, обуславливающей значительный дрейф показаний при измерениях.

Терморезисторные мосты

Для измерения мощности терморезистор обычно включают в схему моста постоянного или переменного тока, и небольшие изменения сопротивления болометра или термистора, происходящие под воздействием мощности СВЧ-сигналов, могут быть легко измерены.

Простейшая схема терморезисторного моста представлена на рис. 6.9.

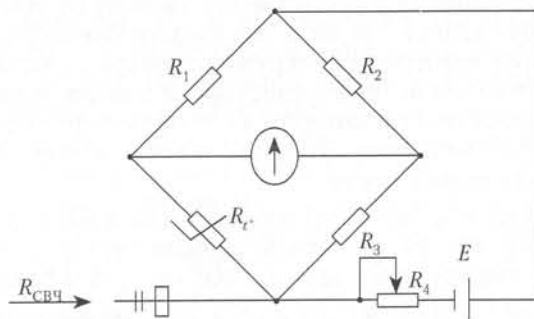


Рис. 6.9. Простейшая схема терморезисторного моста

В этой схеме терморезистор является единственной деталью (в идеальном случае), сопротивление которой зависит от мощности, рассеиваемой внутри нее. Положим для простоты, что плечи моста R_1 , R_2 и R_3 одинаковы. Сопротивление R_0 выбрано в соответствии с рабочими характеристиками терморезистора. Это значит, что при $R = R_0$ и сбалансированном мосте терморезистор хорошо согласован с линией СВЧ и в нем рассеивается необходимая мощность. Процесс измерения заключается в том, что при подведении к термистору СВЧ-мощности он дополнительно разогревается, в результате чего его сопротивление изменяется на некоторое значение R . Ранее сбалансированный с помощью резистора R мост приходит в состояние разбаланса, который индуцируется гальванометром, включенным в диагональ моста. При малом разбалансе сохраняется линейная зависимость между током в диагонали моста и изменением сопротивления терморезистора, следовательно, и мощностью СВЧ-сигнала, вызывающей это изменение, т.е.

$$P_{\text{свч}} = kI,$$

где k — коэффициент пропорциональности; I — ток в диагонали моста.

Коэффициент k можно определить на СВЧ-токе, постоянном токе или переменном токе низкой частоты. При известном значении k шкалу гальванометра можно градуировать в единицах мощности. Эту схему применяют только для индикации мощности или при ее относительных измерениях, так как она не обеспечивает высокой точности измерений и имеет следующие недостатки:

- коэффициент k существенно зависит от температуры окружающей среды и смены терморезистора. Изменение температуры окружающей среды влияет на сопротивление терморезистора, а значит, и на уровень мощности, при котором мост балансируется. В связи с этим меняется чувствительность и, следовательно, градуировка моста;
- малый динамический диапазон (до 2 мВт), зависящий от уровня рассеиваемой терморезистором мощности постоянного тока, при которой наступает баланс моста;
- степень согласования с СВЧ-трактом зависит от уровня измеряемой мощности, так как при ее изменении изменяется сопротивление терморезистора, нагружающего СВЧ-тракт.

На практике более распространены мостовые схемы, основанные на методе замещения и позволяющие точно измерять мощность. Сущность этого метода заключается в том, что дополнительный разогрев терморезистора мощностью СВЧ компенсируется уменьшением мощности постоянного тока, рассеиваемой терморезистором. Таким образом, сопротивление терморезистора в процессе измерения поддерживается постоянным. Процедура измерения мощности в этом случае сводится к определению изменения мощности постоянного тока, т.е. замещающей мощности.

Если исходить из предположения эквивалентности теплового воздействия на терморезистор мощностей СВЧ и постоянного тока питающего моста, то

$$P_{\text{свч}} = P_{\text{зам}} = (I_1^2 - I_2^2)R, \quad (6.6)$$

где I_1 и I_2 — токи, протекающие через термистор при начальном балансе моста и при подаче СВЧ-мощности, т.е. после повторной балансировки; R — сопротивление терморезистора при балансе моста.

Точность измерения по этой схеме сравнительно мала, особенно при малых уровнях мощности.

Более высокую точность обеспечивает способ измерения тока начального баланса моста I_1 и изменения этого тока $\Delta I = I_1 - I_2$ после подачи СВЧ-мощности.

С учетом этого (6.6) будет иметь вид

$$P_{\text{свч}} = P_{\text{зам}} = (2I_1 - \Delta I) \Delta I R_t$$

Отсюда следует, что при постоянных заданных значениях I_1 и R_t величины $P_{\text{свч}}$ и ΔI связаны вполне определенной зависимостью, и прибор, регистрирующий значения тока ΔI , может быть отградуирован в единицах СВЧ-мощности.

Как показывает практика, значение тока начального баланса моста непостоянно и зависит от характеристик терморезистора, температуры окружающей среды, условий теплообмена его с этой средой. Чтобы обеспечить однозначность зависимости $P_{\text{свч}} = f(\Delta I)$ выбирают такую схему, когда в момент начального баланса моста через терморезистор протекает постоянный ток I_0 , несколько меньший тока I_1 , при котором сопротивление терморезистора становится равным рабочему. Регулировкой мощности переменного тока низкой частоты, равной $(I_2^2 - I_1^2) R_t$, сопротивление терморезистора доводится до рабочего значения, и мост оказывается сбалан-

сированным. Выходная мощность генератора низкой частоты при этом должна быть более $(I_1^2 - I_2^2)R_t$ во всем интервале рабочих температур с любым из используемых в приборе терморезисторов. В отдельных случаях баланс моста регистрируют в цепи низкочастотного тока, а терморезистор дополнительно подогревают постоянным током.

Известны несколько способов измерения тока ΔI .

1. Применение схемы сравнения с источником опорного напряжения (рис. 6.10). Здесь измерительный мост питается от источника постоянного тока со следящей системой. Начальную балансировку моста осуществляют с помощью источника переменного тока низкой частоты. В момент достижения баланса, индуцируемого по вольтметру, напряжение питания моста U_0 равно напряжению источника опорного напряжения $U_{оп}$. Источник опорного напряжения выдает стабилизированное напряжение, и поэтому постоянный ток, протекающий через терморезистор, при начальном балансе моста будет неизменным. После подачи СВЧ-мощности баланс моста нарушается. Следящая система уменьшает напряжение до значения U'_0 , и баланс моста восстанавливается. В этот момент вольтметр покажет разность напряжений $\Delta U = U_{оп} - U'_0$, пропорциональную изменению тока I .

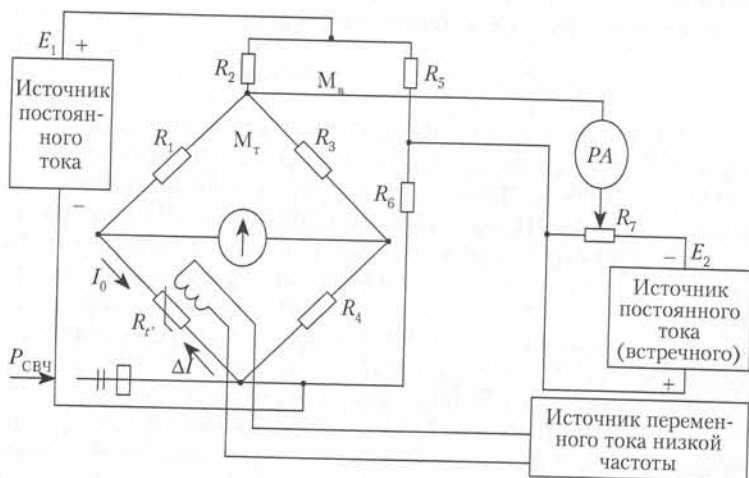


Рис. 6.10. Схема сравнения с источником опорного напряжения

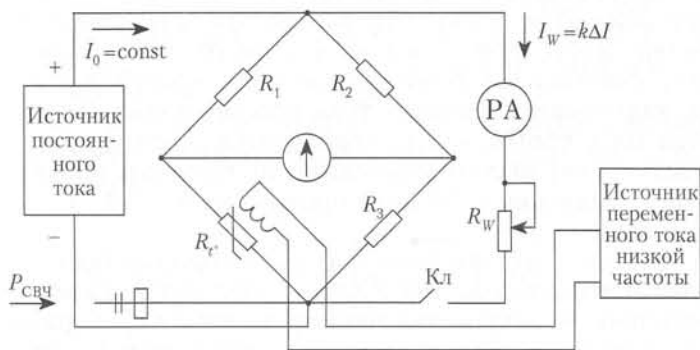


Рис. 6.11. Схема подачи встречного тока на терморезистор

Пользуясь уравнением

$$P_{свч} = P_{зам} = (2I_0 - \Delta I) \Delta I R, \quad (6.7)$$

где $\Delta I = \Delta U/k$; ($k\Delta I = \Delta U$); $I_0 = \text{const}$; $P = \text{const}$, шкалу прибора градуируют в единицах мощности.

2. Использование схемы, с помощью которой на терморезистор подается встречный ток (рис. 6.11). Перед подачей СВЧ-мощности мост M_T , являющийся плечом моста ваттметра M_M , балансируют с помощью источника переменного тока низкой частоты, а от источника постоянного тока E_1 через терморезистор протекает ток I_0 известного и неизменного значения. При балансе моста M_T наступает баланс моста M_M и источники постоянного тока E_1 и E_2 оказываются развязанными. После подачи СВЧ-мощности баланс моста M_T нарушается. Для его восстановления с потенциометра на терморезистор подают встречный ток ΔI от источника E_2 . В момент восстановления баланса прибор покажет значение тока, пропорциональное ΔI . Прибор градуируют, используя уравнение (6.7), где $I_0 = k\Delta I$.

3. Шунтирование моста. В этом случае мост питается от источника постоянного тока с внутренним сопротивлением, значительно большим сопротивления моста R . Перед подачей СВЧ-мощности производится балансировка моста от источника переменного тока низкой частоты. Ключ (Кл) при этом разомкнут. При первичном балансе через терморезистор протекает ток I_0 известного и неизменного значения, задаваемого стабилизатором тока. После подачи СВЧ-мощ-

ности ключ (Кл) замыкают, включая тем самым схему компенсации. Изменяя сопротивление шунта, восстанавливают баланс моста, при этом постоянный ток через терморезистор уменьшается. В момент восстановления баланса моста прибор покажет значение тока, пропорциональное изменению тока, протекающего через терморезистор, т.е. $I_w \equiv \Delta I$. Градуировку шкалы индикатора производят, также пользуясь уравнением (6.7), где принимают $k\Delta I = I_w$, $I_0 = \text{const}$, $R_t = \text{const}$.

4. Если в цепь питания моста от источника постоянного тока включить резистор $R_{\text{доб}}$, а в качестве шунта использовать точный микропотенциометр, то шкалу прибора можно сразу проградуировать в единицах измеряемой мощности, при этом не требуется прибор для измерения тока.

Погрешности терморезисторного метода

Терморезисторный метод позволяет создавать измерители малой мощности — от единиц микроватт до десятков милливольт — в диапазоне от метровых до миллиметровых длин волн. Применение пленочных плоских болометров дает возможность расширить диапазон измеряемых мощностей до сотен милливольт. Погрешность измерения терморезисторными мостовыми методами определяется следующими основными составляющими:

- погрешностью измерения мощности замещения δ_1 , т.е. погрешностью измерительной схемы. В обычных условиях она составляет не более 1%, в то время как экспериментальные данные, полученные на частоте 10 ГГц, говорят о том, что эта составляющая погрешности может достигать 0,1%;
- погрешностью определения коэффициента эффективности приемного преобразователя δK_p , которая во многом зависит от точности методов калибровки и собственно калибраторов и составляет по последним данным от 1 до 5% в зависимости от диапазона частот;
- погрешностью температурного дрейфа, которая при наличии высококачественных схем температурной компенсации может не превышать 0,5 мкВт за 0,5 мин;
- погрешностью, возникающей за счет отражения мощности от приемного преобразователя δ_2 (если в результате измерения вносят поправку на отраженную мощность, то неисключенный остаток погрешности составит не более 0,5%);

- погрешностью рассогласования δ_{pc} , которая зависит от значений коэффициентов отражения генератора и нагрузки. Эту погрешность рассчитывают по формулам и определяют по графикам.

С учетом законов распределения составляющих погрешность измерения терморезисторным методом можно рассчитать по формуле

$$\delta = \pm 3 \sqrt{\sum_i (\delta_{i\text{max}} / 3)^2 + \sum_j (\delta_{j\text{max}} / \sqrt{3})^2} + 0,16 \delta_{\text{pcmax}}$$

Без учета погрешности рассогласования суммарная погрешность измерения мощности терморезисторными методами составляет от 1,0 до 10% в зависимости от диапазона частот и условий выполнения измерений.

Термоэлектрический метод измерения мощности

Термоэлектрический метод измерения мощности основан на преобразовании электрической энергии в тепловую. Мерой мощности является термоЭДС, возникающая в результате нагрева одного из спаев термопары мощностью СВЧ-сигнала. Известны две разновидности термоэлектрического метода: термопарный с прямым подогревом, когда высокочастотный ток проходит через термопару, и термоэлементный, в котором электромагнитная энергия нагревает резистивную пленку или проволоку, а термопара реагирует на разность температур. Термопара выполняет одновременно функции согласованной нагрузки и дифференциального термометра. Зависимость между измеряемой мощностью и термоЭДС определяется соотношением

$$P_{\text{СВЧ}} = U_t / k_{\text{пр}}$$

где U_t — напряжение термоЭДС на выходе термопары, мВ; $k_{\text{пр}}$ — коэффициент преобразования термопары, мВ/мВт.

Прямой подогрев обеспечивает измерение мощности в диапазоне частот, верхний предел которого составляет около 10 ГГц, в то время как термоэлементы с косвенным подогревом применяются на частотах до 40 ГГц.

Чувствительность термоэлемента и его стабильность обеспечиваются соответствующим размещением его в стеклянном баллоне. Такие вакуумные термоэлементы применяются для непосредственного измерения мощности от 1 до

5 мВт с погрешностью 1% в диапазоне частот от 10 до 1000 МГц. С помощью направленных ответвителей диапазон измеряемых мощностей можно расширить до 1000 Вт.

К преимуществам термопарных измерителей мощности следует отнести простоту индикаторных устройств, калибровки и периодической поверки методом замещения на постоянном токе или токе низкой частоты и их способность выдерживать без разрушения 50%-ную перегрузку. Недостатками являются низкая чувствительность, плохое согласование и нелинейная зависимость напряжения от мощности. Как правило, постоянная времени термопарных измерителей мощности составляет 0,1–5 с, а непосредственно измеряемая мощность находится в пределах от 1 до 150 мВт при погрешностях измерения 1–2%. Главным преимуществом термопарного метода по сравнению с терморезисторным является слабая зависимость показаний от температуры окружающей среды и незначительное потребление мощности от источников питания, так как термопара не требует начального подогрева.

Материалы для термопар выбирают с таким расчетом, чтобы обеспечивались линейная температурная зависимость термоЭДС, малый температурный коэффициент сопротивления и высокая чувствительность. Наибольшее распространение получили термопары висмут–сурьма, копель–сурьма, хромель–копель. В общем случае термопара состоит из двух соединенных между собой металлических проводников (или полупроводников). Под действием температуры в контуре, составленном из двух разнородных металлов, со спаями, нагретыми до различных температур, возникает термоЭДС. Для каждой пары металлов термоЭДС зависит только от температуры спаев. Цепь термопары состоит из двух термоэлектродов, один спай помещают в измерительную среду и называют рабочим концом термопары, а второй – свободным. В зависимости от температуры в спаях возникают соответственно термоЭДС e_t и e_{t_0} , направленные встречно. В цепи термопар действует результирующая термоЭДС

$$E_{t_1 t_0} = e_t - e_{t_0} = f(t_1 - t_0).$$

Чтобы устранить влияние колебаний температуры свободных концов термопар, последние термостатируются или

используются специальные схемы температурной автоматической компенсации.

Из-за разности температур проводника, соединяющего два спая термопары, средняя кинетическая энергия носителей заряда вблизи горячего спая оказывается больше, чем вблизи холодного. Носители диффундируют от горячего носителя к холодному, и последний приобретает потенциал, знак которого определяется знаком носителей, а разность потенциалов горячего и холодного спаев и есть термоЭДС.

Чтобы расширить диапазон измеряемых мощностей, две термопары или более соединяют последовательно по постоянному току. При этом по высокой частоте их соединяют параллельно, и для оптимального согласования их общее активное сопротивление должно быть равно характеристическому сопротивлению линии передачи.

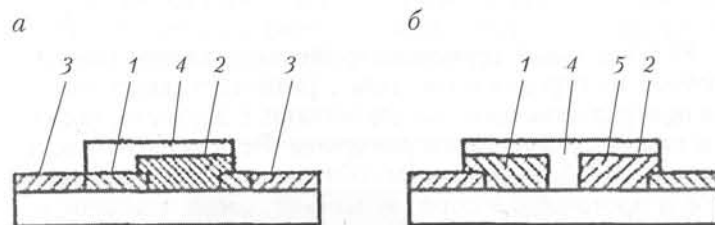


Рис. 6.12. Пленочные термопары

В СВЧ-диапазоне в основном применяют пленочные и объемные термопары. Пленочные термопары представляют собой тонкие металлические пленки, напыленные в вакууме на слюдяные, стеклянные или иные диэлектрические подложки. На рис. 6.12 показаны пленочные термопары, изготовленные на отрезках стекловолокна. Термопары образуются слоями 1 и 2 разнородных металлов (см. рис. 6.12, а), выводы 3 выполнены также в виде пленочных контактов. Наружность термопар защищена от внешних воздействий диэлектрическим покрытием 4. При протекании через термопару токов СВЧ в месте соединения слоев 2 и 3 температура повышается по сравнению с местами соединения этих слоев и выводов.

Для повышения температуры горячего спая (см. рис. 6.12, б) в разрыве слоев 1 и 2 наносится тонкий слой 5 ма-

териала с большим удельным сопротивлением. Под действием токов СВЧ этот слой сильно нагревается, повышая чувствительность термопреобразователя.

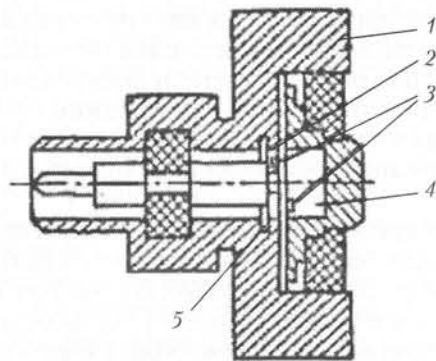


Рис. 6.13. Коаксиальная термоэлектрическая головка

Коаксиальная термоэлектрическая головка (рис. 6.13) состоит из отрезка коаксиала с разделительной емкостью 2 в центральном проводнике вставки, с двумя термопарами 3 и кожуха с выходным разъемом. Вставку 1 согласуют с трактом, подбирая размеры согласующей камеры в заглушке 4, и проточки 5 в корпусе отрезка линии передачи, а также рабочее сопротивление термопар.

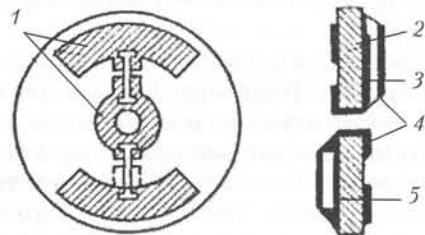


Рис. 6.14. Вставка с нитевидными пленочными термопарами

Вставка (рис. 6.14) состоит из слюдяной подложки 2 в виде диска, на которую методом вжигания нанесены серебряные электроды 1. Нитевидные пленочные термопары 4 соединены с электродами токопроводящей пастой 3. Опоры 5 из нитей стекловолна создают необходимый для согласо-

вания и определенного теплового режима зазор между подложкой вставки и нитями. Ветви термопар, напыленные на стеклянную нить-подложку диаметром 20–40 мкм, защищены от воздействия влаги тонким слоем монооксида кремния. В результате ток, протекающий по проводящему слою термопары, имеющему сопротивление около 100 Ом, разогревает место спая и вызывает термоЭДС на концах термопары.

Коэффициент преобразования термопреобразователя равен $1 \pm 0,3$ мВ/мВт, нагрев места спая при помощи рассеяния мощности 10 мВт и температуре окружающей среды $+20$ °С составляет примерно 70–80 °С.

Термоэлектрическая вставка для коаксиальных термопреобразователей может быть выполнена так, как показано на рис. 6.15. Ветви термопар 1, 3 нанесены на слюдяное основание и образуют с корпусом полосковую линию передачи с потерями. Температура холодных спаев 4 термопар поддерживается близкой к температуре корпуса благодаря применению диэлектрической пластины из полимера или другого материала с высокой теплопроводностью.

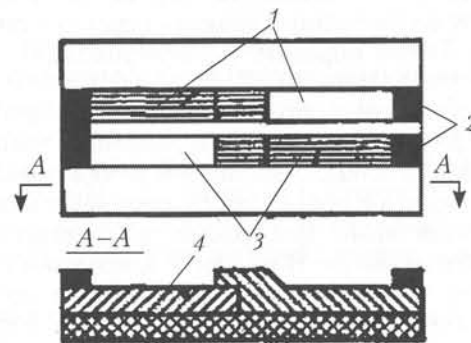


Рис. 6.15. Вставка для коаксиальных термопреобразователей

Вставка для волноводных термопреобразователей по конструкции мало отличается от термисторной. Термопару, геометрически не отличающуюся от термопар для коаксиальной вставки, располагают в зазоре между гребнями волновода. Контакты 2 изготавливают методом напыления.

При увеличении частоты уменьшается величина коэффициента эффективности K_p , которая определяет его отличие при замещении $P = uP_*$ (рис. 6.16).

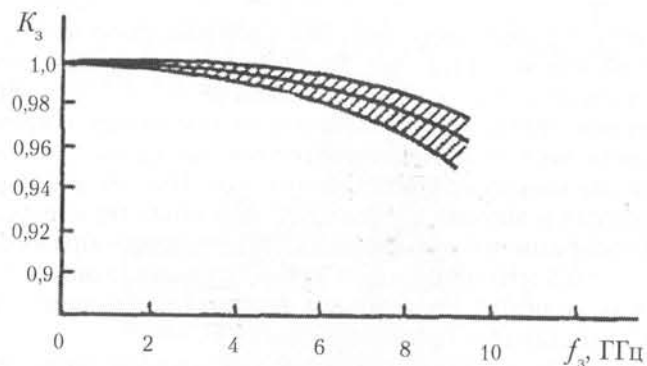


Рис. 6.16. Зависимость коэффициента эффективности от частоты

На несколько ином принципе действия работают полупроводниковые объемные термопары с нанесенным на них слоем, поглощающим электромагнитную энергию. Один конец термоэлемента, покрытый поглощающим слоем, в процессе измерения мощности нагревается, а второй имеет температуру волноводного тракта за счет контакта с массой волновода. Таким образом, в полупроводнике образуется градиент температуры $\Delta T/X$. В горячем конце концентрация и скорость электронов выше, чем в холодном. Поэтому электроны диффундируют в направлении температурного градиента значительно больше, чем в обратном.

Диффузионный поток, унося отрицательный заряд из горячего конца термопары в холодный, создает между ними разность потенциалов. В процессе диффузии поток электронов будет тормозиться электрическим полем внутри полупроводника, пока поток, вызываемый диффузией, не сравняется с обратным потоком, создаваемым образовавшейся разностью потенциалов.

В этих условиях создается стационарное равновесие электронов в полупроводнике, при котором вследствие разности температуры между его концами будет длительно поддерживаться соответствующая разность потенциалов.

Через любое сечение проводника за единицу времени проходит одинаковое число электронов в обоих направлениях. Однако скорость электронов в направлении к холодному концу больше скорости электронов, проходящих через данное сечение от холодного конца, поэтому непрерывный

перенос тепловой энергии в направлении градиента температур происходит без переноса заряда. Механизм переноса тепла существенно меняется, когда в нем участвуют как отрицательные (электроны), так и положительные (дырки) заряды. Одновременный перенос тех и других в одинаковом количестве не влечет за собой накопления заряда и роста потенциала. Совместная диффузия электронов и дырок от горячего конца к холодному вызывается не только разностью скоростей, но и градиентом их концентрации.

При такой диффузии термоЭДС может вызываться по следующей причине: если концентрация одних зарядов превышает концентрацию других, то поток их будет переносить к холодному концу заряд, который будет тормозить их движение, и, наоборот, ускорит движение зарядов противоположного знака, пока потоки тех и других не уравниваются. При этом в проводнике образуется электрическое поле, зависящее от градиента температуры. Вторым источником термоЭДС является различие подвижностей носителей тока. Подвижность носителей v связана с коэффициентом диффузии D соотношением, установленным Эйнштейном, $v/D = e/kT$.

Под влиянием градиента концентрации те из зарядов, для которых подвижность v больше, получили бы большую скорость, если бы они, отделившись от противоположных зарядов, не создавали объемного заряда, а вместе с тем и электрического поля, тормозящего их движение и ускоряющего отстающие заряды противоположного знака. Под действием электрического поля выравниваются скорости зарядов, что позволяет им диффундировать как одному целому.

Таким образом, даже в тех случаях, когда тепловое движение создает одинаковое число носителей тока обоих знаков, их диффузия приводит к возникновению в проводнике электрического поля, определяемого различием подвижности зарядов. Это поле E можно выразить подобно диффузии токов в электролите уравнением

$$E = E_0(v_1 - v)/(v_1 + v),$$

где E_0 — электрическое поле, которое существовало бы при носителях только одного знака; v_1 и v — подвижности положительных и отрицательных зарядов соответственно.

В полупроводнике при увеличении температуры повышаются концентрация и кинетическая энергия носителей тока. За счет повышения концентрации n выражение для чувствительности термоэлемента γ будет определяться уравнением

$$\gamma = \frac{kT}{e} \frac{v_1 - v_2}{v_1 + v_2} \frac{1}{n} \frac{dn}{dT},$$

где γ равно нулю при $v_1 = v_2$ или $dn/dT = 0$.

Увеличение подвижности v теплового движения зарядов с ростом температуры является основной причиной, создающей термоЭДС в полупроводнике с одним знаком носителей тока $mv/2 = 3kT/2$.

Существуют полупроводники, в которых небольшая по сравнению с металлами концентрация электронов остается постоянной в широком интервале температур. Таковы, например, сернистый или теллуристый свинец с избытком свинца. Несмотря на постоянство концентрации n , термоЭДС измеряется сотнями микровольт на градус, т.е. она того же порядка, что и в полупроводниках с резкой зависимостью концентрации от температуры. Различие скоростей электронов между горячими и холодными концами полупроводника приводит к появлению разности потенциалов между ними. Чем больше концентрация n электронов, тем меньшее электрическое поле требуется, чтобы перенести столько же электронов, сколько их диффундирует благодаря различию скоростей.

ТермоЭДС α на 1°C можно рассматривать как поток энтропии электрического заряда. Значение α зависит (как было показано выше) не только от разности энтропии в двух веществах или двух частях одного проводника при разных температурах, но и от условий движения электронов. Эти условия определяются природой полупроводника и механизмом рассеяния электронов при их перемещении. Поэтому α тесно связана с подвижностью v , определяемой тем же механизмом рассеяния. Если замкнутая электрическая цепь термоэлемента состоит из полупроводников с одинаковым механизмом проводимостей, то создаваемые ЭДС в обеих ветвях термоэлемента направлены от горячего

конца к холодному или наоборот и термоЭДС в цепи равна их разности

$$E = (\alpha_1 - \alpha_2)(T_1 - T_2).$$

Если термоэлектрическая цепь составлена из электронного и дырочного проводников, то их термоЭДС складываются

$$E = (\alpha_1 + \alpha_2)(T_1 - T_2).$$

Естественно, что такая цепь обладает существенными преимуществами. На рис. 6.17 показан термоэлемент, составленный из дырочного 1 и электронного 2 полупроводниковых стержней, соединенных металлическим мостиком 3. На холодных концах включено нагрузочное сопротивление R , которое является приемником термоЭДС. В этом случае чувствительность термоэлемента, В/град,

$$\alpha = \alpha_1 + \alpha_2.$$

Если на металлическом мостике нанесен слой, поглощающий электромагнитную энергию, и мостик врезан в стенку волновода, то он будет нагреваться до температуры T_1 . Таким образом, учитывая большую теплопроводность металла, можно считать, что горячие концы термоэлемента имеют также температуру T_1 . Холодные концы находятся при температуре T_0 , несколько превышающей температуру окружающей среды или специального охладителя. Внутреннее сопротивление термоэлемента r можно выразить следующей формулой

$$r = r_1 + r_2 = (p_1/S_1 + p_2/S_2)l,$$

где r_1 и r_2 — внутреннее сопротивление каждой ветви соответственно; p_1 и p_2 — удельные сопротивления; S_1 и S_2 — площади поперечного сечения; l — длина полупроводникового стержня.

Теплопроводность термоэлемента выражается уравнением

$$K = K_1 + K_2 = (x_1 S_1 + x_2 S_2),$$

где K_1 и K_2 — теплопроводности полупроводниковых стержней, а x_1 и x_2 — их удельные теплопроводности.

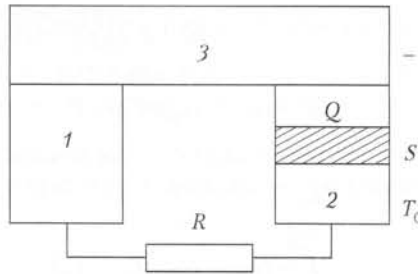


Рис. 6.17. Полупроводниковый термоэлемент

Мощность Q тепловой энергии на горячих концах определяется выражением $Q_1 = \alpha_1 IT_1$, а мощность, отдаваемая холодными концами, $Q_0 = \alpha_0 IT_0$, где $I = U/R$ — сила тока в цепи термоэлемента.

Мощность теплового потока, переносимого от горячего конца к холодному по обеим стержням,

$$Q_m = K(T_1 - T_2).$$

Сила тока в цепи термоэлемента

$$I = \alpha (T_1 - T_0)/(R + r).$$

Подставив это выражение в уравнение мощности теплового потока на горячем конце, получим

$$Q_1 = \alpha^2 T_1 (T_1 - T_2)/r(m + 1)$$

и

$$W = \alpha^2 (T_1 - T_2)^2 m/r(m + 1)^2,$$

где $W = I^2 R$ — мощность, отдаваемая термоэлементом в нагрузку; $m = k/r$. Коэффициент полезного действия η можно определить как отношение полезной электрической энергии W , выделяемой во внешней цепи, к энергии W_0 , затрачиваемой источником тепла,

$$\eta = W/W_0,$$

где $W_0 = Q_1 + Q_m - I^2 r/2$; $I^2 r/2$ — энергия, возвращаемая к источнику тепла. Подставив в уравнение для η выражения для каждой из составляющих, получим

$$\eta = \frac{T_1 - T_0}{T_1} = \frac{m/(m+1)}{1 + kr(m+1)/\alpha^2 T_1 - (T_1 - T_0)/2(m-1)}.$$

Отсюда видно, что КПД термоэлемента зависит от температуры горячего и холодного концов и величины, определяемой свойствами применяемых в термоэлементе материалов и отношения $m = k/r$.

На практике КПД полупроводниковых термопар лежит в пределах от 3 до 7%. Полупроводниковый термоэлемент, состоящий из сплавов SbZn и SbCd, представляет собой цилиндр (рис. 6.18), одна торцевая плоскость которого нагревается за счет выделяемой в волноводном тракте мощности; второй конец имеет температуру окружающей среды. Термоэлементы из сплавов SbZn обладают электронной проводимостью и чувствительностью 200–250 мкВ/град, а термоэлементы из сплава SbCd — дырочной проводимостью и чувствительностью 300–400 мкВ/град. ТермоЭДС на выходе термопары линейно зависит от разности температур торцов термоэлемента

$$E = \alpha(T_1 - T_2).$$

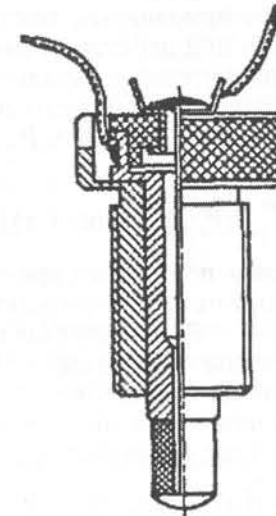


Рис. 6.18. Цилиндрическая полупроводниковая термопара

Для увеличения чувствительности горячий торец термоэлемента покрывается поглощающим слоем, в результате чего она повышается более чем на 50%. Электродвижущая сила термоэлемента, установленного в тракте, будет зависеть от фазы и коэффициента отражения, а также от длины волны в волноводе.

Калориметрические методы измерения мощности

Калориметрические методы основаны на определении количества тепла, рассеиваемого на нагрузке, являющейся поглощающим сопротивлением в линии передачи мощности. Термодинамическое состояние калориметрической нагрузки объемом V , равномерно нагретой до температуры T , описывается уравнением

$$P_n = H(T - T_{cp}) + cV(dT/dt), \quad (6.8)$$

где P_n — мощность, рассеиваемая в нагрузке; T — температура среды, в которой находится нагрузка; H — коэффициент теплоотдачи; c — удельная теплоемкость нагрузки.

Первое слагаемое в (6.8) характеризует рассеяние тепла, обусловленное теплопроводностью, конвекцией и излучением. Обычно рассеяние имеет смешанный характер и H зависит от разности температур и других факторов. Второе слагаемое определяет приращение температуры калориметрической нагрузки под действием рассеиваемой в ней мощности P_n . Если на нагрузке с начальной температурой, равной температуре окружающей среды, начиная с момента времени $t = 0$, рассеивается мощность P_n , то решение уравнения (6.8) имеет вид

$$T - T_{cp} = P_n [1 - \exp(-t/\tau)]/H, \quad (6.9)$$

где $\tau = cV/H$ — тепловая постоянная времени.

Для любого калориметра по результатам измерения разности температур $T - T_{cp}$ в принципе можно вычислить мощность, если известны постоянные в (6.9). На практике определение постоянных затруднено.

Практически для измерения мощности в СВЧ-диапазоне волн используются две формулы:

$$P = c(dT/dt) \text{ при } t \rightarrow 0;$$

$$P = (T - T_{cp})H \text{ при } t \rightarrow \infty.$$

Из первой следует, что время измерения должно быть значительно меньше тепловой постоянной времени. Коэффициент теплового рассеяния, следовательно, и потери, связанные с выделением тепла в окружающую среду, должны быть достаточно малы и учтены в процессе измерения. Достоинством адиабатических калориметров, о которых речь пойдет ниже, является то, что для определения мощности достаточно знать лишь теплоемкость нагрузки и измерять скорость изменения температуры. Основные элементы такого калориметра — термоизолированная нагрузка, преобразующая поглощаемую электромагнитную энергию в тепло, и прибор для измерения перепада температур в нагрузке (рис. 6.19, а). Скорость изменения температуры $\Delta T/\Delta t$ термоизолированной насадки массой m и удельной теплоемкостью c пропорциональна мощности, поглощенной этой насадкой. Мощность P , усредненная за время Δt , определяется выражением

$$P = kmc(dT/dt),$$

где k — коэффициент пропорциональности.

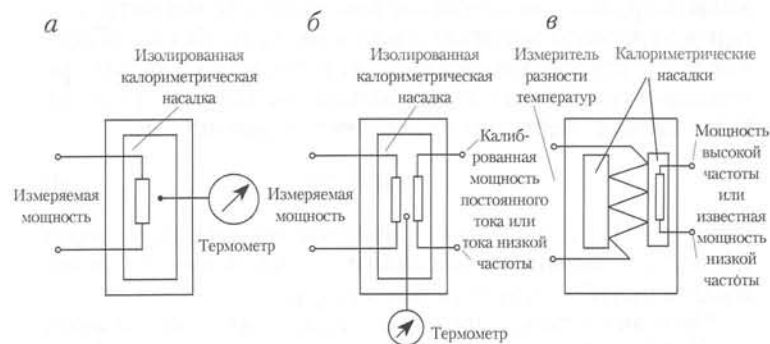


Рис. 6.19. Основные типы калориметров:

а — простой статический калориметр; б — статический калориметр с замещением; в — дифференциальный калориметр

Некоторые недостатки адиабатического калориметра устраняются, если для калибровки прибора, измеряющего температуру, использовать известную мощность постоянного тока или тока низкой частоты. В этом случае требования к качеству теплоизоляции могут быть значительно снижены,

а необходимость в точном знании теплоемкости вообще исключается. При методе замещения калориметр определяет мощность на СВЧ, исходя из точно измеренной мощности постоянного тока или тока низкой частоты. Для реализации этого метода в схему обычного калориметра добавляется нагреватель постоянного тока или тока низкой частоты (рис. 6.19, б). Другой тип калориметра, в котором также используется метод замещения, состоит из двух насадок, частично изолированных от окружающей среды (рис. 6.19, в). Такой калориметр называется *дифференциальным*. Одна из насадок поглощает мощность, другая — является датчиком опорной температуры, а измерение мощности заключается в оценке разности температур между двумя нагрузками.

Тепловая симметрия системы снижает влияние температуры окружающей среды и повышает чувствительность калориметрического метода.

Недостаток адиабатических калориметров заключается в необходимости периодического отключения мощности СВЧ от нагрузки. От этого недостатка свободны так называемые *проточные калориметры*.

Основными элементами проточного калориметра являются нагрузка для преобразования электромагнитной энергии в тепловую энергию жидкости; устройство, обеспечивающее циркуляцию жидкости, и средства для измерения температуры. Измеряемая мощность зависит от скорости поглощения энергии и определяется равенством

$$P = kvBc\Delta T, \quad (6.10)$$

где $k = 4,187$; v — скорость протекания жидкости через нагрузку; B — плотность жидкости; c — удельная теплоемкость жидкости; ΔT — разность температур.

Основная схема проточного калориметра показана на рис. 6.20, а. Здесь жидкость с вполне определенной скоростью протекает через нагрузку, температура жидкости повышается за счет передачи тепла от нагрузки. При точных измерениях необходимо знать скорость потока и удельную теплоемкость протекающей жидкости во всем интервале рабочих температур. Кроме того, должны быть известны и другие параметры, не входящие в (6.10), такие, как скорость тепловых потерь из системы и повышение температуры протекающей жидкости, обусловленное трением.

Проточный калориметр, основанный на применении метода замещения (рис. 6.20, б), состоит из тех же элементов, что и обычный, но имеет дополнительную нагрузку для ввода мощности постоянного тока или тока низкой частоты.

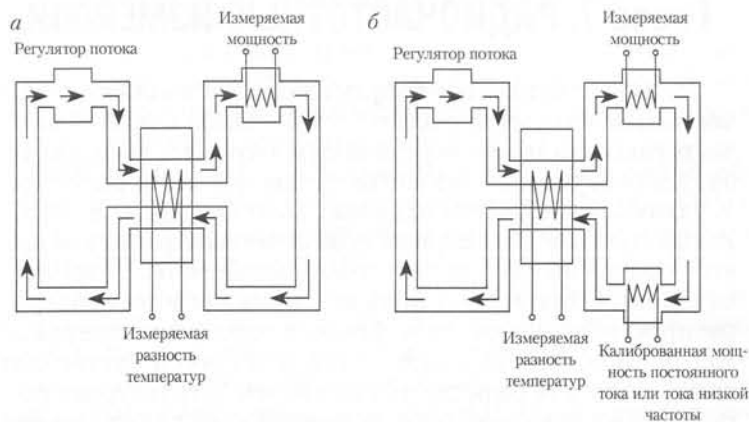


Рис. 6.20. Схема проточных калориметров

Глава 7. РАДИОЧАСТОТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Радиочастотные измерения связаны с анализом радиочастотных каналов и систем беспроводной связи. К радиочастотным системам передачи относятся все средства связи, использующие в качестве среды передачи радиоэфир. К таким средствам принадлежат радиорелейные и спутниковые системы. Для первых существенным фактором является оценка параметра затухания, связанного с отражением от земли, а для вторых большое значение имеет задержка распространения сигнала. Оценка влияния доплеровского сдвига по частоте существенна для систем спутниковой связи, но не для радиорелейных систем. Структурная схема цифровой первичной сети, использующей радиочастотные средства, представлена на рис. 7.1.

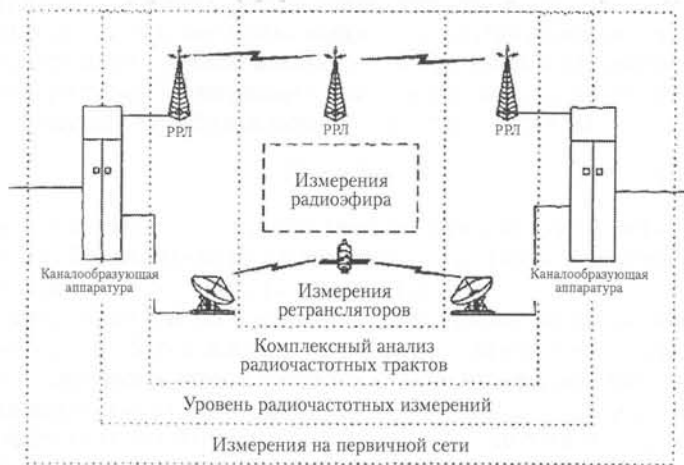


Рис. 7.1. Структурная схема организации радиочастотных измерений на первичной сети

Согласно этой схеме радиочастотные измерения являются составной частью комплекса измерений в первичной

сети. Измерения в радиочастотной области предполагают наличие соответствующих аппаратуры и разнообразных методов применительно к каналобразующим системам. К радиочастотным относятся измерения, связанные с анализом электромагнитной обстановки во всем используемом системой передачи спектре.

В основе радиочастотных систем передачи лежит использование ретрансляторов. Для систем спутниковой связи — это спутниковые ретрансляторы, для радиорелейных систем передачи — это ретрансляторы РРЛ.

Один из основных измеряемых параметров в этой области — напряженность электромагнитного поля (ЭМП). Необходимость в этих измерениях возникает при изучении распространения радиоволн на различных трассах, при определении параметров и характеристик антенно-фидерных устройств и рассеивающих объектов, при определении зоны обслуживания радиорелейных и спутниковых систем связи, при измерении параметров технических средств в части электромагнитной совместимости (ЭМС) и электромагнитной безопасности (ЭМБ).

7.1. Средства измерений напряженности электромагнитного поля

Простейшим случаем переменного ЭМП является плоская электромагнитная волна в свободном пространстве (рис. 7.2), которую можно представить в виде совокупности векторов напряженности электрического \vec{E} и магнитного \vec{H} полей.

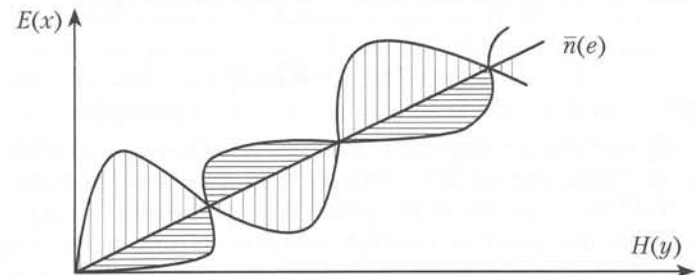


Рис. 7.2. Схематическое изображение плоской волны

Векторы \vec{E} и \vec{H} расположены в плоскостях, перпендикулярных направлению распространения волны. Энергия, переносимая электромагнитной волной, определяется третьим вектором $\vec{\Pi}$, который связан с векторами \vec{E} и \vec{H} векторным произведением

$$\vec{\Pi} = \vec{E} \times \vec{H}.$$

Если векторы \vec{E} и \vec{H} изменяются во времени по синусоидальному закону, изменение модулей этих векторов в пространстве (вдоль направления распространения l) описывается соотношениями

$$E_x = E_m \cos(\omega t - \beta l),$$

$$H_y = H_m \cos(\omega t - \beta l),$$

где E_m , H_m — амплитуды соответствующих полей; l — расстояние от точки отсчета; β — постоянная распространения $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Между модулями векторов \vec{E} и \vec{H} существует однозначная связь

$$\frac{E}{H} = W.$$

Параметр W называется *волновым сопротивлением* среды. Для свободного пространства параметр W равен 120π . Размерность напряженности электрического поля В/м (дБ·мкВ/м); магнитного А/м (дБ·мкА/м). С учетом вышеприведенных соотношений можно определить модуль

$$\Pi = \frac{E^2}{W} = WH^2.$$

Приведенные формулы дают принципиальную возможность определения двух любых векторов из совокупности \vec{E} , \vec{H} , $\vec{\Pi}$ по известному третьему. Благодаря этому задача измерения параметров электромагнитного поля в свободном пространстве сводится к экспериментальному определению одного из трех указанных векторов.

Рабочие средства измерений параметров электромагнитного поля образуют группу, обозначаемую индексом «П»:

П1 — установки (приборы) для проверки измерителей напряженности поля;

П2 — индикаторы поля;

П3 — измерители напряженности поля (ИНП);

П4 — измерители радиопомех (ИП);

П5 — измерительные приемники (ИА);

П6 — измерительные антенны;

П7 — измерители параметров антенн.

В настоящее время в эксплуатации находится большое количество измерителей напряженности поля, измерителей радиопомех; измерительных антенн. В основном динамический диапазон измеряемых полей составляет:

- по электрической компоненте поля $\sim 10^{-6} - 10^3$ В/м;
- по магнитной компоненте поля $\sim 10^{-6} - 10^3$ А/м.

Погрешность измерения напряженности поля составляет обычно $\sim 10 - 40\%$.

7.2. Измерители напряженности электромагнитных полей

Обобщенная схема измерителя напряженности поля включает два основных функциональных узла: входной преобразователь и измеритель напряжения либо мощности измеряемого поля.

Входной преобразователь чаще всего представляет собой антенну, принимающую электрическую или магнитную компоненту поля либо обе одновременно. Сигналы на входе антенны (напряжение или мощность) связаны с параметрами электромагнитного поля коэффициентами преобразования, которые должны быть известны. Например, у антенны, принимающей электрическую либо магнитную компоненту поля, коэффициент преобразования K определяется выражением

$$K_E = \frac{U}{E},$$

где U — напряжение на выходе антенны; E — напряженность электрического поля.

В частном случае коэффициент K совпадает с действующей высотой h_g .

Для антенн, принимающих обе компоненты поля (поток энергии), коэффициент преобразования определяется через мощность

$$K_p = \frac{P}{\Pi},$$

где P — мощность, передаваемая в согласованную нагрузку на выходе антенны; Π — плотность потока энергии на входе антенны.

Коэффициент K_p имеет смысл площади поверхности, через которую в антенну проходит поток энергии, и, в частности, может совпадать с эффективной поверхностью антенны $S_{эф}$.

Второй функциональный узел обобщенной схемы представляет селективный измеритель напряжения либо мощности. Чаще всего применяют универсальный измеритель, по шкале которого можно определить значение напряжения или мощности сигнала на выходе антенны. Это измерительный приемник, обеспечивающий необходимую избирательность по частоте и измерение параметров сигнала в требуемом диапазоне. Отсчет по его шкале позволяет вычислить напряженность электрического поля, используя известные коэффициенты K_p .

7.3. Измерители напряженности слабых электромагнитных полей

Слабыми называют поля, напряженность электрического поля которых $E = 1 \cdot 10^{-6} - 1 \cdot 10^1$ В/м.

Рассмотрим функциональные схемы измерителя напряженности поля (ИНП) слабых электромагнитных полей приборов FSM-11, FSM-8.5 производства фирмы RFT.

Прибор FSM-11 предназначен для измерения напряженности поля в диапазоне частот 10 кГц—30 МГц и состоит из двух блоков: преобразователя FSM-11 и измерительного приемника SMV-11.

Блок преобразователя имеет одну штыревую и две рамочные антенны. Штыревая антенна длиной 1 м реагирует

на электрическую компоненту поля и может работать во всем диапазоне частот. Рамочные антенны диаметром 600 мм реагируют на магнитную компоненту поля. Одна из них предназначена для работы в диапазоне частот от 10 кГц до 1,6 МГц, другая — в диапазоне от 1,6 до 30 МГц. Кроме того, в блоке установлены элементы настройки антенн, индикаторы настройки, устройства управления пространственным положением антенны. Блок соединяется с измерительным приемником кабелем и может быть удален на расстояние до 10 м.

Второй блок ИНП FSM-11 представляет селективный микровольтметр SMV-11. Он выполнен по супергетеродинной схеме с двойным преобразованием частоты. Первая промежуточная частота — 70,2 МГц, вторая — 200 кГц. Входной сигнал поступает на делитель напряжения высокой частоты, переключаемый ступенями по 5 дБ. После делителя сигнал через фильтры подается на смеситель, питаемый гетеродином с частотой 70,21—100,2 МГц. Промежуточная частота 70,2 МГц через кварцевый фильтр поступает на второй смеситель, где преобразуется в частоту 200 кГц. Через аттенюатор 55 дБ сигнал 200 кГц поступает на усилители и детекторы, обеспечивающие линейное, квадратичное и логарифмическое детектирование. Благодаря этому возможны измерения среднего, среднего квадратичного, пикового и квазипикового значений напряжения.

Микровольтметр обеспечивает измерения напряжения от 20 до 120 дБ/мкВ с погрешностью не более 1 дБ. Погрешность, допускаемая ИНП FSM-11, составляет не более 2 дБ.

ИНП FSM-8.5 измеряет напряженность поля в диапазоне 26—1000 МГц и состоит из набора измерительных антенн DP-1, DP-3, LPA-1 и селективного микровольтметра SMV-8.5.

Антенна DP-1 представляет собой диполь, работающий в диапазоне 26—300 МГц. Конструктивно она выполнена в виде антенной головки и набора телескопических стержней длиной nl , где n — натуральное число. При частотах 26—80 МГц диполь является укороченным с размерами $2l$, соответствующими его настройке в резонанс на частоте 80 МГц. При частотах 80—300 МГц диполь близок к полуволновому. Антенна DP-3 выполнена в виде широкополосного конического диполя, рассчитанного на диапазон 300—1000 МГц. Антенна LPA представляет собой логопе-

риодическую антенну, обеспечивающую измерения в диапазоне 87–1000 МГц.

Селективный микровольтметр SMV-8,5 — супергетеродинный приемник с тройным преобразованием частоты (рис. 7.3).

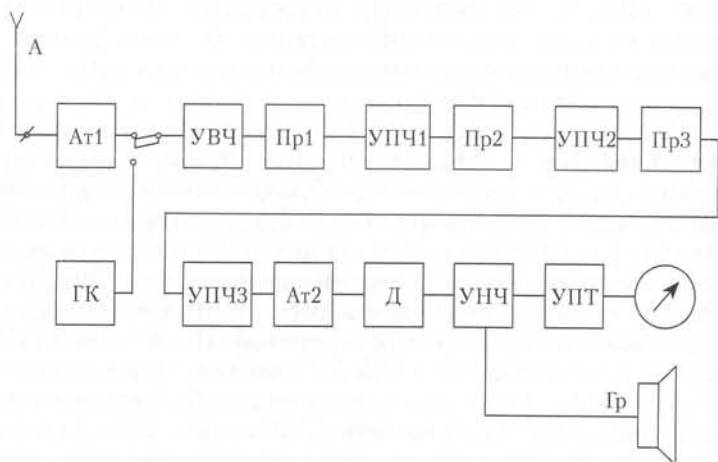


Рис. 7.3. Структурная схема селективного микровольтметра

Сигнал с измерительных антенн А поступает на вход усилителя УВЧ через аттенюатор Ат1 0–60 дБ. После этого он поступает на преобразователь частоты Пр1, затем усилитель УПЧ1, преобразователь Пр2, усилитель УПЧ2, преобразователь Пр3, усилитель УПЧ3 и аттенюатор Ат2, работающий на частоте 1,67 МГц, далее на схему детектирования Д, усилители УНЧ и УПТ и громкоговоритель Гр. Детекторы обеспечивают измерения среднего, пикового и квазипикового значений импульсного и синусоидального сигнала.

Благодаря тройному преобразованию частоты избирательность микровольтметра составляет:

- при полосе 120 кГц — 6 дБ;
- при полосе 300 кГц — 40 дБ;
- при полосе 20 кГц — 3 дБ;
- при полосе 200 кГц — 40 дБ.

FSM-8.5 позволяет измерять напряженность ЭМП от 7 до 130 дБ·мкВ/м с погрешностью не более 3 дБ.

Напряженность электрического поля определяется по формуле

$$E = \frac{U}{h_g},$$

где U — напряжение на выходе измерительной антенны; h_g — действующая высота измерительной антенны.

Действующая высота измерительной антенны определяется в процессе калибровки ИНП и приводится в техническом описании на прибор в виде графика (таблицы) в зависимости от частоты. Часто в процессе калибровки действующую высоту определяют с учетом рассогласования и потерь в соединительном кабеле. В этом случае употребляют термин «градуировочный коэффициент антенны» K , который также приводится в эксплуатационной документации.

В большинстве ИНП отсчетное устройство градуируется в относительных единицах — дБ·мкВ. В этом случае формула для определения напряженности электрического поля представляется в виде

$$E[\text{дБ·мкВ/м}] = U[\text{дБ·мкВ}] + K[\text{дБ·мкВ/м}],$$

где U — напряжение, измеренное с помощью приемника; K — градуировочный коэффициент антенны.

При использовании рамочной антенны ИНП фактически измеряет напряженность магнитного поля, а градуируется в единицах напряженности электрического поля. В этом случае используется соотношение

$$E = 120\pi H,$$

которое справедливо для плоской однородной волны. Так как прибор типа FSM-11 предназначен для измерения напряженности поля в дальней зоне, допустимость применения последней формулы при градуировке приборов обоснована.

ИНП, предназначенные для измерения слабых полей и работающие на частотах свыше 1000 МГц, могут градуиро-

В настоящее время разработаны современные измерители изотропной напряженности поля и ППЭ, например ПЗ-40, предназначенный для контроля окружающей среды в части электромагнитных излучений, обеспечивает измерение в диапазоне 30 кГц–40 ГГц.

Диапазон частот и пределы измерения измерителя в зависимости от использования типа антенны-преобразователя (АП) приведен в табл. 7.1.

Таблица 7.1

Типы преобразователей, их диапазоны частот и пределы измерений

Тип антенны-преобразователя	Диапазон частот	Пределы измерения	
		напряженности электромагнитного поля, В/м	ППЭ, мкВт/см ²
АП-1	0,3–40 ГГц	1–615	0,26–100 000
АП-2	0,3–40 ГГц	61,4–1940	1000–1 000 000
АП-3	0,03–300 МГц	10–615 для частот 30–100 кГц 5–615 для частот 0,1–300 МГц	26,6–100 000 для частот 30–100 кГц 6,6–10 000 для частот 0,1–300 МГц

7.5. Измерительные приемники

С помощью измерительного приемника измеряются частота и напряжение сигнала в широком диапазоне, поэтому измерительный приемник в нашем традиционном понимании должен обеспечивать высокую точность измерений.

Широкие диапазоны измерений, высокая избирательность и устойчивость к перегрузкам отличают измерительные приемники фирмы «Rohde & Schwarz». Селективные микровольтметры SMV-11, SMV-8.5, описанные в предыдущем разделе, тоже относятся к измерительным приемникам разработки и выпуска 1970–1980 гг. В 1990-х гг. фирма RFT (ГДР) перестала существовать, а отечественная промышленность так и не смогла освоить выпуск современных измерительных

приемников. Поэтому на современных российских предприятиях и лабораториях применяют в основном измерительные приемники типов ESH и ESV фирмы «Rohde & Schwarz».

Структурная схема такого измерительного приемника приведена на рис. 7.5

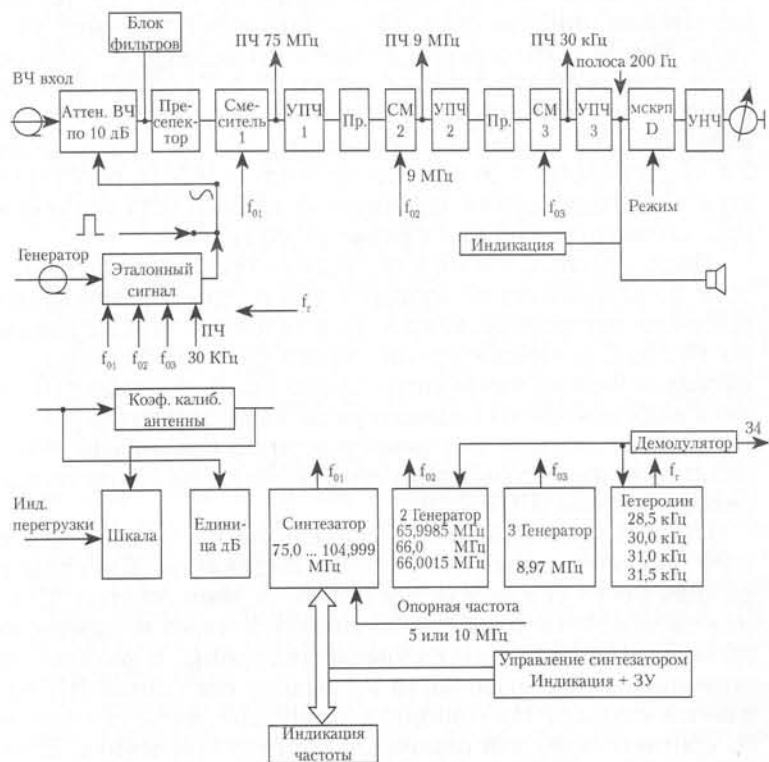


Рис. 7.5. Структурная схема приемника ESH2

ESH2 относится к измерительным приемникам с трехкратным преобразованием частоты. Он покрывает диапазон частот 9 кГц–30 МГц с помощью 16 предселекционных фильтров, причем 14 нижних фильтров настроены на фиксированные частоты, а два верхних настраиваются синхронно на частоту принимаемого сигнала. Промежуточные частоты – 75 МГц, 9 МГц и 30 кГц. Измерительный сигнал через ВЧ-аттенюатор, откалиброванный ступенями по 10 дБ, подается на первый смеситель через блок фильтров. В эту же линию при калибровке поступает эталонный сигнал.

С помощью сигнала синтезатора частоты в смесителе измерительный сигнал преобразуется в первую промежуточную частоту 75 МГц. Для управления синтезатором служит реверсивный счетчик, которым управляет импульсивный датчик с магнитной блокировкой. Этот счетчик непосредственно связан с источником питания, поэтому при любом включении прибора сохраняется последнее значение частоты. После прохождения кварцевого фильтра с полосой пропускания 10 кГц сигнал частоты 75 МГц преобразуется в сигнал частоты 9 МГц. Два других кварцевых фильтра, включаемых по выбору, обеспечивают полосу пропускания 2,4 кГц или 500 Гц. Усилитель на частоте 9 МГц регулируется для поддержания заданного коэффициента усиления при автоматической калибровке этого тракта.

После преобразования в последнюю промежуточную частоту 30 кГц сигнал поступает в усилитель, коэффициент усиления которого регулируется в диапазоне 40 дБ с шагом по 10 дБ. С помощью специального фильтра полосу пропускания можно уменьшить до 200 Гц. В зависимости от типа подключаемого индикатора сигнал проходит через логарифмический или линейный усилитель с активным демодулятором или устройством оценки помех на соответствие рекомендациям SICPR 16.

Второй независимый усилитель на частоте 30 кГц с АРУ включен параллельно цепи индикации. Сигналы с выхода этого усилителя поступают в демодулятор. Сигнал звуковой частоты прослушивается через встроенный громкоговоритель или головные телефоны. В результате описанных преобразований на выходе последней ПЧ создается сигнал с постоянной амплитудой, частота которого соответствует выставленной частоте приемника. Этот сигнал, во-первых, служит для калибровки измеряемого приемником напряжения, во-вторых, используется для измерения характеристик четырехполюсников и частоты сигналов с учетом норм SICPR.

Питание блоков измерительного приемника ESH2 осуществляется от сети через импульсный преобразователь с частотой 20 кГц или непосредственно от 12 В источника питания, 12 В батарей или 24 В сети.

ESV относится к классу измерительных приемников с двухкратным преобразователем частоты, в котором имеется настраиваемый гетеродин с фазовой синхронизацией. Сигнал через входной калиброванный аттенюатор поступает на

ВЧ-фильтры. Первый диапазон частот принимаемого сигнала 20—520 МГц. В качестве ВЧ-фильтров используются пять полосовых фильтров с критической связью на варикапах, которые синхронно настраиваются на частоту синтезатора. На частотах в диапазоне 520—1000 МГц используются еще четыре одновременно настраиваемых фильтра. После этих фильтров по уровню 6 дБ частота сигнала составляет приблизительно 10% частоты настройки приемника. Следовательно, полоса пропускания по ВЧ изменяется для диапазона 20—1000 МГц от 2 до 100 МГц. ВЧ-фильтры включаются автоматически в зависимости от частоты настройки. Сигнал после прохождения усилителя поступает на первый каскад смесителя и при частоте генератора 830,7—1330,7 МГц, генерируемой с шагом 1 кГц, преобразуется в сигнал первой промежуточной частоты. Она составляет 810,7 МГц для сигналов в диапазоне 20—520 МГц и 310,7 МГц для частот до 1000 МГц. Дополнительно с избирательностью по ВЧ имеется двухзвенный ПЧ-фильтр с полосой пропускания около 4 МГц по уровню 6 дБ, что повышает избирательность на первой ПЧ.

Далее сигнал преобразуется во вторую ПЧ, равную 1,7 МГц. Предусмотрена специальная схема для регулирования перегрузки как синусоидальных, так и импульсных сигналов. Малошумящий усилитель на частоте 10,7 МГц усиливает сигнал после преобразования, а подключаемые кварцевые ПЧ-фильтры обеспечивают избирательность по второй ПЧ. Второй комплект ПЧ-фильтров служит для подавления шумов в широкой полосе частот.

Активный детектор с диапазоном около 70 дБ при линейности характеристики менее 0,2 дБ обеспечивает прохождение сигнала на пиковый детектор, логарифмический усилитель, эквивалент измерительного прибора и отсчетное устройство.

Первое логическое устройство в зависимости от положения ВЧ- и ПЧ-аттенюаторов и по результатам калибровки измерительного тракта определяет значение уровня с дискретностью 10 дБ, которому соответствует метка шкалы измерительного прибора 0 дБ. Другая маркировка этого преобразователя обеспечивает индикацию в единицах физических величин: для токоизмерительных клещей в дБ-мкА и для антенн в дБ-мкВ/м. При перегрузке первого усилителя ПЧ срабатывает индикатор, фиксирующий появление ошибки при измерениях вследствие высокого уровня сигнала на входе прием-

ника. Второе логическое устройство управляет затуханием в тракте ПЧ в зависимости от полосы пропускания и режима индикации. Коэффициент усиления второго усилителя изменяется так, что стрелка измерительного прибора всегда стоит на отметка 0, если даже сигнал не подается на вход приемника. Синтезатор осуществляет настройку частоты приемника с шагом 1 кГц; с помощью специальной схемы можно осуществить быструю перестройку с шагом 10 или 100 кГц.

7.6. Измерительные антенны

Антеннами называют устройства, предназначенные для приема и/или излучения электромагнитных колебаний при передаче информации через свободное пространство. Конструктивно антенна представляет собой проводник либо систему проводников специальной формы, обеспечивающих прием и излучение в заданном направлении.

Качество антенн характеризуют следующими параметрами: коэффициентом направленного действия, коэффициентом полезного действия, коэффициентом усиления, сопротивлением излучения, действующей длиной (высотой) либо эффективной поверхностью. Антенны обладают свойством обратимости, благодаря которому их параметры не меняются при переходе от режима приема в режим передачи.

К основным параметрам измерительных антенн (ИА) относятся действующая длина (высота), эффективная поверхность, а также параметры согласования. Эти параметры в первую очередь определяются конструкцией антенны.

Штыревая антенна

Такая антенна выполнена в виде короткого металлического штыря, который располагают в пространстве параллельно вектору электрического поля. Штыревую антенну можно представить в виде отрезка двухметровой линии передачи, нижний проводник которой соединен с землей, верхний повернут на угол 90° вверх, как показано на рис. 7.6. В силу свойств линии передачи, разомкнутой на конце, распределение тока по длине штыря имеет вид синусоиды с нулем на вершине штыря. Для определения действующей высоты (длины) такой антенны штырь разделяют на элементарные участки длиной dl , на каждом из которых амплитуда тока равна $I_m l$ и не меняется на длине dl .

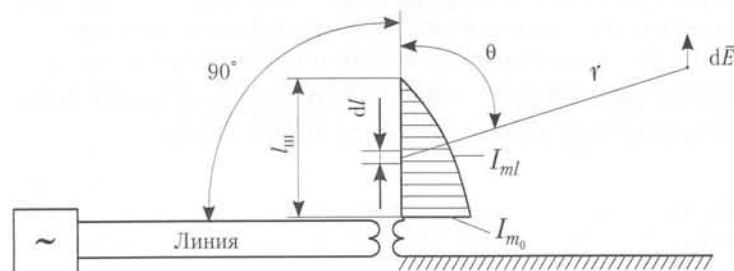


Рис. 7.6. Эквивалентная схема штыревой антенны

Из теории антенн известно, что напряженность поля, создаваемая таким элементарным участком в режиме излучения на расстоянии r от него в направлении θ , пропорциональна длине излучения и току в нем

$$dE = \frac{60\pi}{r\lambda} \cdot \sin \theta \cdot I_m dl = F(\lambda, r, \theta) I_m dl.$$

Суммарное поле, создаваемое всеми элементарными участками в заданной точке пространства, находим, выполняя интегрирование по длине штыря

$$E_m = \int_0^l F(\lambda, r, \theta) I_m dl.$$

Для упрощения рассуждений будем рассматривать поле в точке, удаленной от штыря на расстояние r , когда выполняется условие

$$r \gg l_m.$$

При таком условии расстояние r_i и угловые координаты θ_i для всех элементарных участков можно считать одинаковыми, а функцию $F(\lambda, r, \theta)$ — не зависящей от длины штыря. Тогда формула для E_m может быть записана в следующем виде

$$E_m = F(\lambda, r, \theta) \int_0^l I_m dl.$$

Для удобства введем понятие эквивалентной антенны, которая представляет собой антенну, создающую в точке пространства с координатами r и θ такую же напряженность поля, что и рассматриваемый штырь. Условимся считать, что у эквивалентной антенны ток распределен по всей длине равномерно и имеет амплитуду I_{m_0} , равную амплитуде тока у основания реального штыря. Тогда

$$\int_0^l I_m dl = I_{m_0} h_g,$$

где h_g — длина эквивалентной антенны; I_{m_0} — амплитуда постоянного тока в ней.

Напряженность поля, создаваемая эквивалентной антенной,

$$E_m = F(\lambda, r, \theta) I_{m_0} h_g.$$

В этом случае длина эквивалентной антенны h_g называется *действующей высотой* (длиной).

Опираясь на предыдущие равенства, для h_g получим

$$h_g = \frac{1}{I_{m_0}} \int_0^l I_{ml} dl.$$

Так как $I_{ml} = I \sin \beta l$, $I_{m_0} = I \sin \beta l_{ш}$, то

$$I_{ml} = \frac{I_{m_0}}{\sin \beta l_{ш}} \sin \beta l,$$

$$h_g = \frac{1}{\sin \beta l_{ш}} \left| \frac{-\cos \beta l}{\beta} \right|_0^{l_{ш}} = \frac{1 - \cos \beta l_{ш}}{\beta \sin \beta l_{ш}}.$$

Используя известные тригонометрические соотношения, высоту h_g штыревой антенны можно определить

$$h_g = \frac{1}{\beta} \operatorname{tg} \frac{\beta l_{ш}}{2},$$

где $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ — постоянная распространения.

Для короткого штыря ($l_{ш} \ll \lambda$)

$$h_g = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{tg} \frac{\pi l_{ш}}{\lambda} \approx \frac{l_{ш}}{2}.$$

Штыревые измерительные антенны имеют длину штыря $l_{ш} = 1$ м и применяются на частоте до 30 МГц ($\lambda > 10$ м). Следовательно, во всем частотном диапазоне условие $l_{ш} \ll \lambda$ выполняется.

Указанные антенны применяются для приема электрического поля диапазона 14 кГц — 30 МГц. В этом диапазоне используют как пассивные, так и активные штыревые антенны, которые иногда называются *вибраторами*. Обычно антенны этого типа используются при измерениях в открытом пространстве или внутри экранированных помещений (на $f < 30$ МГц), т.е. в «ближнем поле». Стержневой элемент длиной обычно 1 м (электрическая длина 0,5 м) имеет на своих входных зажимах эквивалентную емкость около 10 пФ. Такая антенна используется с дополнительной индуктивной катушкой, переключаемой от диапазона к диапазону для настройки в резонанс с емкостью стержня. Остаточное сопротивление эквивалентной цепи *LC* настроенного стержня составляет 10 кОм на низких частотах. При согласовании сопротивления антенны с входным сопротивлением измерителя, составляющим, как правило, 50 Ом, возникают значительные потери из-за деления напряжения, в результате чего эффективность антенны снижается, т.е. значительно увеличивается антенный фактор. Что очевидно из типового графика штыревой антенны FMA11 (рис. 7.7). Иногда используются пассивные антенны в виде стержней с длинами 2 и 2,75 м. Работа стержневых антенн в качестве излучателя имеет особенности, например:

- из-за низкой эффективности стержневой антенны требуется большая мощность для создания поля напряженности более 1 В/м;
- удлинительные индуктивные элементы, используемые для настройки антенн, в результате насыщения могут сгореть при создании полей большой напряженности.

Вследствие указанных причин стержневая антенна не используется для создания полей напряженностями свыше 1 В/м.

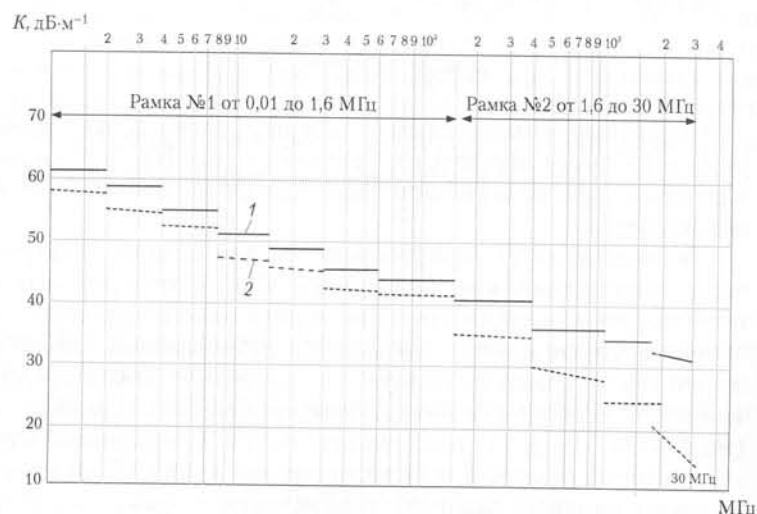


Рис. 7.7. Типовой график антенн FMA11:

1 — рамочная антенна FMA11; 2 — штыревая антенна FMA11

Дипольная антенна

Конструкцию дипольной антенны можно представить в виде отрезка двухпроводной линии, проводники которой развернуты в противоположные стороны (рис. 7.8). Такая конфигурация напоминает совокупность штыревой антенны и ее зеркального отображения. Для каждой из половин дипольной антенны (вibratorов) справедливо соотношение, полученное для штыревой антенны. Совместное действие vibratorов определяется суммой двух одинаковых слагаемых, поэтому формула действующей длины дипольной антенны получается удвоением выражения для действующей высоты штыревой антенны

$$h_g = \frac{2}{\beta} \operatorname{tg} \frac{\beta l_m}{2},$$

где l_m — длина одного штыря (vibratorа) дипольной антенны.

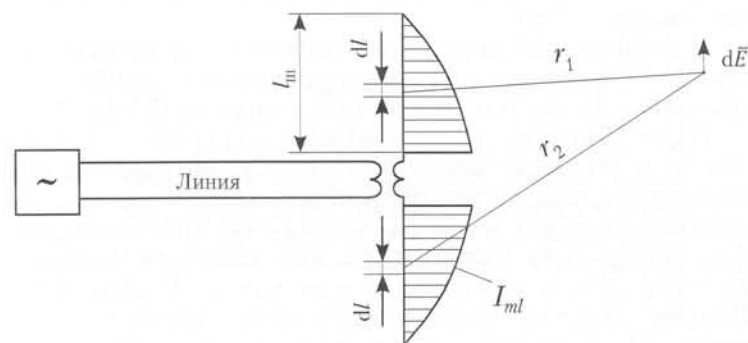


Рис. 7.8. Эквивалентная схема дипольной антенны

В измерительных дипольных антеннах длину штырей выбирают равными четверти длины волны ($l_m = \lambda_w/4$). Тогда выражение для h_g принимает вид

$$h_g = \frac{2\lambda}{2\pi} \operatorname{tg} \frac{\pi}{4} = \frac{\lambda}{\pi}.$$

Поскольку общая длина антенны оказывается равной $\lambda/2$, такие антенны называют *полуволновыми*.

Активная vibratorная антенна имеет большое выходное сопротивление, связанное с емкостью стержня, которое трансформируется в малое выходное сопротивление, например 50 Ом, согласуемое с входным сопротивлением приемника. Во входных цепях активной антенны используются усилители с малым уровнем шума, выполняющие роль трансформаторов тока, в которых большое сопротивление антенны трансформируется в выходное сопротивление 50 Ом. В результате эффективный антенный фактор активной антенны в этом диапазоне составляет обычно около 6 дБ. Недостатком активной vibratorной антенны является измерение преимущественно низких значений интенсивности поля. При измерении высоких значений интенсивности поля антенна может насыщаться, что приводит к появлению гармоник, интермодуляции и другим явлениям, обусловленным нелинейностью устройства.

Поскольку активные vibratorные антенны являются широкополосными ненастраиваемыми устройствами, то для широкополосных сигналов они имеют небольшой динамический диапазон, обычно составляющий 20–25 дБ,

тогда как для узкополосных сигналов этот диапазон может составлять ~60 дБ.

Настраиваемый диполь представляет телескопическую антенну, оба вибратора которой регулируются по длине до $\lambda/2$ соответственно частоте измерений в диапазоне 35 МГц—1 ГГц.

Ниже 35 МГц настраиваемый диполь становится слишком длинным, чтобы его можно было использовать внутри экранированных помещений. Поэтому на низких частотах длины антенны оставляют тех же размеров, но при этом ее антенный фактор возрастает. Наиболее приемлем в качестве ИА настраиваемый диполь, работающий в диапазоне 35 МГц—1 ГГц. По сравнению с коэффициентами усиления антенн других типов коэффициент усиления такой антенны считается стандартным, а по параметрам — антенному фактору, коэффициенту усиления — указанная антенна относится к типовым. К недостаткам такой антенны относится ее узкополосность — непригодность для использования с современными анализаторами и широкополосными приемниками. На нижних частотах указанного диапазона эти антенны вносят существенную погрешность в измерения.

Настраиваемая дипольная антенна широко используется для измерений параметров радиопомех согласно рекомендациям CISPR (специальный международный комитет по радиопомехам) на расстоянии 3 м.

В качестве примера рассмотрим полуволновую дипольную антенну. Конструктивно антенна объединена с симметрирующим трансформатором, необходимым для подключения коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом. Антенна выполнена в виде двух стержней (рис. 7.9), вдвигаемых в трубки, что необходимо для настройки ее на рабочую частоту в диапазоне 250—1000 МГц. Трубки закреплены на симметрирующем трансформаторе, представляющем собой короткозамкнутый отрезок двухпроводной линии, длина которой подбирается равной $\lambda/4$ на рабочей частоте.

В качестве одного из проводников двухпроводной линии служит внешний проводник коаксиального кабеля, соединенный с вибратором диполя в точке «а». Второй проводник этой линии соединен с другим вибратором диполя в точке «б», к которой присоединен и центральный проводник коаксиального кабеля. Этим достигается заземление вибратора, питаемого от центрального проводника кабеля, через короткозамкнутый отрезок линии четвертьволновой

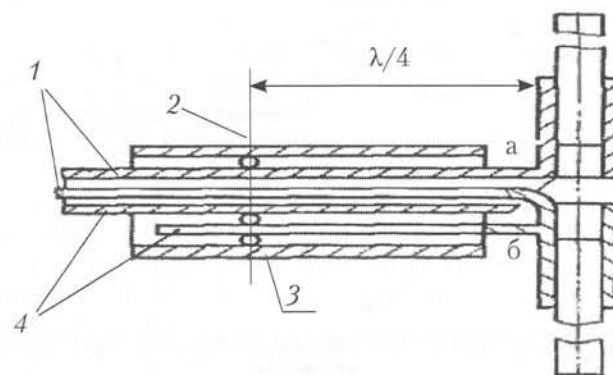


Рис. 7.9. Конструкция полуволновой дипольной антенны: 1 — коаксиальный кабель; 2 — плоскость короткого замыкания; 3 — экран; 4 — двухпроводная линия

длины, имеющий бесконечное входное сопротивление и не влияющий на работу антенны. Таким образом, оба вибратора диполя имеют одинаковые потенциалы относительно экрана, соединенного с землей, что исключает искажение диаграммы направленности из-за несимметрии питающего коаксиального кабеля.

Коэффициент стоячей волны (КСВН) настроенной антенны в рабочем диапазоне частот не превышает 1,3.

Для уменьшения геометрических размеров в диапазоне 30—100 МГц дипольные антенны «укорачивают» путем введения индуктивностей, с помощью которых антенны настраивают в резонанс, соответствующий полуволновому диполю.

Логопериодическая антенна

Логопериодические антенны образованы системой проводников с логарифмической периодической структурой. Классическая схема логопериодической антенны показана на рис. 7.10.

Антенна состоит из двух идентичных систем плоских проводников, расположенных в пространстве под углом ψ . Излучателями (вибраторами) в каждой системе служат зубцы

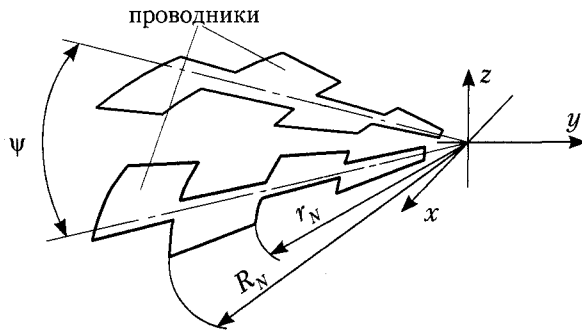


Рис. 7.10. Схематическое изображение логопериодической антенны

переменной длины, у которых размеры R_N и r_N выбирают, исходя из условия

$$\frac{R_{N+1}}{R_N} = \tau; \quad \frac{r_N}{R_N} = \sigma,$$

где τ и σ — постоянные числа, характеризующие расстояние между вибраторами и их ширину.

Последнее условие объясняет происхождение названия таких антенн — *логопериодические*. Основные свойства логопериодической антенны не изменяются, если вибраторы и питающие их линии выполнить в виде тонких проводников. Из рис. 7.10 видно, что гребенка вибраторов верхней системы проводников ориентирована в противоположную сторону по отношению к нижней. Максимум излучения такой антенны совпадает с направлением оси Y , проходящей по биссектрисе угла ψ . Угол ψ может меняться в широких пределах, включая $\psi = 0$. Последний случай соответствует параллельному расположению систем проводников, при котором вибраторы верхней системы как бы являются продолжением вибраторов нижней, напоминая конструкцию телевизионной антенны типа «волновой канал».

Логопериодическая антенна отличается широким диапазоном рабочих частот, в котором сохраняются диаграмма направленности и входное сопротивление. Это свойство обусловлено тем, что в отличие от антенн типа «волновой канал», где с питающей линией связана только одна пара

вибраторов, в логопериодических антеннах с питающей линией связаны все вибраторы. Самая низкая рабочая частота логопериодической антенны обусловлена размерами самых длинных зубцов — вибраторов, а самая высокая — размерами самых коротких зубцов.

При изменении частоты излучаемых (принимаемых) сигналов и интервале между указанными частотами работают те вибраторы, длина которых близка к четверти волны. Таким образом, при изменении рабочей частоты у логопериодических антенн меняется положение зоны излучения вдоль антенны, что учитывается при градуировке и калибровке этих антенн.

В качестве примера измерительной логопериодической антенны можно указать антенну П6-21, обеспечивающую в диапазоне 300—2000 МГц согласование 75 Ом с линией при КСВН ≤ 2 .

Рамочная антенна

Чтобы обнаружить магнитное поле в ближайшей зоне и отличить его от какой-либо составляющей электрического поля, используют рамочные антенны. Поскольку магнитные поля имеют низкие волновые сопротивления, то входное сопротивление рамочной антенны также должно быть небольшим.

Рамочная антенна, представляющая собой несколько витков провода в трубе из металла, не имеющего ферромагнитных свойств, но обеспечивающего экранирование от электрического поля, является эффективным средством для связи с магнитным полем.

Принцип действия такой антенны рассмотрим на примере взаимодействия прямоугольного витка (рамки) с электромаг-

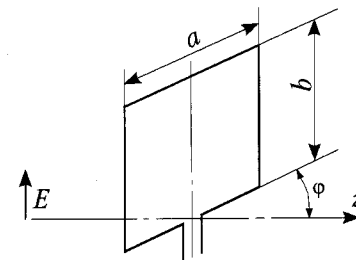


Рис. 7.11. Эквивалентная схема рамочной антенны

нитным полем. ЭДС, наводимая в сторонах рамки, параллельных вектору электрического поля (рис. 7.11), описывается формулами

$$e_1 = Eb \sin \omega t; \quad e_2 = Eb \sin (\omega t - \omega t_1),$$

где e_1 и e_2 — ЭДС в первой и второй сторонах рамки; b — длина сторон, параллельных вектору E ; t — время прохождения электрической волны от первой стороны до второй. Выразив время t_1 через расстояние между сторонами a , угол поворота φ плоскости рамки относительно направления распространения волны и скорость электромагнитной волны в вакууме c , получим

$$\omega t_1 = \omega \frac{a \cos \varphi}{c} = 2\pi \frac{a \cos \varphi}{\lambda},$$

где λ — длина электромагнитной волны в вакууме.

Результирующая ЭДС в одном витке находится как разность $e_1 - e_2$

$$e_{\text{в}} = e_1 - e_2 = 2Eb \sin \left[\frac{\pi a}{\lambda} \cos \varphi \right] \cos \left[\omega t - \frac{\pi a}{\lambda} \cos \varphi \right] = e_{\text{мв}} \cos \left[\omega t - \frac{\pi a}{\lambda} \cos \varphi \right],$$

где $e_{\text{мв}}$ — амплитуда ЭДС одного витка.

Для рамочной антенны, состоящей из N витков, амплитуда $e_{\text{тр}}$ вычисляется как

$$e_{\text{тр}} = 2NEb \sin \left[\frac{\pi a}{\lambda} \cos \varphi \right] \approx 2\pi NE \frac{ab}{\lambda} \cos \varphi.$$

Результирующую ЭДС, возникающую рассмотренным выше образом, называют *рамочным эффектом*.

В реальных антеннах из-за несимметрии сторон рамки относительно земли возникает нежелательная ЭДС, имеющая одинаковое направление в сторонах рамки и искажающая характеристики антенны. Это нежелательное явление называют *антенным эффектом*, для его устранения антенну помещают в экран, который представляет собой металлическую трубу с поперечным разрезом в верхней части.

Действующая длина (высота) рамочной антенны определяется из соотношения

$$h_g = \frac{e_{\text{мв}}}{E} = 2\pi N \frac{S}{\lambda} \cos \varphi,$$

где S — площадь рамки.

Указанная формула справедлива для рамочных антенн и другой формы, например, круглой.

Рупорная антенна

Рупорными называют антенны, излучатели которых напоминают акустические рупоры — металлические трубы, плавно расширяющиеся от одного конца к другому. Поперечное сечение узкого конца рупорной антенны соответствует волноводу для электромагнитной волны определенного типа, а расширяющаяся часть предназначена для согласования волновода со свободным пространством.

Измерительные антенны чаще всего строятся на основе волновода прямоугольного сечения с волной типа H_{10} , для которой излучатель выполняется в виде пирамидального рупора. Мощность, излучаемая рупором, равна произведению вектора Пойтинга Π на эффективную поверхность $S_{\text{эфф}}$

$$P = \Pi \cdot S_{\text{эфф}}.$$

Из рупора в пространство излучается волна, фронт которой заметно отличается от фронта плоской волны. Поэтому $S_{\text{эфф}} \neq S_r$, приближенно $S_{\text{эфф}} \approx 0,8 S_r$.

Учитывая связь напряженности электромагнитного поля с вектором Пойтинга, для поля в пространстве перед рупором можно записать

$$\Pi = \frac{E^2}{120\pi},$$

где 120π — сопротивление свободного пространства.

Мощность, излучаемая рупорной антенной, можно записать

$$P = \frac{E^2 S_{\text{эфф}}}{120\pi}.$$

Тогда формула для расчета напряженности электрического поля на входе рупорной антенны

$$E = \sqrt{\frac{120\pi P}{S_{\text{эфф}}}}.$$

В качестве примера рассмотрим конструкцию антенны Пб-23А, предназначенной для измерения в диапазоне 1–12 ГГц. Эта рупорная ненастраиваемая антенна линейной поляризации объединяет в себе рупорный излучатель и плавный переход от коаксиальной линии сечением 7/3 к рупорному излучателю (рис. 7.12).

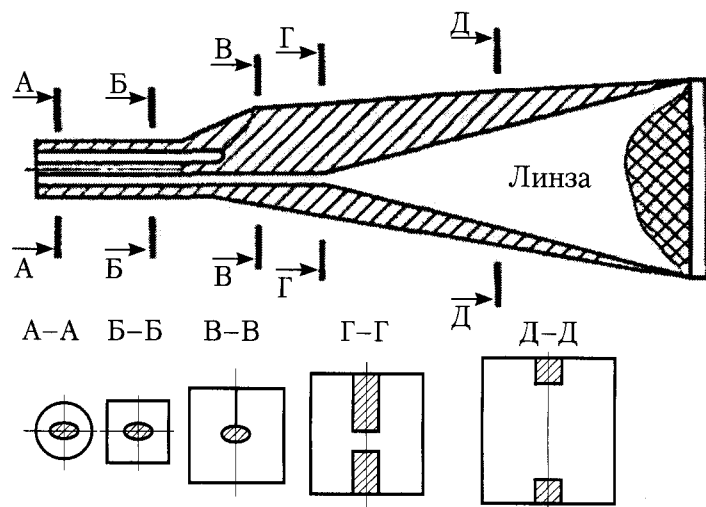


Рис. 7.12. Конструкция широкополосной рупорной антенны

В плавном переходе коаксиальная линия преобразуется в линию с квадратным внешним проводником (сечение Б–Б), далее в коньковый волновод (сечение В–В), затем в H-образный волновод (сечение Г–Г) с постепенным увеличением размеров (сечение Д–Д) и наконец в рупор. Благодаря плавной трансформации сечений структура поля волны коаксиальной линии постепенно преобразуется в структуру поля рупора. Использование в процессе преобразования H-образного волновода обеспечило широкую полосу рабочих частот при хорошем согласовании ($K_{СВН} \leq 1,5$).

В рупоре установлена линза из пеностирола для коррекции фазовых искажений во всем диапазоне частот.

Биконическая антенна

Биконическая антенна для диапазона 20–200 МГц является наиболее распространенной из используемых в ука-

занном диапазоне. Биконическая антенна выполнена из элементов, которые расходятся в виде конуса с небольшим диаметром вблизи горловины и относительно большим диаметром на конце. Антенна является всенаправленной в H -плоскости и двунаправленной в E -плоскости. Для измерения поля вертикальной поляризации элементы антенны должны быть повернуты на 90° так, чтобы нижние элементы находились на высоте не менее 0,5 м от земли. При меньшем расстоянии один конец будет иметь емкостную нагрузку, что приведет к изменению антенного фактора.

Глава 8. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ

8.1. Основные определения

Частотой называют физическую величину, равную числу идентичных событий в единицу времени. За единицу частоты — герц — принята такая частота, при которой совершается одно событие в секунду. Как для периодических (гармонических), так и для квазигармонических процессов частота является усредненной характеристикой за время наблюдения.

Характерным примером периодического процесса может служить синусоидальный сигнал с амплитудой U_m и частотой f

$$U(t) = U_m \sin(2\pi ft), \quad (8.1)$$

где t — время.

Произведение $2\pi f$ в (8.1) называют круговой частотой и обозначают греческой буквой ω .

Формула (8.1) описывает бесконечный колебательный процесс, у которого ни амплитуда, ни частота не меняются во времени. Реальные процессы конечны (есть моменты начала и окончания), поэтому у них и амплитуда, и частота зависят от времени

$$U(t) = U_m(t) - \sin[2\pi f(t)t]. \quad (8.2)$$

Колебания, описываемые формулой (8.2), называются *модулированными*. Если изменяется только амплитуда, то их называют *амплитудно-модулированными*, если изменяется только частота, то — *частотно-модулированными*. Возможен еще один вид модуляции — фазовый, при которой меняется фаза гармонического процесса φ .

Закон изменения частоты во времени может быть различным, в том числе и случайным, что приводит к понятию

нестабильности частоты. Различают кратковременную и долговременную нестабильность. Под *долговременной нестабильностью частоты* понимают разность двух усредненных значений частоты в начале и конце времени наблюдения. Например, нестабильность генераторов в СВЧ-диапазоне определяется за время 15 мин.

Измерение частоты может выполняться двумя методами. Первый метод заключается в определении числа событий, происходящих за интервал времени наблюдения, с последующим его делением на величину этого интервала (метод прямого счета). Второй метод состоит в сравнении частоты периодического процесса с частотой, воспроизводимой мерой.

Особенности измерения СВЧ связаны, во-первых, с техническими трудностями реализации метода прямого счета, используемого в электронно-счетных частотомерах до частоты 1 ГГц. Во-вторых, для практических задач требуются достижения очень малых относительных погрешностей. Например, погрешность 1% на частоте 10 ГГц соответствует полосе частот, в которой может разместиться до десятка телевизионных каналов, что при контроле частоты телевизионного передатчика недопустимо. Поэтому здесь необходимо уменьшать погрешности измерения частоты до 10^{-7} .

На практике при измерении СВЧ применяют частотомеры двух типов: резонансные и электронно-счетные.

8.2. Резонансные частотомеры

Резонансные частотомеры работают по методу сравнения измеряемой частоты с частотами их настройки. Основным узлом частотомеров СВЧ является *резонатор* — перестраиваемый колебательный контур. Вход резонатора через специальный элемент связи соединяется с источником электромагнитных колебаний, частоту которых необходимо измерить, а через второй элемент связи к резонатору подключается детектор, преобразующий колебания СВЧ в постоянный ток, контролируемый микроамперметром. С помощью механизма перестройки добиваются совпадения частоты резонатора с измеряемой частотой. Момент совпадения частот определяется по максимальному отклонению стрелки микроамперметра. Значение частоты находится по шкале механизма перестройки резонатора.

На СВЧ резонаторы представляют собой отрезки линий передач — коаксиальные и волноводные.

На низкочастотном краю СВЧ-диапазона используют в основном коаксиальные резонаторы. Схематическое устройство резонансного частотомера на основе полуволнового коаксиального резонатора показано на рис. 8.1. Резонатор выполнен из отрезка коаксиальной линии переменной длины, закороченной с одной стороны неподвижным К, а с другой — подвижным короткозамыкателем П. Последний перемещается с помощью микровинта М, снабженного отсчетным устройством ОУ. Для связи резонатора с источником измеряемой частоты предусмотрена петля связи С₁; детектор Д с микроамперметром А подключены к резонатору через петлю С₂.

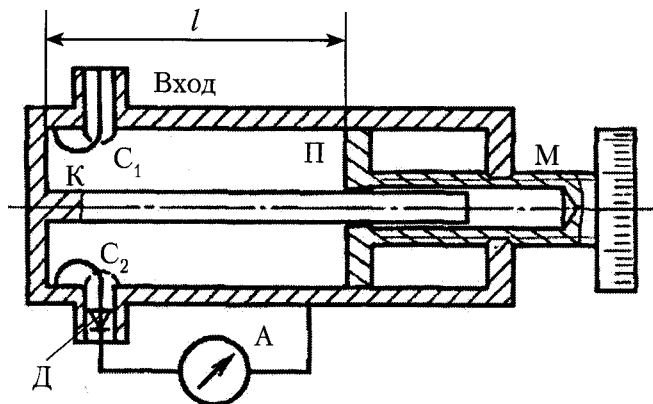


Рис. 8.1. Схема коаксиального полуволнового резонатора

При перемещении короткозамыкателя в такой линии резонанс (совпадение частоты настройки и частоты измеряемой) происходит при выполнении условия

$$l = n\lambda/2, \quad (8.3)$$

где l — расстояние между короткозамыкателями К и П; λ — длина волны в коаксиальной линии, соответствующая измеряемой частоте f ; $n = 1, 2, 3, \dots$

С условием (8.3) связано название «полуволновой резонатор». Напомним, что в коаксиальной линии длина волны $\lambda = c/f$, где c — скорость света. После настройки резонатора

(ее фиксируют по максимальному отклонению стрелки микроамперметра) значение частоты определяют по показаниям отсчетного устройства, которое может быть отградуировано в единицах частоты либо в условных единицах. В последнем случае частотомер должен сопровождаться графиком либо таблицей градуировки.

Наряду с полуволновыми коаксиальными резонаторами в частотомерах используют четвертьволновые.

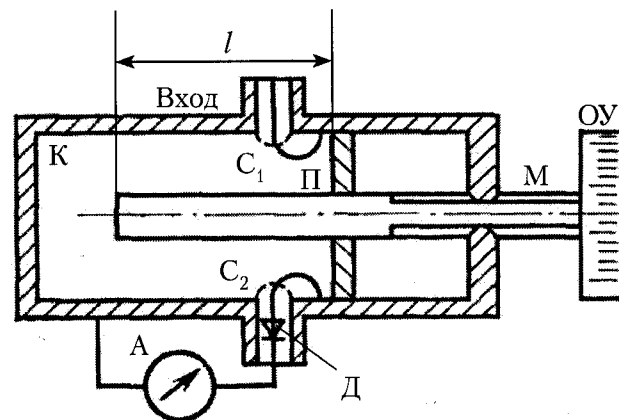


Рис. 8.2. Схема коаксиального четвертьволнового резонатора

Основное отличие их от полуволновых состоит в том, что коаксиальная линия с одной стороны разомкнута, как показано на рис. 8.2. Здесь используется тот факт, что разомкнутая линия четвертьволновой длины эквивалентна разомкнутой полуволновой. Поэтому условие резонанса в таком коаксиальном резонаторе записывается иначе

$$l = (2n+1)\lambda/4, \quad (8.4)$$

где l — расстояние от конца центрального проводника коаксиальной линии до короткозамыкателя.

Частотомеры с четвертьволновыми коаксиальными резонаторами применяются на частотах от 0,6 до 10 ГГц. Серийными частотомерами с коаксиальными резонаторами являются, например, приборы Ч2-35А, Ч2-36А, Ч2-37А, перекрывающие диапазон от 3,3 до 10,7 ГГц.

На более высоких частотах в резонансных частотомерах применяются объемные резонаторы. Они представляют собой отрезки круглого волновода, закороченные с обеих сторон. Один короткозамыкатель сделан подвижным, а механизм его перемещения (микровинт) связан с отсчетным устройством. Электромагнитные колебания подводятся к резонатору по прямоугольному волноводу стандартного сечения и возбуждают его через отверстие связи в неподвижном торце. Через второе подобное отверстие энергия отводится к волноводной детекторной секции. Ток детектора контролируется микроамперметром. В зависимости от расположения и формы отверстия связи в волноводном резонаторе могут возбуждаться колебания высшего типа H_{11n} либо H_{01n} . При возбуждении колебаний H_{11n} рабочий диапазон частотомера больше, чем при колебаниях H_{01n} . Однако добротность резонатора с колебаниями H_{01n} выше и, следовательно, точнее определяется момент резонанса. Частотомерами с волноводными резонаторами являются приборы Ч2-31, Ч2-32 и Ч2-33.

Источниками погрешностей резонансных частотомеров являются неопределенность настройки резонанса, зависящая от добротности резонатора и чувствительности индикатора; люфт в механизме перемещения; изменения геометрических размеров резонатора при изменении температуры; погрешность градуировки отсчетного устройства.

Основные достоинства резонансных частотомеров — простота, надежность и низкая стоимость, недостаток — невысокая точность.

8.3. Электронно-счетные частотомеры

Возможности измерения высоких частот обычными электронно-счетными частотомерами, работающими по методу прямого счета, ограничиваются быстродействием существующей элементной базы электроники (делителей, формирователей, триггеров).

Достижения электроники в создании быстродействующих элементов увеличили верхнюю границу частоты, измеряемой методом прямого счета, до 10 ГГц. На более высоких частотах электронно-счетные частотомеры работают с помощью преобразователей частоты.

Преобразователи частоты бывают двух типов — дискретные и преобразователи переносчиков частоты.

Принцип работы электронно-счетного частотомера с дискретным преобразователем частоты показан на рис. 8.3. Преобразователь состоит из умножителя частоты УМЧ, генератора гармоник ГГ, перестраиваемого фильтра ФВЧ, смесителя СМ, широкополосного усилителя промежуточной частоты УПЧ. Сигнал от кварцевого генератора частотомера ЭСЧ подается на вход умножителя УМЧ, где формируется частота $f_0 = 100$ МГц. В ГГ из этой частоты формируется дискретный спектр гармоник $2f_0, 3f_0, \dots, nf_0$. С помощью ФВЧ выделяется одна из гармоник nf_0 , которая поступает на СМ, сюда же поступает измеряемый сигнал с частотой f_x . Из спектра частот на выходе смесителя УПЧ выделяется разностную частоту $f_x - nf_0$. Эта частота измеряется электронно-счетным частотомером и индуцируется на его цифровом табло. Значение неизвестной частоты находится путем сложения показаний отсчетного устройства ФВЧ и цифрового табло ЭСЧ

$$nf_a + (f_x - nf_0) = f_x \quad (8.5)$$

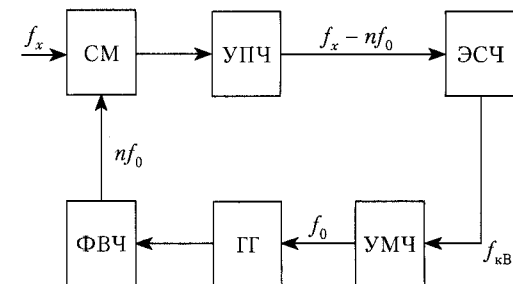


Рис. 8.3. Схема частотомера СВЧ с дискретным преобразователем частоты

Подобные преобразователи позволяют измерять частоты до 12 ГГц. Погрешность измерения частоты равна погрешности ЭСЧ плюс погрешность из-за дискретности. Примером дискретного преобразователя служит блок ЯЗЧ-43, предназначенный для работы совместно с электронно-счетным частотомером ЧЗ-38.

Принцип работы электронно-счетного частотомера с переносчиком частоты показан на рис. 8.4. В отличие от

дискретного преобразователя переносчик частоты имеет гетеродин, перестраиваемый в широком диапазоне частот, и систему фазовой автоподстройки частоты для синхронизации частот гетеродина и измеряемого сигнала.

В процессе измерения напряжение от гетеродина $f_{\text{гет}}$ подается на смеситель СМ, куда поступает и сигнал неизвестной частоты f_x . Усилитель промежуточной частоты УПЧ выделяет на выходе смесителя разностную частоту $mf_x - nf_{\text{г}} = f_{\text{пр}}$, которая поступает на фазовый детектор ФД, куда поступает и частота f_0 кварцевого генератора электронно-счетного частотомера (ЭСЧ). Постоянное напряжение с выхода фазового детектора ФД, пропорциональное разности $f_{\text{пр}} - f_0$, через фильтр ФНЧ и усилитель УПТ подается на элемент, управляющий частотой гетеродина, благодаря чему частота гетеродина меняется таким образом, чтобы разность $f_{\text{пр}} - f_0$ стремилась к нулю. Тем самым частота гетеродина синхронизируется с частотой сигнала, при котором выполняется равенство

$$mf_x = nf_{\text{г}1} - f_{\text{пр}} \text{ или } mf_x = nf_{\text{г}2} - f_{\text{пр}}. \quad (8.6)$$

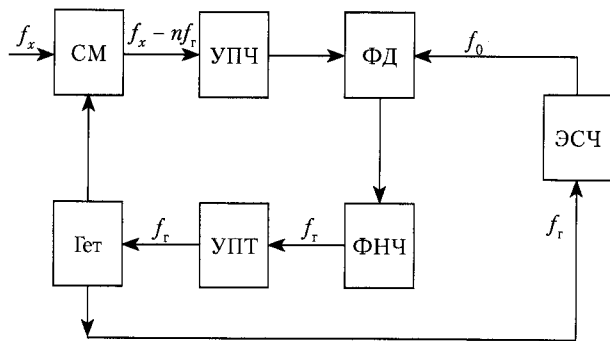


Рис. 8.4. Схема частотомера СВЧ с переносчиком частоты

Частота гетеродина выбирается такой, чтобы она измерялась частотомером ЭСЧ.

Чтобы определить f_x , необходимо найти номера гармоник n и m . Значение n определяют путем двух последовательных измерений частоты f_x : первое при настройке на $mf_x = nf_{\text{г}2} - f_{\text{пр}}$ и второе при настройке на $mf_x = nf_{\text{г}1} - f_{\text{пр}}$.

Номер гармоники n определяют по формуле

$$n = 2f_{\text{пр}} / (f_{\text{г}2} - f_{\text{г}1}). \quad (8.7)$$

Для нахождения m необходимо знать ориентировочное значение частоты f_x .

В качестве примера переносчика частоты можно привести прибор Ч5-13, предназначенный для измерения частоты в диапазоне 10–70 ГГц совместно с электронно-счетным частотомером ЧЗ-38 и блоком ЯЗЧ-42.

Необходимость определения двух близких частот гетеродина, при которых синхронизация достигается по основному и зеркальному каналам [знаки «+» и «-» в формулах (8.6)], усложняет схему переносчика частоты и увеличивает время измерения. Эти недостатки можно устранить, если измеряемую частоту и частоту гармоники гетеродина синхронизировать с помощью фазового детектора, работающего не на промежуточной частоте, а на частоте измеряемого сигнала.

Схема частотомера СВЧ с таким переносчиком показана на рис. 8.5. Здесь роль фазового детектора выполняет так называемый стробоскопический смеситель СС, на который подается сигнал измеряемой частоты f_x и короткие импульсы от формирователя ФИ, следующие с частотой гетеродина $f_{\text{г}}$. Такое устройство обладает свойствами фазового детектора. При выполнении условия

$$f_x = nf_{\text{г}} \quad (8.8)$$

на его выходе появляется постоянное напряжение, пропорциональное разности фаз сигнала и гармоники гетеродина n . Это напряжение через усилитель постоянного тока УПТ управляет частотой гетеродина, поддерживая равенство $nf_{\text{г}} = f_x$ с точностью до фазы.

Частота гетеродина измеряется электронно-счетным частотомером ЭСЧ и в режиме синхронизации дает информацию о частоте f_x с точностью до номера гармоники n . Для определения n измеряют два значения частоты гетеродина, при которых выполняются условия

$$\left. \begin{aligned} f_x &= nf_{\text{г}1} \\ f_x &= (n+1)f_{\text{г}2} \end{aligned} \right\}. \quad (8.9)$$

Отсчитанные по шкале частотомера $f_{\text{г}1}$ и $f_{\text{г}2}$ позволяют определить n

$$n = f_{\text{г}1} / (f_{\text{г}2} - f_{\text{г}1}).$$

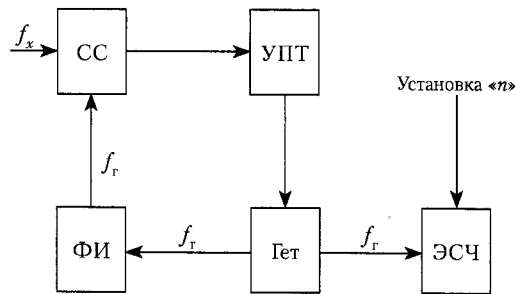


Рис. 8.5. Схема частотомера СВЧ с расширением времени счета

После определения номера гармоники n значение f_x можно вычислить по формуле (8.8) либо в n раз увеличить время счета ЭСЧ. Последний прием позволяет получить на табло частотомера значение частоты f_x . Примером ЭСЧ, работающего по этому методу, служит прибор ЧЗ-51.

Рассмотренные преобразователи и переносчики частоты имеют существенный недостаток — необходимость ручных операций при определении номера гармоники и ввода найденного значения в ЭСЧ. Данный недостаток устраняется в переносчиках частоты с автоматическим определением номера гармоник гетеродина (рис. 8.6).

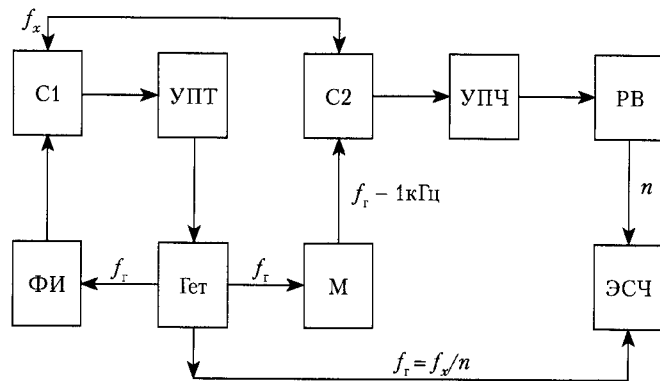


Рис. 8.6. Схема частотомера СВЧ с автоматическим определением номера гармоники гетеродина

Сигнал неизвестной частоты f_x поступает на смеситель С1, на который подаются короткие импульсы от формирователя ФИ с частотой f_r гетеродина Гет. Смеситель С1 работает в режиме фазового детектора, с выхода которого постоянное напряжение через усилитель УПТ управляет частотой гетеродина. Этим обеспечивается фазовая автоподстройка частоты гетеродина (в пределах полосы удержания системы) по частоте f_x . Сигнал гетеродина f_r поступает на вход электронно-счетного частотомера ЭСЧ, время счета которого устанавливается сигналом расширителя времени счета (РВ). Информация о номере гармоники n поступает в блок РВ через усилитель промежуточной частоты УПЧ с выхода второго смесителя С2. Этот смеситель питается сигналом гетеродина, сдвинутым по частоте в модуляторе М на 1 кГц, поэтому частота сигнала на выходе смесителя С2 оказывается равной

$$f_{\text{пч}} = nf_r - n(f_r - 1[\text{кГц}]) = n1[\text{кГц}].$$

Сигнал n 1/кГц, усиленный в УПЧ, преобразуется в блоке РВ в код, устанавливающий время счета ЭСЧ.

Таким образом, на табло частотомера выводится значение частоты $nf_r = f_x$. Этот принцип работы используется в современных электронно-счетных СВЧ-частотомерах.

Глава 9. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

9.1. Классификация и метрологические характеристики измерительных генераторов СВЧ

Генератор электромагнитных колебаний входит в состав большинства радиосистем. Он может быть выполнен в виде самостоятельного встроенного прибора, совмещенного или вспомогательного узла, отдельной системы. Из существующего разнообразия различных по типу, назначению и исполнению генераторов в радиоизмерениях обычно используется *измерительный генератор* — прибор, предназначенный для генерации электрических колебаний заданной формы с заданными значениями параметров. Он представляет собой экранированный источник электрических сигналов определенной формы, параметры которых (частота, мощность и др.) могут быть постоянными или регулируемыми в определенных пределах с помощью соответствующих органов.

Измерительные генераторы могут быть разделены на следующие основные группы: генераторы гармонических (синусоидальных) колебаний (Г3 и Г4), генераторы импульсов (Г5), генераторы шумовых сигналов (Г2) и генераторы сигналов специальной формы (Г6). Самый распространенный тип измерительных генераторов — генераторы гармонических колебаний.

Основными характеристиками генераторов гармонических колебаний являются диапазон частот, в котором они генерируются с нормируемой погрешностью установки частоты; диапазон изменения выходной мощности (или напряжения); пределы изменения и отсчета параметров модуляции; тип выходного тракта (коаксиальный или волноводный заданного сечения).

В зависимости от диапазона генерируемых частот и типа тракта генераторы гармонических колебаний разделяются на низкочастотные от 20 Гц до 300 кГц (группа Г3),

высокочастотные от 30 кГц до 300 МГц; сверхвысокочастотные от 300 МГц до 18 ГГц с коаксиальным выходом и сверхвысокочастотные с волноводным выходом (свыше 6 ГГц). По виду модуляции генераторы могут быть: с амплитудной синусоидальной модуляцией (АМ); с частотной синусоидальной модуляцией (FM); с амплитудно-импульсной модуляцией (PM); с частотно-импульсной модуляцией (FT); с однополосной модуляцией (SM); с фазово-импульсной модуляцией (ψT).

Уровень выходной мощности генераторов гармонических колебаний может быть калиброванным или некалиброванным. В первом случае генератор называют *генератором стандартных сигналов*, а во втором — *генератором сигналов*. Мощность на выходе генераторов стандартных сигналов меньше, однако может регулироваться в более широких пределах — от десятых долей ватта до 10^{-14} Вт.

Измерительные генераторы различаются по классу точности. При этом рассматриваются три основных параметра — частота F , напряжение или мощность (U или P), параметры модуляции M , $\Delta\omega t$ и другие. По системе условных обозначений можно определить, какой параметр имеет калиброванные значения и с какой погрешностью он может быть установлен.

К нормируемым метрологическим характеристикам генераторов относятся следующие:

- диапазон частот;
- погрешность установки частоты;
- нестабильность частоты сигнала за определенный интервал времени;
- погрешность установки опорного уровня мощности;
- погрешность установки ослабления аттенюатора (погрешность установки уровня относительно его опорного значения);
- нестабильность опорного уровня мощности;
- погрешность установки длительности выходного радиоимпульса;
- искажение формы радиоимпульса в режиме импульсной модуляции;
- длительность фронта и среза, неравномерность вершины импульса;
- КСВН выхода генератора;

- погрешность установки девиации частоты;
- дополнительная погрешность установки девиации частоты в диапазоне модулированных частот;
- коэффициент паразитной амплитудной модуляции частотно-модулированного сигнала;
- искажение формы синусоиды — уровень гармоник в выходном сигнале генератора;
- основная погрешность установки коэффициентов модуляции;
- дополнительная погрешность установки коэффициентов модуляции в диапазоне модулирующих частот;
- искажение формы огибающей модулированного сигнала — коэффициент гармоник формы огибающей;
- погрешность модулирующей частоты в режиме внутренней модуляции;
- паразитная девиация частоты амплитудно-модулированного сигнала;
- допустимое изменение частоты при изменении ослабления выходного аттенюатора;
- дополнительные погрешности установки частоты, опорного уровня мощности, параметров модуляции в зависимости от условий эксплуатации;
- дополнительная погрешность установки уровня мощности при малых значениях;
- погрешность установки опорного уровня мощности в режиме модулированных колебаний;
- погрешность частоты повторения (следования) импульсов внутреннего модулятора.

В зависимости от специфики работы и устройства генератора могут нормироваться и другие метрологические характеристики.

9.2. Принципы генерирования сигналов СВЧ

Существующие генераторы сигналов СВЧ построены на различных принципах действия. В генераторе могут быть использованы такие электронные приборы, как клистрон, магнетрон, оптрон, транзистор, лампа бегущей волны (ЛБВ),

лампа обратной волны (ЛОВ) и различные типы полупроводниковых диодов: лавинно-пролетные (ЛПД), диоды Ганна, диоды с накоплением заряда (ДНЗ). Известны и другие типы источников СВЧ-колебаний. Каждый из названных электронных приборов имеет свои области применения, преимущества и недостатки. Например, наибольшую выходную мощность можно получить с помощью магнетронов и мазеров на циклотронном резонансе, которая ограничивается мощностью электрического пробоя используемого тракта. Максимальная выходная мощность измерительных генераторов обычно не превышает 10^{-2} — 10 Вт, что оказывается достаточным для решения большинства задач измерительной техники. В качестве источников СВЧ-колебаний в измерительных генераторах наибольшее распространение получили клистроны, диоды Ганна, транзисторы и ЛОВ.

Общий принцип действия электровакуумных генераторов и усилителей СВЧ основан на взаимодействии электронного потока с электромагнитным полем, при котором осуществляется преобразование кинетической энергии электронов в энергию электромагнитных колебаний. Электроны приобретают кинетическую энергию, получаемую от источников постоянного тока, питающих генератор или усилитель. Мощность постоянного тока с определенным коэффициентом полезного действия преобразуется в мощность электромагнитных СВЧ-колебаний. С энергетической точки зрения КПД является важной характеристикой генераторного прибора, однако мощность измерительных генераторов мала, а условия применения практически не ограничивают потребляемую мощность, поэтому КПД, распространяемый на измерительные генераторы, не нормируется.

Наибольшее распространение в качестве источников СВЧ-колебаний получили отражательные клистроны (рис. 9.1). Они имеют только один резонатор. Электроны, вылетающие с катода К, ускоряются напряжением сетки С и пролетают резонатор Р, который модулирует их по скорости. Затем они тормозятся отрицательным напряжением отражателя О и возвращаются обратно, группируясь в сгустки. При обратном пролете резонатора Р электроны тормозятся и отдают накопленную энергию его электромагнитному полю, в котором таким образом поддерживаются незатухающие колебания. Из резонатора мощность выводится в выходной тракт через элемент связи. Изменение напряжения на отражателе приводит к изменению частоты сигнала и его мощности. По-

следнее обстоятельство широко используется для модуляции и подстройки частоты генератора и для его синхронизации от источника колебаний стабильной частоты.

В современной технике клистроны используются для генерации колебаний с частотой от нескольких гигагерц до 200 ГГц.

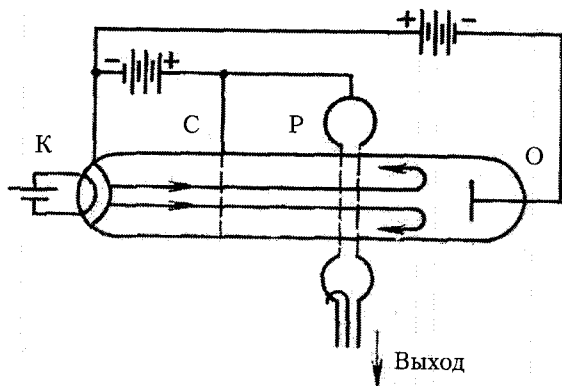


Рис. 9.1. Схема отражательного клистрона

В последнее время все большее распространение получают генераторы на диодах Ганна, позволяющие генерировать электромагнитные колебания с частотой от 1 до 150 ГГц при мощности в непрерывном режиме до 1 Вт, а в импульсном — до 1000 Вт. Принцип действия этих диодов основан на эффекте Ганна — генерации СВЧ-колебаний электрического тока в полупроводнике с *N*-образной вольт-амперной характеристикой. Эффект впервые был обнаружен в 1963 г. американским физиком Дж. Ганном в кристалле арсенида галлия. Падающий участок вольт-амперной характеристики диода, на котором дифференциальное сопротивление отрицательно, объясняется квантовой теорией. Электромагнитные колебания в кристалле возникают следующим образом. В объеме полупроводника с отрицательным дифференциальным сопротивлением однородное распределение электрического поля становится неустойчивым. Пусть, например, образовалась случайная неоднородность поля (в виде дипольного слоя). Учитывая, что при отрицательном дифференциальном сопротивлении ток меньше в той области, где поле больше, число электронов, втекающих в область

повышенной концентрации, будет превышать число вытекающих из нее. В результате неоднородность поля нарастает и образуется так называемый домен Ганна — область сильного электрического поля. Вне этого домена напряженность поля меньше критической, полупроводник обладает положительным дифференциальным сопротивлением и новые домены в нем не образуются. Домен состоит из электронов проводимости, поэтому движется со скоростью, близкой к дрейфовой скорости электронов v в полупроводнике. Домен возникает вблизи катода и, пройдя всю длину полупроводника l , исчезает на аноде. После этого падение напряжения на полупроводнике возрастает с одновременным увеличением тока, и после превышения критической напряженности поля вблизи катода образуется новый домен. Таким образом, ток в полупроводнике периодически колеблется, период колебаний зависит от времени перемещения домена, а частота определяется по формуле $f = v/l$. Для арсенида галлия $v \approx 10^7$ см/с, и при длине кристалла 50–300 мкм частота колебаний составляет 0,3–2 ГГц.

Преобразование мощности постоянного тока в мощность СВЧ-колебаний происходит во всем объеме полупроводникового диода Ганна, а не в узкой области *p-n* перехода, что позволяет получить большую по сравнению с другими твердотельными приборами мощность. Диод Ганна устанавливается в коаксиальном, волноводном или коаксиально-волноводном резонаторе. Частота генерации изменяется в широком диапазоне механической перестройкой резонатора. Электронная перестройка частоты может быть произведена в небольших пределах путем изменения напряжения питания. Для перестройки частоты на 5–20 МГц необходимо изменить напряжение питания примерно на 1 В.

Электронная перестройка частоты в широком диапазоне может быть осуществлена в генераторах, где источником колебаний является ЛОВ. В ЛБВ и ЛОВ усиление и генерация СВЧ-колебаний так же, как и в клистроны, достигаются за счет преобразования кинетической энергии электронов в энергию электромагнитных колебаний. Сначала электроны в пучке модулируются по скорости и, пролетая некоторое расстояние, группируются в сгустки, но тормозятся и отдают энергию не один раз, а многократно, так как ЛБВ и ЛОВ содержат не один зазор резонатора, в котором тормозятся электроны при пролете, а множество одинаковых зазоров, включенных в общую передающую линию. Электронные

сгустки должны проходить каждый зазор в одной и той же фазе, когда тормозящее электрическое поле максимально, следовательно, скорость волны v , бегущей по линии, и скорость сгустков электронов v_0 должны быть примерно равными. Это условие называют *условием синхронизма* электронов и бегущей волны. Условие синхронизма является необходимым для усиления или генерации электромагнитных колебаний. Скорость электронов v_0 не может достигать скорости света c , с которой распространяется электромагнитная волна в свободном пространстве. Обычно выбирают $v_0 \approx 0,1 c$, поэтому для выполнения условия синхронизма передающая линия должна обладать свойствами линии задержки. В качестве такой линии, называемой замедляющей системой, могут быть использованы зигзагообразный волновод, спираль, гребенка и т.д.

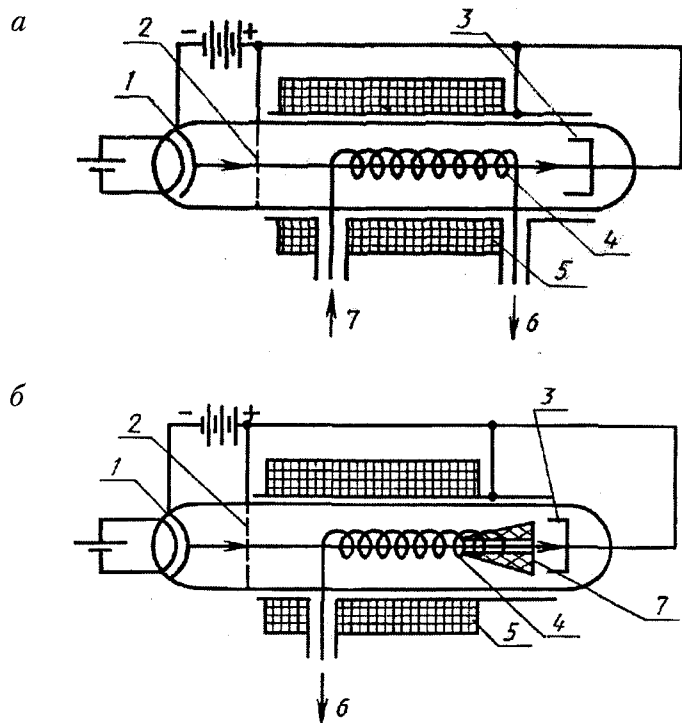


Рис. 9.2. Схема устройства:

а — усилительной ЛБВ; б — усилительной ЛОВ

Изображенная на рис. 9.2, а ЛБВ относится к О-типу, для которого направление магнитного поля совпадает с направлением прямолинейного электронного пучка и служит только для его фокусировки. Существуют также ЛБВ и ЛОВ М-типа, в которых магнитное поле является поперечным и электроны в них движутся, как в магнетронах, в скрещенных электрическом и магнитном полях. ЛОВ М-типа иногда называют *карциноотронами* и используют для генерации большой мощности.

ЛБВ О-типа состоит из подогреваемого катода 1, анода (ускоряющего электрода) 2, коллектора 3, спирали (замедляющей системы) 4. На вершине вакуумного баллона лампы размещена фокусирующая магнитная система — соленоид 5. Ввод и вывод СВЧ-мощности осуществляется через коаксиальные вход 7 и выход 6. Работа ЛБВ происходит следующим образом. Приложенное напряжение U обеспечивает ускорение электронов до скорости порядка 0,1 скорости света, постоянное магнитное поле фокусирует электронный пучок. Пролетая начальный участок замедляющей системы (спирали), электроны модулируются по скорости. Продвигаясь далее, они группируются в сгустки, которые наводят в замедляющей системе ток и создают тормозящее их движение СВЧ-поле. Таким образом, кинетическая энергия электронов преобразуется в энергию СВЧ-колебаний, поступающих через коаксиальный выход в тракт. Электроны, пролетевшие вдоль замедляющей системы, попадают на коллектор и возвращаются в источник питания. Коэффициент усиления ЛБВ может быть достаточно большим 40—50 дБ. Рассматривая процесс усиления волн в ЛБВ, можно провести аналогию с процессом образования нарастающих волн на поверхности воды, когда скорость ветра превышает фазовую скорость волн.

Принцип действия ЛОВ отличается от описанного для ЛБВ тем, что движения электронов и нарастающей электромагнитной волны противоположны по направлению, отсюда происходит название — лампа обратной волны.

Схема ЛОВ изображена на рис. 9.2, б. Она также содержит подогреваемый катод 1, анод 2, коллектор 3, спираль 4, соленоид 5 и выход 6, но в отличие от ЛБВ, имеет согласованную нагрузку 7, расположенную в конце спирали, вблизи коллектора. Если бы замедляющая система была однородной, то волна, распространяющаяся со стороны коллектора по спирали, не имела бы эффективного взаимодействия с

электронным пучком. Однако замедляющая система спирали представляет собой периодическую структуру, т.е. множество периодически повторяющихся неоднородностей. При определенной скорости v_0 электроны, движущиеся навстречу распространяющейся от коллектора волне, могут при прохождении неоднородностей спирали встречать одну и ту же фазу электромагнитных колебаний. В этом случае выполняется условие синхронизма и происходит нарастание амплитуды колебаний. Электроны отдают свою кинетическую энергию полю замедляющей системы, а электромагнитная волна, распространяющаяся от согласованной нагрузки, переносит эту энергию на выход ЛОВ, модулируя при этом по скорости другие электроны, влетающие в поле спирали с катода. Таким образом, электронный пучок в ЛОВ представляет собой не только источник энергии для электромагнитных колебаний, но и звено положительной обратной связи, в результате действия которой и возникают колебания. Согласованная нагрузка Γ служит для улучшения согласования ЛОВ с трактом и уменьшения коэффициента отражения выхода генератора.

Характерная особенность и основное преимущество ЛОВ перед другими типами генераторов — возможность плавной электронной перестройки частоты генерируемых колебаний в широком диапазоне. Диапазон перестройки ЛОВ может достигать нескольких октав. ЛОВ чаще всего применяются в генераторах качающейся частоты (свип-генераторах). Частота колебаний, генерируемых ЛОВ, может достигать 1500 ГГц.

Последние достижения в области полупроводниковой технологии позволили создать транзисторы, которые можно использовать в качестве источников СВЧ-колебаний. Принцип действия транзисторов при этом остается таким же, как в диапазоне более низких частот, однако конструктивно элементы схемы СВЧ-генератора отличаются и имеют особенности, характерные для СВЧ-диапазона. Частота колебаний транзисторных генераторов достигает нескольких гигагерц. Принципиально могут быть разработаны генераторы и усилители на полевых транзисторах со структурой металл-окисел-полупроводник и металл-диэлектрик-полупроводник, работающие в диапазоне до 40 ГГц. Преимуществом транзисторных генераторов по сравнению с генераторами на диодах Ганна и лавинно-пролетных диодах является низкий уровень шумов, т.е. более высокая стабильность частоты и

выходной мощности. Частотный шум генераторов, основанных на диодах Ганна, того же порядка, что и у генераторов с отражательным клистроном; амплитудные шумы примерно на 30 дБ меньше частотных.

В настоящее время ведутся поиски новых подходов к генерированию электромагнитных колебаний, постоянно расширяются диапазоны частот и уровней выходной мощности генераторов, в разрабатываемые генераторы всех типов вводится автоматизация.

9.3. Типовые схемы генераторов сигналов СВЧ

Одной из особенностей СВЧ-генераторов является сравнительно простая структурная реализация. В них обычно отсутствуют замкнутые системы регулировки и подстройки параметров, оконечные усилители и другие узлы, присущие генераторам, работающим на более низких частотах. В общем виде структурная схема генератора сигналов СВЧ изображена на рис. 9.3. Каждый из генераторов имеет задающий генератор, в качестве которого может быть клистрон, диод Ганна, ЛОВ, СВЧ-транзистор или другой прибор, помещенный в специальную генераторную секцию.

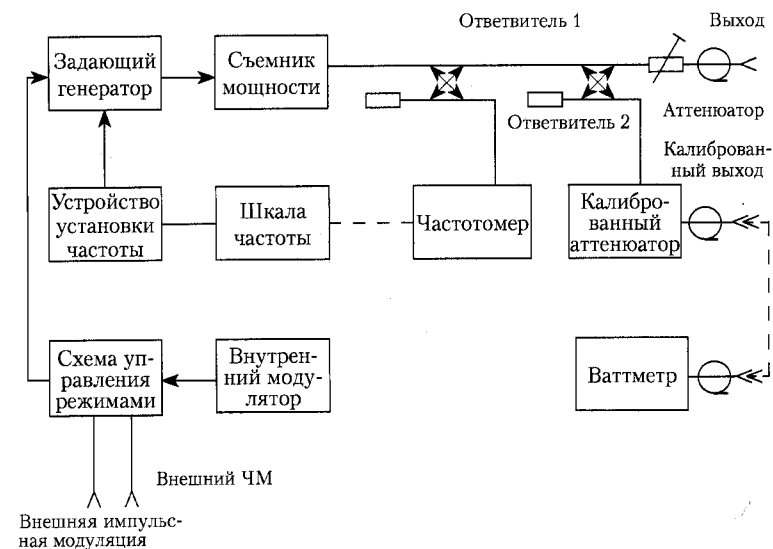


Рис. 9.3. Структурная схема генератора

В этой же секции располагается съемник мощности, который представляет собой регулируемый или фиксированный элемент связи с задающим генератором, например петля связи в резонаторе. Обязательными элементами генераторов сигналов являются устройства для регулировки частоты и схема управления режимами генератора. Устройство для регулировки частоты может быть как очень простым, например потенциометром постоянного тока, которое регулирует напряжение на управляющем электроде ЛОВ, так и достаточно сложным. В частности, в ряде генераторов применяется устройство для механической перестройки резонатора клистрона, связанное с механическим счетчиком, представляющим собой шкалу частоты генератора. Обычно частота генератора в заданном диапазоне не линейно зависит от смещения регулирующего элемента, поэтому механический счетчик сложным образом связан с ним. В транзисторных генераторах некоторых типов применяют резонаторы с ферритовой перестройкой частоты, устройство которых сравнительно простое — электромагнит, однако к материалу, размерам и точности установки ферритовой сферы предъявляются достаточно жесткие требования, что делает его сложным по конструкции и при изготовлении.

Схема управления режимами генератора состоит из переключателей и усилителей видеоимпульсов, позволяющих согласовать входные напряжения от внешних или внутреннего модулятора с напряжением и токами, управляющими работой задающего генератора. Обычно СВЧ-генераторы работают в режимах амплитудно-импульсной и частотной модуляции. В последних моделях генераторов для импульсной модуляции часто применяют $p-i-n$ диоды. В этом случае задающий генератор работает в режиме непрерывной генерации, а на выходе его в тракте установлен $p-i-n$ модулятор, представляющий собой быстродействующий выключатель СВЧ-колебаний. При этом схема управления подает модулирующий импульс не на задающий генератор, а на $p-i-n$ модулятор.

В генераторах, где устройство установки частоты непосредственно не связано со шкалой прибора, применяют частотомер. Многие клистронные генераторы содержат резонансный волномер (с индикатором резонанса). В некоторых генераторах могут применяться электронно-счетные частотомеры с гетеродинными преобразователями частоты. В ряде генераторов шкала частоты представляет собой табло в виде цифровых электронных индикаторов, однако

она не является шкалой электронно-счетного частотомера, а связана с управляющим ЛОВ напряжением либо с датчиком линейных перемещений регулирующего элемента резонатора.

Аттенюатор и ваттметр обычно входят в схему генераторов стандартных сигналов. Генераторы сигналов могут не содержать этих устройств, так как не имеют калиброванного выхода. Ваттметр может быть подключен к калиброванному выходу внешним (калиброванным) кабелем или представляет собой ваттметр проходного типа, который включается в измерительный тракт внутри генератора. В генераторах стандартных сигналов применяют наиболее простые диодные, термоэлектрические ваттметры или терморезисторные преобразователи, включенные в разбалансный мост.

Современные модели генераторов сигналов могут помимо элементов схемы (см. рис. 9.3) иметь дополнительные устройства, например цифровую шкалу уровня мощности, микропроцессорный вычислитель, устройство ввода-вывода программ и команд. В целом такие устройства лишь совершенствуют, но не меняют общую структурную схему генератора.

9.4. Структурные схемы генераторов сигналов СВЧ

Одним из типичных клистронных измерительных генераторов является генератор Г4-115, перекрывающий диапазон $7,2 \times 3,4$ мм (25,86—37,5 ГГц) с помощью трех клистронов, настраиваемых на разные поддиапазоны. Его структурная схема незначительно отличается от приведенной на рис. 9.3. В частности, этот генератор не имеет калиброванного выхода, а вместо ваттметра оснащен детекторным индикатором уровня мощности, подключенным к задающему генератору через направленный ответвитель. Для регулировки уровня мощности на выходе генератора применяется некалиброванный механический аттенюатор с пластиной из поглощающего материала, вводимой в прямоугольный волновод.

Прибор Г4-115 имеет на передней панели два стрелочных индикатора, один из которых регистрирует ток резонатора (режим генерации клистрона), другой, в зависимости от положения переключателя «ИНДИКАЦИЯ—РЕЗОНАТОР» — относительный уровень мощности или амплитуду

колебаний в резонаторе частотомера. Устройство установки частоты не связано со шкалой. Шкала частоты отградуирована в гигагерцах и представляет собой диск с цифровыми отметками, который механически связан с перестраиваемым резонатором. Сигнал в резонатор поступает через направленный ответвитель, индикатором резонанса служит детекторная головка с усилителем сигнала детектора и стрелочный индикатор, расположенный на передней панели генератора. Контроль сигнала резонанса одновременно осуществляется и световым индикатором, который удобен при поиске частоты генератора, когда необходимо сравнительно быстро перестраивать частотомер и из-за инерционности стрелочного индикатора можно не заметить момент резонанса. Точная установка частоты осуществляется по максимальному отклонению стрелки индикатора, при этом кроме отсчета показаний по шкале резонатора необходимо вводить поправки согласно прилагаемому к каждому прибору их графику. Дополнительно к элементам схемы (см. рис. 9.3) генератор Г4-115 имеет переключатель поддиапазонов и устройство регулировки напряжения отражателя для настройки клистрона на максимальный уровень выходной мощности. Конструктивно генератор Г4-115 выполнен в одном блоке, а основные органы регулировки выведены на его переднюю панель. В генераторе использованы в основном полупроводниковые приборы.

Современным генератором, построенным на диоде Ганна, является прибор Г4-156 (рис. 9.4). Генератор покрывает диапазон 26–37,5 ГГц с помощью одного диода Ганна. Диод находится в коаксиальном резонаторе, перестраиваемом механически с помощью электронно-механического привода. В зависимости от положения поршня резонатора устанавливается определенная частота колебаний. Положение поршня резонатора определяется с помощью емкостного датчика и генератора-имитатора, которые имитируют текущее значение частоты. Вычислитель управляет работой двигателя электронно-механического привода таким образом, чтобы текущее значение частоты, полученное от генератора-имитатора, совпадало с заданным через устройство ввода.

Сигнал, генерируемый диодом Ганна, через волноводный вентиль поступает на управляемый аттенюатор, выполненный на *p-i-n* диоде. Уровень мощности в относительных единицах устанавливается с помощью устройства ввода, вычислителя и

цифроаналогового преобразователя (ЦАП). Калиброванного выхода генератор Г4-156 не имеет. Амплитудная модуляция меандром с частотой 1 кГц осуществляется *p-i-n* модулятором; глубина модуляции составляет не менее 20 дБ.

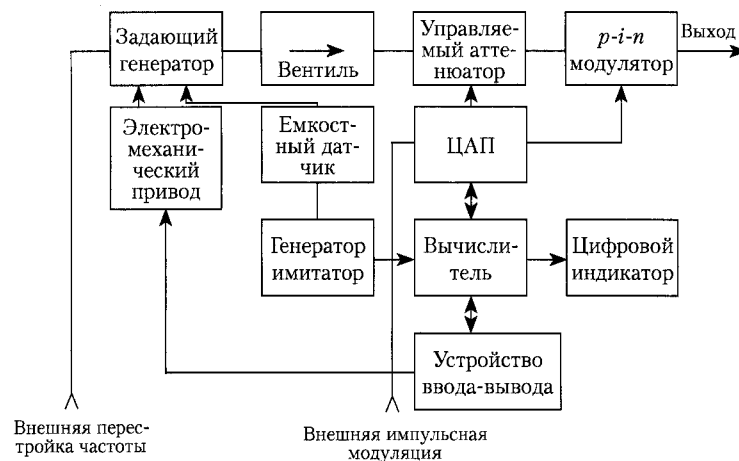


Рис. 9.4. Схема генератора сигналов Г4-156

Возможна внешняя модуляция меандром частотой 0,4–3 кГц и длительностью фронта и среза радиоимпульса 100 мкс. Внешняя электронная перестройка частоты возможна в сравнительно узкой полосе (3 МГц) синусоидальным или пилообразным сигналом частотой 0,05–10 кГц.

Генератор Г4-156 выполнен на микросхемах и полупроводниковых приборах. Кроме обычных для генераторов сигналов функций он позволяет управлять частотой и мощностью сигнала с помощью внутренней программы, которая закладывается в оперативное запоминающее устройство вычислителя, либо дистанционно внешней ЭВМ. Масса генератора Г4-156 в три раза меньше, чем у генератора Г4-115, работающего в том же частотном диапазоне.

Многие типы генераторов миллиметрового диапазона выполнены на базе ЛОВ. К ним относятся генераторы Г4-141, Г4-142, генераторы качающейся частоты панорамных измерителей Р2-65, Р2-68, Р2-69 и др. Генераторы Г4-141, Г4-142 также содержат задающий генератор, устройство установки частоты, совмещенное со шкалой, схе-

му управления режимами генератора, аттенюатор и внутренний модулятор (см. рис. 9.4). Однако устройство установки частоты и шкала этих приборов принципиально отличаются от аналогичных устройств клистронных генераторов. Частота генерации ЛОВ перестраивается путем изменения напряжения на замедляющей системе, а выходная мощность генератора может регулироваться не только аттенюатором, как в других генераторах сигналов, но и путем изменения напряжения на управляющем электроде, благодаря чему приборы Г4-141 и Г4-142 могут управляться от ЭВМ дистанционно. Частота генерации задается в виде кода, поступающего с разъема дистанционного управления или от собственного кодового переключателя, представляющего собой четыре независимых переключателя, каждый из которых имеет 10 оцифрованных положений. Положение первого переключателя указывает десятки гигагерц, второго — единицы гигагерц и т.д. Таким образом, кодовый переключатель одновременно воспроизводит и частотную шкалу. Погрешность установки частоты составляет 1—1,5% и обеспечивается точной аппроксимацией нелинейной зависимости частоты ЛОВ от напряжения на замедляющей системе ломаной линией, состоящей из десяти отрезков прямой.

Генераторы Г4-141, Г4-142 могут перестраивать частоту не только от подаваемого кода, но и от внешнего источника напряжения. В определенных режимах работы перестройка частоты осуществляется во всем диапазоне либо в пределах 0,5 ГГц при подаче на соответствующий вход прибора напряжения.

Внутренний модулятор обеспечивает модуляцию СВЧ-колебаний меандром частотой 1 кГц. В режиме внешней модуляции частота меандра может задаваться в пределах от 1 до 100 кГц. Генераторы Г4-141, Г4-142 не имеют ответвителя, частотомера, ваттметра и калиброванного аттенюатора, указанных на рис. 9.3. Характерная особенность генераторов указанного типа — использование высоковольтного изолятора между корпусом ЛОВ и ее волноводным фланцем, так как корпус, используемый ЛОВ, соединен по постоянному току с ее катодом.

Генераторы качающейся частоты (ГКЧ), входящие в приборы Р2-65 — Р2-69, выполнены по схеме, аналогичной представленной на рис. 9.3, но с некоторыми дополнениями. ГКЧ имеют две шкалы частот: одна из них грубая и совмещена с потенциометрами установки частоты или пределов

перестройки генераторов; другая шкала резонансного частотомера позволяет измерять с заданной точностью. Вместо встроенного ваттметра в ГКЧ имеется датчик мощности, который может быть включен в замкнутое кольцо системы автоматической регулировки мощности, благодаря чему достигается ее постоянство на выходе. Внутренний модулятор обеспечивает модуляцию СВЧ-колебаний меандром частотой 100 кГц. Калиброванный аттенюатор в ГКЧ отсутствует.

В резонансном частотомере, встроенном в ГКЧ, отсутствует индикатор резонанса. Вместо него в ГКЧ имеются детектор и усилитель сигнала частотомера. Усиленный сигнал подается на осциллографический индикатор панорамного измерителя и виден на экране индикатора в виде частотной метки.

9.5. Цифровые измерительные генераторы низких частот

Цифровые генераторы низких частот по сравнению с аналоговыми характеризуются более эффективными метрологическими характеристиками: высокой точностью установки и стабильностью частоты, малым коэффициентом нелинейных искажений (строго синусоидальной формой), постоянством уровня выходного сигнала. Цифровые генераторы, получающие все более широкое распространение, удобнее аналоговых в эксплуатации: выше быстродействие, существенно проще установка требуемой частоты, более наглядна индикация. Кроме того, они имеют возможности автоматической перестройки частоты по заранее заданной программе и применения в сочетании с цифровыми средствами обработки информации.

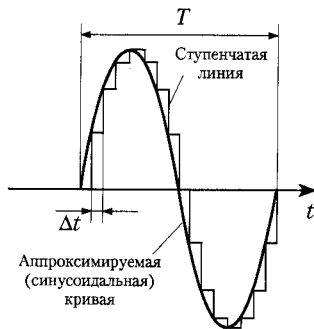
Действие цифровых генераторов основано на форматировании числового кода с последующим преобразованием его в аналоговый гармонический сигнал, который аппроксимируется функцией, моделируемой с помощью ЦАП.

Самый простой вид *аппроксимации* — ступенчатая. Она заключается в представлении (замене) гармонического колебания напряжением ступенчатой формы, весьма мало отличающейся от синусоидальной кривой (рис. 9.5, а).

Поясним суть ступенчатой *аппроксимации* сигналов. Аппроксимируемое гармоническое напряжение $u(t) = U_v \sin \omega t$ дискретизируется во времени (равномерная дискретизация с шагом Δt) и в интервале, разделяющем два соседних мо-

мента времени t_i и t_{i+1} , заменяют синусоидальное колебание напряжением постоянного тока — ступенькой, высота которой равна значению аппроксимируемого напряжения в момент t_i , $u(t_i) = U_v \sin \omega t_i$. В результате вместо кривой синусоидальной формы получается ступенчатая линия, изображенная на рис. 9.5, а.

а



б

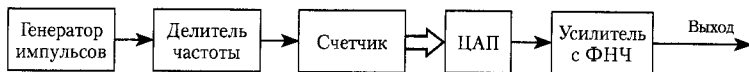


Рис. 9.5. Цифровой генератор низких частот:

а — ступенчатая аппроксимация; б — упрощенная структурная схема

При периоде T гармонического колебания число ступенек p , приходящихся на один период, определяется шагом дискретизации $p = T/\Delta t$. Если из технических соображений число ступенек задано, то изменение шага дискретизации приводит к изменению периода формируемого напряжения, поскольку $T = p\Delta t$.

Учитывая, что $t_i = i\Delta t$, уравнение ступенчатой кривой можно представить в виде $u(i\Delta t) = U_m \sin(i\omega\Delta t)$ или с учетом значения p и соотношения $\omega = 2\pi/T$ записать в виде

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

Кроме того, ступенчатая кривая тем точнее приближается по форме к синусоиде (уменьшается погрешность аппроксимации), чем больше выбрано число ступеней p . Когда это число достаточно велико, сформированное ступенчатое напряжение можно рассматривать как низкочастотное синусоидальное напряжение, искаженное в небольшой степени высокочастотной аддитивной помехой.

Спектральный анализ напряжения, полученного путем ступенчатой аппроксимации, указывает на то, что его спектр содержит гармонику основной частоты. Разложение в ряд Фурье показывает, что ближайшей высшей гармоникой будет составляющая с номером $p - 1$, следующей — гармоника номера $p + 1$, затем гармоники номеров $2p - 1$ и $2p + 1$ и т.д. Например, при $p = 25$ и частоте напряжения f основной гармоники ближайшими высшими гармониками будут 24-я, 26-я и 49-я, 51-я, т.е. напряжения на частотах $24f$, $26f$, $49f$, $51f$. Такие соотношения между основной и высшими гармониками позволяют просто осуществить высококачественную фильтрацию, резко ослабляющую высшие гармоники, т.е. получить синусоидальное напряжение, характеризующееся очень малым коэффициентом нелинейных искажений (коэффициентом гармоник).

Упрощенная структурная схема цифрового генератора, формирующего ступенчатую кривую, приведена на рис. 9.5, б. Импульсный кварцевый генератор вырабатывает периодическую последовательность коротких импульсов с периодом следования T . На выходе делителя частоты с регулируемым коэффициентом деления g получается последовательность импульсов с периодом следования $\Delta t = gT$, задающим шаг дискретизации. Импульсы поступают в счетчик емкостью p . Кодовая комбинация, определяемая числом импульсов i , накопленных в счетчике, передается в схему ЦАП. Последний вырабатывает напряжение, соответствующее числу i , т.е. $u(i\Delta t) = U_m \sin(i2\pi/p)$. Таким образом формируются p ступенек аппроксимируемой кривой. После накопления p импульсов счетчик переполняется и сбрасывается в нуль. С приходом $(p + 1)$ -го импульса начинается формирование нового периода ступенчатой кривой.

Частоту формируемого колебания при фиксированном числе ступенек p регулируют, изменяя шаг дискретизации Δt , что достигается изменением коэффициента деления g делителя частоты.

9.6. Генераторы шумовых сигналов

Генераторы шумовых сигналов (шумовые генераторы) вырабатывают флуктуационные напряжения с определенными (заданными) вероятностными характеристиками.

Основным узлом схемы шумового генератора является задающий генератор (рис. 9.6), сигналы которого должны иметь равномерную спектральную плотность мощности во всей требуемой полосе частот (теоретически — это «белый» шум). В задающем генераторе используются физические явления, приводящие к возникновению достаточно интенсивных шумов со статическими характеристиками и параметрами, поддающимися достаточно несложному математическому анализу.

В качестве образцового источника шума может служить нагретый проволочный резистор, действующее значение напряжения на котором рассчитывается по известной из курса физики формуле

$$U^2 = 4kTR\Delta f,$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура резистора в градусах Кельвина; R — сопротивление резистора; Δf — полоса пропускания.

Конструктивно резистор выполняется в виде вольфрамовой спирали, намотанной на керамический каркас, температура которой поддерживается постоянной.

К источникам тепловой шумовой мощности относится и болометрический генератор, представляющий собой вакуумный стеклянный баллон, внутри которого натянута вольфрамовая нить.

Источники теплового шума используются в качестве образцовых генераторов шумовых напряжений, так как расчетные данные хорошо согласуются с практическими результатами. В шумовых генераторах также применяются фотоэлектронные умножители, газоразрядные трубки, шумовые диоды и т.п.

В качестве преобразователей спектра в шумовых генераторах применяются усилители, фильтры, ограничители, генераторы перестраиваемой частоты — в зависимости от того, какое преобразование шума требуется.

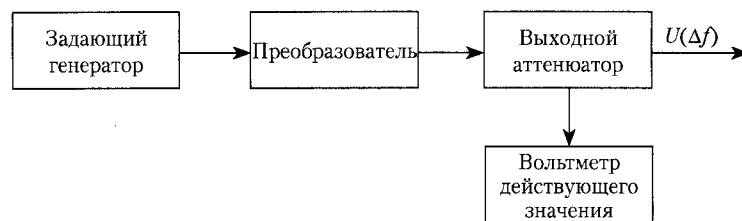


Рис. 9.6. Структурная схема шумового генератора

Так, применив в качестве преобразователя фильтр с определенным коэффициентом передачи, можно получить из генератора «белого» шума генератор стационарного случайного процесса со спектральной плотностью мощности, изменяющейся по заданному закону в определенном диапазоне частот. Основным элементом выходного устройства генератора служит калиброванный аттенуатор, обеспечивающий одинаковый коэффициент деления мощности по всей полосе частот шума. Для контроля уровня выходной мощности в схему генератора встраивается вольтметр, фиксирующий действующие значения.

Низкочастотные генераторы шумов обозначаются как Г2, работают в диапазоне от 20 Гц до 10 МГц и обеспечивают мощность до 5 Вт. СВЧ-генераторы имеют высшую частоту рабочего диапазона 37 ГГц и, как и генераторы гармонических колебаний, выполняются однодиапазонными с малым перекрытием по частоте. Обозначаются СВЧ шумовые генераторы так же, как и низкочастотные, — Г2.

9.7. Импульсные генераторы

Импульсные (релаксационные) генераторы подразделяются на генераторы периодической последовательности импульсов и генераторы кодовых групп импульсов. Широкое применение находят генераторы периодических последовательностей прямоугольных импульсов.

Реальная форма импульса несколько отличается от прямоугольной, как это показано на рис. 9.7. Однако эти отклонения не должны превышать параметры, указанные в технической документации.

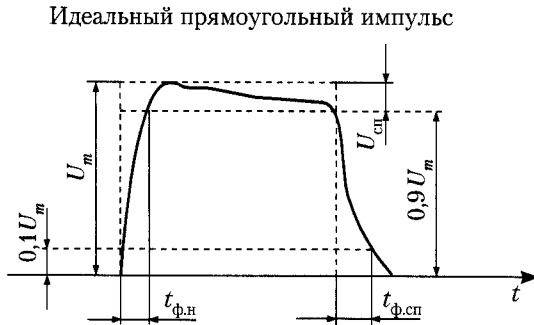


Рис. 9.7. Параметры реального прямоугольного импульса

Обычно прямоугольные импульсы характеризуются следующими основными параметрами: амплитудным значением U_m и напряжением спада вершины $U_{сп}$, которое не превышает $0,05 U_m$; длительностью фронта нарастания $t_{ф.н}$ — интервала времени, в течение которого мгновенное значение вырастает от $0,1$ до $0,9$ амплитудного U_m (максимального или усредненного); $t_{ф.сп}$ — длительностью фронта спада — временем спада напряжения от $0,9$ до $0,1 U_m$. Естественно, что главный параметр импульса — длительность.

Для формирования прямоугольных импульсов со стабильными длительностью, частотой следования, крутыми фронтами и плоской вершиной используются мультивибраторы и блокинг-генераторы, работающие в автоколебательном и ждущем режимах. В мультивибраторах применяется кварцевая стабилизация частоты. Упрощенная структурная схема импульсного генератора и временные диаграммы ее работы показаны на рис. 9.8.

Формирователь временных интервалов может работать в режиме автогенератора (положение ключа 1) или в ждущем режиме (положение ключа 2). Однократный пуск осуществляется нажатием кнопки K_H . Интервал T определяет частоту следования импульсов $f = 1/T$. Длительность импульсов определяется временем задержки, как в одноименной схеме $\tau_n = \tau_3$.

По длительности прямоугольных импульсов такие генераторы делятся на микросекундные и наносекундные. Классы точности импульсных генераторов устанавливаются отдельно по амплитуде, частоте следования и длительности

импульсов. Кроме того, в документации указываются $t_{ф.н}$ и $t_{ф.сп}$. Классы точности по амплитудному значению устанавливаются как приведенная погрешность, а по остальным параметрам — как относительные погрешности от измеряемых величин. Причем погрешности установки временных параметров в среднем достигают нескольких процентов. Обозначение генераторов периодических прямоугольных импульсов — Г5.

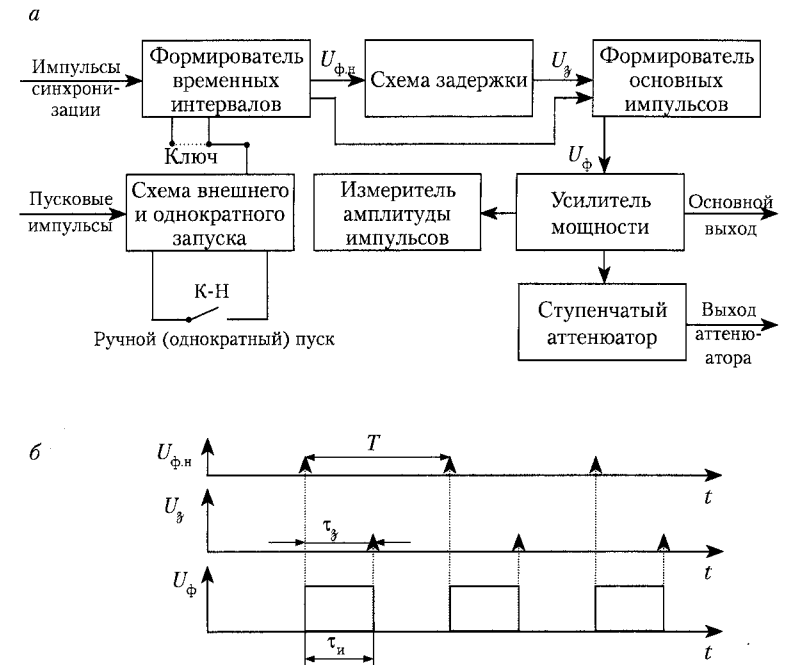


Рис. 9.8. Импульсный генератор:

а — структурная схема; б — временные диаграммы

С учетом этого обозначения формула (10.1) принимает вид

$$F = \frac{P_{\text{ш.вых}}}{P_{\text{ш.вх}} G}, \quad (10.3)$$

Формулы (10.1)–(10.3) неявно предполагают независимость параметров сигнала и устройства от частоты. Для реальных устройств это предположение не выполняется, поэтому вводят понятие *дифференциального коэффициента шума*

$$F(f) = \frac{S_{\text{ш.вых}}(f)}{S_{\text{ш.вх}}(f) G(f)},$$

где $S_{\text{ш}}(f)$ — спектральная плотность мощности шума; $G(f)$ — коэффициент усиления устройства на частоте f .

Шумы на входе устройства обусловлены шумами, пришедшими вместе с полезным сигналом, в том числе и с шумами источника сигнала.

Предположим, что на вход устройства вместе с полезным сигналом приходят только шумы источника сигнала со спектральной плотностью $S_{\text{ш.вх}}(f)$. В этом случае на выходе устройства шумы будут состоять из двух слагаемых: шумов источника, усиленных в G раз, и собственных шумов устройства

$$S_{\text{ш.вых}}(f) = S_{\text{ш.вх}}(f)G(f) + S_{\text{ш.у}}(f),$$

где $S_{\text{ш.у}}(f)$ — спектральная плотность шумов на выходе устройства, обусловленная его внутренними причинами.

Выражение для дифференциального коэффициента шума в этом случае

$$F(f) = 1 + \frac{S_{\text{ш.у}}(f)}{S_{\text{ш.вх}}(f) G(f)}. \quad (10.4)$$

Из (10.4) видно, что значение коэффициента шума для одного и того же устройства будет меняться при изменении шумовых параметров источника сигнала. Чтобы исключить возникающую при этом неоднозначность, условились считать, что шумы на входе устройства обусловлены лишь шумами теплового происхождения от сопротивления источника сигнала, находящегося при температуре $T_0 = 293$ К.

Глава 10. ИЗМЕРЕНИЕ ШУМОВ И ПОМЕХ

10.1. Измерение коэффициента шума

Все радиоэлектронные устройства, применяемые для передачи, приема или преобразования информации, имеют собственные шумы, которые, накладываясь на информацию, в той или иной мере искажают ее. Степень искажения информации зависит от соотношения уровня мощности полезного сигнала P_c и мощности собственных шумов $P_{\text{ш}}$ радиоэлектронных устройств.

При большой величине отношения сигнал/шум ($P_c/P_{\text{ш}}$) искажения незначительны. Если ($P_c/P_{\text{ш}}$) \rightarrow к 1, то искажения возрастают настолько, что полезная информация становится трудно узнаваемой, как говорят, «теряется в шумах». Это обстоятельство определяет способность радиолокационных приемников обнаруживать удаленные объекты, возможности связных, радиовещательных и телевизионных приемников принимать сигналы радио- и телевизионных станций. Поэтому для оценки качества радиоэлектронных устройств были введены шумовые параметры: коэффициент шума F и эффективная температура шума $T_{\text{ш.э}}$.

Коэффициентом шума называют величину, показывающую, во сколько раз отношение сигнал/шум на выходе устройства уменьшилось по сравнению с отношением сигнал/шум на его входе

$$F = \frac{P_{\text{с.вх}}}{P_{\text{ш.вх}}} : \frac{P_{\text{с.вых}}}{P_{\text{ш.вых}}}, \quad (10.1)$$

где $P_{\text{с.вх}}$ и $P_{\text{ш.вх}}$ — мощности сигнала и шума на входе устройства; $P_{\text{с.вых}}$ и $P_{\text{ш.вых}}$ — мощности сигнала и шума на выходе устройства.

В формулу (10.1) входит коэффициент усиления устройства по мощности

$$G = P_{\text{с.вых}} / P_{\text{с.вх}}. \quad (10.2)$$

В соответствии с известной формулой Найквиста сопротивление R при температуре T создает ЭДС шумов

$$E_{ш}^2 = 4kTR\Delta f,$$

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

Мощность шумов, выделяемая на согласованной нагрузке $R_{н} = R$ в полосе Δf , равна $P_{ш} = kT\Delta f$, а соответствующая ей спектральная плотность мощности $S_{ш}(f) = kT$. С учетом сказанного, дифференциальный коэффициент шума активного устройства (четырёхполосника) определяется соотношением

$$F(f) = 1 + \frac{S_{ш.у}(f)}{kT_0 G(f)}.$$

При измерениях полоса частот Δf имеет конечное значение, что дает усредненный в полосе (интегральный) коэффициент шума

$$F_{ш} = \frac{P_{ш.у}(f)}{kT_0 \Delta f G}. \quad (10.5)$$

Дифференциальный и интегральный коэффициенты шума равны лишь при условии равномерного спектра шума в полосе частот («белый» шум).

Для оценки качества малозумящих устройств удобнее пользоваться понятием «эффективная температура шума входа». Для уточнения этого понятия представим мощность шумов на выходе устройства в виде мощности условного теплового источника на входе устройства, усиленной в число раз, равное коэффициенту усиления устройства

$$P_{ш.у} = kT_{ш.э} \Delta f G, \quad (10.6)$$

где $T_{ш.э}$ — эффективная температура шума входа устройства. Подстановка (10.6) в (10.5) дает

$$F_{ш} = 1 + \frac{T_{ш.э}}{T_0}. \quad (10.7)$$

Из (10.7) получим $T_{ш.э} = (F_{ш} - 1)T_0$.

Так же различают интегральную и дифференциальную температуру шума. Связь между ними такая же, как и между $F(f)$ и $F_{ш}$, а при равномерном спектре шумового сигнала («белый» шум) обе температуры равны.

10.2. Методы измерения шумовых параметров радиоэлектронных устройств

Наиболее простым методом измерения коэффициента шума является *метод двух отсчетов*, сущность которого состоит в измерении мощности шума на выходе испытываемого устройства ИУ при поочередном включении на входе двух шумовых сигналов генераторов ГШ1 и ГШ2 различной мощности (рис. 10.1).

Отсчеты по шкале измерителя мощности ИМ при первом α_1 и втором α_2 измерениях дают возможность записать два равенства

$$\begin{cases} \alpha_1 = P_{ш1} G + P_{ш.у} \\ \alpha_2 = P_{ш2} G + P_{ш.у} \end{cases}, \quad (10.8)$$

где $P_{ш1}$ и $P_{ш2}$ — мощности первого и второго генераторов шума; $P_{ш.у}$ — мощность шумов испытываемого устройства.

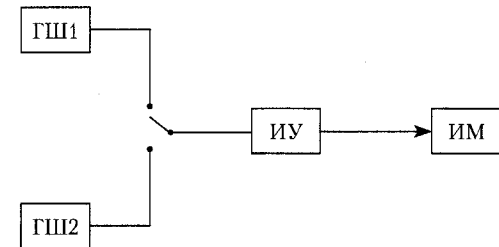


Рис. 10.1. Измерение коэффициента шума методом двух отсчетов

Из первого равенства найдем $P_{ш.у}$ и, подставив во второе, получим

$$\frac{\alpha_1}{\alpha_2} - 1 = \frac{G}{\alpha_1} (P_{ш2} - P_{ш1}). \quad (10.9)$$

Чтобы исключить из (10.9) коэффициент усиления G , запишем α_1 через определение коэффициента шума F в формуле (10.3)

$$\alpha_1 = P_{\text{ш.вых1}} = FGkT_0$$

и, подставив в правую часть (10.9), получим

$$\frac{\alpha_2 - 1}{\alpha_1} = \frac{1}{FkT_0} (P_{\text{м2}} - P_{\text{м1}}). \quad (10.10)$$

Запись (10.10) приводит к формуле для вычисления коэффициента шума испытываемого устройства

$$F = \frac{1}{\left(\frac{\alpha_2 - 1}{\alpha_1}\right)} \frac{P_{\text{м2}} - P_{\text{м1}}}{kT_0}. \quad (10.11)$$

Если генераторы шума градуированы в значениях относительной температуры шума, то формула (10.11) приобретает вид

$$F = \frac{t_{\text{м2}} - t_{\text{м1}}}{\frac{\alpha_2 - 1}{\alpha_1}}, \quad \text{где } t_{\text{ш}} = \frac{T_{\text{ш}}}{T_0}. \quad (10.12)$$

Для случая, когда имеется возможность регулировать мощности генераторов шумов так, чтобы $\alpha_2/\alpha_1 = 2$, получают известную формулу метода удвоения

$$F = t_{\text{м2}} - t_{\text{м1}}.$$

Прделав выкладки, подобные (10.8)–(10.12), можно получить формулу для вычисления температуры шума $T_{\text{ш.у}}$ испытываемого устройства

$$T_{\text{ш.у}} = \frac{T_{\text{м2}} - \frac{\alpha_2}{\alpha_1} T_{\text{м1}}}{\frac{\alpha_2}{\alpha_1} - 1}. \quad (10.13)$$

Недостатком метода двух отсчетов является систематическая погрешность, возникающая за счет шумов измерите-

ля мощности. Чтобы учесть эту погрешность, необходимо из (10.13) вычесть долю шумов измерителя мощности, пересчитанную ко входу испытываемого устройства

$$T_{\text{ш.у}}^* = T_{\text{ш.у}} - \frac{T_{\text{ш.и}}}{G},$$

где $T_{\text{ш.и}}$ — температура шума входа измерителя мощности; G — коэффициент усиления испытываемого устройства.

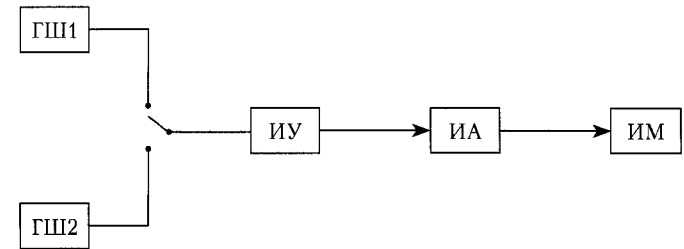


Рис 10.2. Измерение коэффициента шума методом измерительного аттенюатора

Эту погрешность исключают в процессе измерения методом измерительного аттенюатора (рис. 10.2). Для реализации этого метода сигналы от генераторов ГШ1 и ГШ2 с помощью переключателя подаются на испытываемое устройство ИУ и через измерительный усилитель ИА на ваттметр ИМ. Процедура измерений следующая. Сначала измерительный аттенюатор устанавливают на отметку n_1 , включают генератор ГШ1 и замечают показания ваттметра α_1 . Полученный результат можно записать в виде равенства

$$\alpha_1 = \frac{k(T_{\text{м1}} + T_{\text{ш.у}})}{n_1} + \alpha_0, \quad (10.14)$$

где α_0 — собственные шумы ваттметра; k — коэффициент пропорциональности.

Затем выключают генератор ГШ1 и включают ГШ2. Регулируя ослабление аттенюатора ИА, добиваются прежних показаний α_1 ваттметра. Новый результат соответствует записи

$$\alpha_1 = \frac{k(T_{\text{ш2}} + T_{\text{ш.у}})}{n_2} + \alpha_0. \quad (10.15)$$

Решая совместно (10.14) и (10.15), получаем

$$T_{\text{ш.у}} = \left(T_{\text{ш2}} - \frac{n_2 T_{\text{ш1}}}{n_1} \right) / \left(\frac{n_2}{n_1} - 1 \right),$$

где n_1, n_2 — коэффициенты передачи измерительного аттенюатора.

Источники погрешностей рассмотренных методов обусловлены следующими причинами:

- нелинейностью амплитудной характеристики испытываемого устройства;
- погрешностью градуировки мощности (температуры шумов) генераторов;
- погрешностью измерения отношения (α_2/α_1 либо n_2/n_1);
- рассогласованием генераторов и измерителя мощности по отношению к испытываемому устройству.

Модуляционные методы измерений основываются на модуляции шумовых сигналов периодической последовательностью прямоугольных импульсов, благодаря которой измерение отношений мощностей шумовых сигналов сводится к измерению отношений амплитуд сигналов с частотой модуляции.

Например, введение 100% модуляции генераторов ГШ1 и ГШ2 в противофазе прямоугольными импульсами со скважностью, равной 2, эквивалентно периодическому срабатыванию переключателя с частотой модуляции. Если при этом вместо измерителя мощности включить детектор с фильтром для выделения сигнала с частотой модуляции, то ее амплитуда будет пропорциональна разности мощностей генераторов ГШ1 и ГШ2. Таким образом, вследствие модуляции генераторов шума удастся автоматизировать измерение отношения мощностей. Кроме того, модуляция

дает возможность существенно повысить чувствительность измерителя коэффициента шума за счет применения синхронного детектирования сигналов до значения

$$T_{\text{min}} = \frac{\pi FT_0}{2\sqrt{2} \Delta f \tau},$$

где T_{min} — минимальная температура шума, регистрируемого приемником; τ — постоянная времени отсчетного устройства приемника; Δf — полоса пропускания линейной части приемника в Гц.

Структурная схема модуляционного метода измерения показана на рис. 10.3. Сигнал от генератора ГШ через испытываемое устройство ИУ и модулятор М поступает на усилитель высокой частоты УВЧ, квадратичный детектор КД и усилитель частоты модуляции УЧМ. Генератор модулирующих импульсов ГМ формирует прямоугольные импульсы для модуляции генератора шума и сигнала на выходе испытываемого устройства.

Процедура измерения состоит из двух операций: калибровки и измерения.

При калибровке модулируется только ГШ. Регулируют усиление УВЧ таким образом, чтобы отсчетное устройство И на выходе УЧМ показывало относительную температуру шума

$$\alpha_1 = \frac{k(T_{\text{ш}} - T_0)}{T_0}.$$

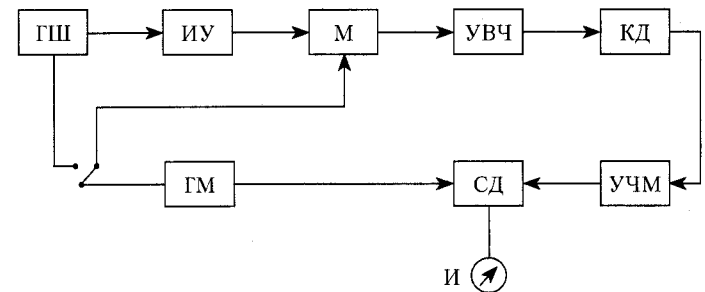


Рис. 10.3. Структурная схема модуляционного метода измерения коэффициента шума

После калибровки переходят к режиму измерения, при этом ГШ выключен, но модулируется шумовой сигнал на выходе испытуемого устройства ИУ. Показания отсчетного устройства в режиме измерения

$$\alpha_2 = k \left[\frac{T_0 + T_y}{T_0} - \frac{T'_0}{T_0} \right] = k(F_y + \Delta),$$

где T_0 — температура шума выключенного устройства ИУ.

Значение α_2 отличается от относительной температуры шума испытуемого устройства на величину $\Delta = T'_0 / T_0$, представляющую собой систематическую погрешность метода.

Другим источником систематической погрешности в рассмотренном методе являются шумы измерительного приемника, состоящего из усилителя, детектора и усилителя частоты модуляции. Для исключения этой погрешности применяют схемы с компенсацией собственных шумов, подобно тому, как это выполнено в измерителе Х5-11.

Нулевой модуляционный метод обладает наименьшими погрешностями из всех рассмотренных методов. Отличительной его особенностью является использование измерительного приемника в качестве нуль-индикатора, а отсчеты отношений уровней сигналов, необходимые для определения коэффициента шума либо температуры шума испытуемого устройства, производят по шкале измерительного аттенюатора.

Структурная схема нулевого модуляционного метода показана на рис. 10.4. Сигнал от генератора шума ГШ через испытуемое устройство ИУ поступает на смеситель СМ, где с помощью сигнала гетеродина Гет спектр шума и амплитудные соотношения переносятся на промежуточную частоту. Сигнал промежуточной частоты модулируется прямоугольными импульсами в модуляторе М1 и поступает на вход нуль-индикатора, состоящего из усилителя промежуточной частоты УПЧ, квадратичного детектора КД, усилителя частоты модуляции УЧМ и индикатора И. Сюда же на вход УПЧ через модулятор М2 поступает сигнал от генератора промежуточной частоты ГПЧ. Между ГПЧ и М2 включен измерительный аттенюатор ИА, который меняет уровень сигнала ГПЧ на входе нуль-индикатора. Оба модулятора модулируются в противофазе прямоугольными импульсами генератора ГМ со скважностью, равной 2. Если сигналы не равны, то на выходе КД появляется сигнал

с частотой модуляции, усиливается в УЧМ и подается на индикатор И. Если сигналы равны, то на выходе КД сигнала нет и индикатор покажет нуль. Благодаря этому на вход нуль-индикатора поступают поочередно сигналы ГШ и ГПЧ. Момент равенства нулю называется *балансом измерителя коэффициента шума*. Для измерения коэффициента шума испытуемого устройства баланс измерителя надо сделать трижды: первый раз с выключенным испытуемым устройством, второй раз с включенным испытуемым устройством, но с выключенным генератором шума, и в третий раз с включенным генератором шума и с испытуемым устройством.

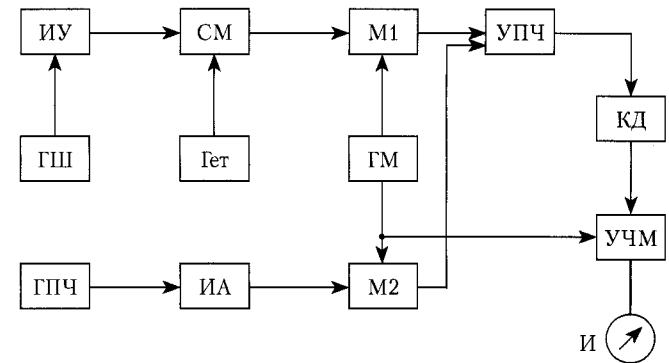


Рис. 10.4. Структурная схема нулевого метода измерения коэффициента шума

В первой ситуации (выключено испытуемое устройство) уравнение баланса

$$T_{\text{пр1}} + T_0 = T_{\text{пр2}} + T_0 + T_{\text{ГПЧ}} n_1, \quad (10.16)$$

где $T_{\text{пр1}}$ и $T_{\text{пр2}}$ — температуры шумов на входе усилителя промежуточной частоты, поступающие через модуляторы М1 и М2 соответственно; $T_{\text{ГПЧ}}$ — температура шума ГПЧ; n_1 — коэффициент передачи измерительного аттенюатора.

Во второй ситуации (включено испытуемое устройство) уравнение баланса изменяется

$$T_{\text{пр1}} + (T_{\text{шy}} + T_0) - G = T_{\text{пр2}} + T_0 + T_{\text{ГПЧ}} n_2, \quad (10.17)$$

где $T_{ш.у}$ и G — температура шума и коэффициент усиления испытуемого устройства; n_2 — коэффициент передачи измерительного аттенюатора в момент второго баланса.

В третьей ситуации (включены испытуемое устройство и генератор шума) уравнение баланса принимает вид

$$T_{пр1} + (T_{ш.у} + T_{гш}) - G = T_{пр2} + T_0 + T_{гш} n_3, \quad (10.18)$$

где $T_{гш}$ — температура шума генератора ГШ; n_3 — коэффициент передачи аттенюатора в момент третьего баланса.

Решение уравнений (10.16)–(10.18) позволяет найти коэффициент шума испытуемого устройства

$$F_y = \frac{t_{\lambda 0}}{\left[\left(\frac{n_3 - 1}{n_1} \right) / \left(\frac{n_2 - 1}{n_1} \right) \right] - 1} + \frac{1}{G}.$$

Достоинство нулевого метода состоит в исключении погрешностей из-за нестабильности приемника (нуль-индикатора), уменьшении погрешности определения отношения мощностей, которая обуславливается погрешностью измерительного аттенюатора и составляет ~0,05 дБ, уменьшении влияния собственных шумов измерителя.

10.3. Измерители коэффициента шума

Для измерения шумовых параметров радиоэлектронных устройств промышленность выпускает приборы, называемые *измерителями коэффициента шума* (ИКШ). В их основе лежит модуляционный метод с компенсацией собственных шумов. Благодаря преобразованию частоты ИКШ работает в широком диапазоне от 0,01 до 37,5 ГГц.

В качестве примера рассмотрим измеритель X5-11 (рис. 10.5), предназначенный для измерения коэффициента шума приемных устройств и усилителей СВЧ в диапазоне до 37,5 ГГц. Сигнал с выхода испытуемого устройства ИУ частотой 10–120 МГц поступает на первый преобразователь частоты ПЧ1, где преобразуется в первую промежуточную частоту 60 МГц. Сигнал частотой 60 МГц усиливается в ПЧ2

и преобразуется в частоту 2 МГц и делится на два канала. Первый канал — измерительный — состоит из усилителя УПЧ1, квадратичного детектора КД1, усилителя частоты модуляции УЧМ, синхронного детектора СД1 и отсчетного устройства И.

Второй канал — автоматической регулировки усиления (АРУ) — состоит из усилителя УПЧ2, детектора КД2, усилителя УЧМ2 и детектора СД2.

Процедура измерения включает два режима: калибровка и измерение. В режиме калибровки сигнал генератора шума, модулированный частотой 80 Гц, через испытуемое устройство проходит преобразование частоты в блоке преобразователя ПЧ1 и затем в ПЧ2. Здесь сигнал усиливается, модулируется частотой 5 кГц и делится на два канала.

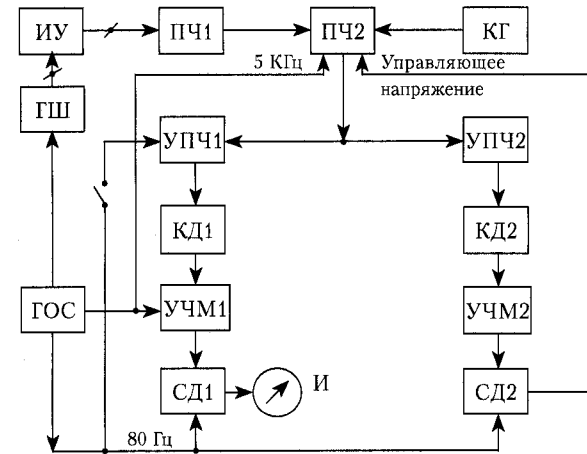


Рис. 10.5. Структурная схема измерителя коэффициента шума X5-11

В канале АРУ сигнал усиливается в УПЧ2, детектируется КД2 и через усилитель УЧМ2 частотой 80 Гц приходит на детектор СД2. Постоянное напряжение с его выхода используется для регулировки коэффициента передачи второго преобразователя ПЧ2 с целью поддержания необходимого уровня сигнала ГШ.

В измерительном канале переключатель П установлен в положение «калибровка», при котором модулирующие им-

пульсы 80 Гц от генератора ГОС не проходят к усилителю УПЧ1. При этом сигнал на выходе КД1 аналогичен сигналу на выходе КД2 в канале АРУ. После усиления в УЧМ1 и детектирования в СД1 постоянное напряжение, пропорциональное температуре шума ГШ, поступает на отсчетное устройство И. Оператор регулировкой усиления измерительного канала устанавливает показания отсчетного устройства равными температуре шума ГШ. На этом калибровка заканчивается и включается режим измерения.

В режиме измерения канал АРУ работает так же, как и в режиме калибровки, поддерживая постоянным уровень сигнала ГШ.

В измерительном канале через переключатель П импульсы частотой 80 Гц модулируют сигнал в усилителе УПЧ1 в противофазе относительно частоты модуляции ГШ. Благодаря этому на детекторе СД1 выделяется только сигнал, пропорциональный коэффициенту шума испытываемого устройства.

Для измерения коэффициента шума малошумящих усилителей предусмотрена компенсация собственных шумов ИКШ. С этой целью сигнал генератора компенсации КГ модулируется частотой 5 кГц, противофазной с частотой модуляции основного сигнала. Перед включением испытываемого усилителя сигнал компенсации подается на выход преобразователя ПЧ2 и регулировкой уровня КГ добиваются нулевых показаний ИКШ.

Операции в режимах калибровки и измерения выполняются так же, как и без компенсации.

Суммарная погрешность ИКШ Х5-11 складывается из погрешностей градуировки ГШ, рассогласования, измерительного блока и нелинейности преобразователей. Значение суммарной погрешности измерения коэффициента шума не превышает $\pm 10\%$.

Микропроцессорные измерители коэффициента шума Х5-29 — это современные средства измерений шумовых параметров СВЧ-устройств. Так же как и в рассмотренных ИКШ, в них сохранен блочно-модульный принцип построения, при котором измеритель состоит из блоков преобразователя, индикатора и генератора шума.

Существенная особенность этих ИКШ заключается в наличии микропроцессора, который управляет взаимодействием всех функциональных элементов при выполнении измерений. Все основные операции, необходимые для определения коэффициента шума либо температуры шума

(установка частоты, калибровка, согласование, включение генераторов шума, компенсация собственных шумов, выбор диапазона измерения и др.), которые прежде осуществлялись оператором вручную, в этих измерителях выполняются по командам микропроцессора в соответствии с программами, записанными в его памяти. В силу этого множество переключателей и ручек управления исчезли с лицевой панели таких ИКШ, уступив место клавиатуре управления микропроцессором. Информация о вводимых командах, исходных данных и результатах измерения выводится на экран встроенного дисплея. Тем самым достигается удобство для оператора, повышается производительность и точность измерений. Наряду с измерениями коэффициента и температуры шума в память микропроцессора записаны программы измерений коэффициента передачи устройств, малых ослаблений, отношения спектральной плотности мощности генераторов шума, градуировки рабочих генераторов шума и поверки самого ИКШ методом двух отсчетов.

Принцип работы ИКШ виден из упрощенной структурной схемы (рис. 10.6). Сигнал от блока генератора шума ГШ через испытываемое СВЧ-устройство ИУ поступает в блок преобразователя на смеситель СМ, питаемый гетеродином Гет.

Сигнал промежуточной частоты с выхода смесителя через предварительный усилитель ПУПЧ и аттенюатор А1 подается в блок индикатора на аттенюатор А. После усилителя УПЧ сигнал делится на два канала, где идентичные ключи М1 и М2 модулируют его прямоугольными импульсами частотой 5 кГц. Модулированные сигналы детектируются идентичными квадратичными детекторами КД1 и КД2 и демодулируются синхронным детектором СД. Из-за того, что модулирующее напряжение на ключи М1 и М2 подается в противофазе, на выходе синхронного детектора суммарное напряжение пропорционально мощности исходного сигнала. Это напряжение в аналого-цифровом преобразователе преобразуется в цифровой код и поступает в оперативное запоминающее устройство ОЗУ микропроцессора.

Генератор шума ГШ, гетеродин Гет и генератор ГПЧ управляются микропроцессором через интерфейс Инт2. Аттенюатор А1 в блоке преобразователя, аттенюатор А в блоке индикатора и устройство ввода связаны с микропроцессором через интерфейс Инт1.

Взаимодействие перечисленных узлов происходит следующим образом. Перед измерением коэффициента шума

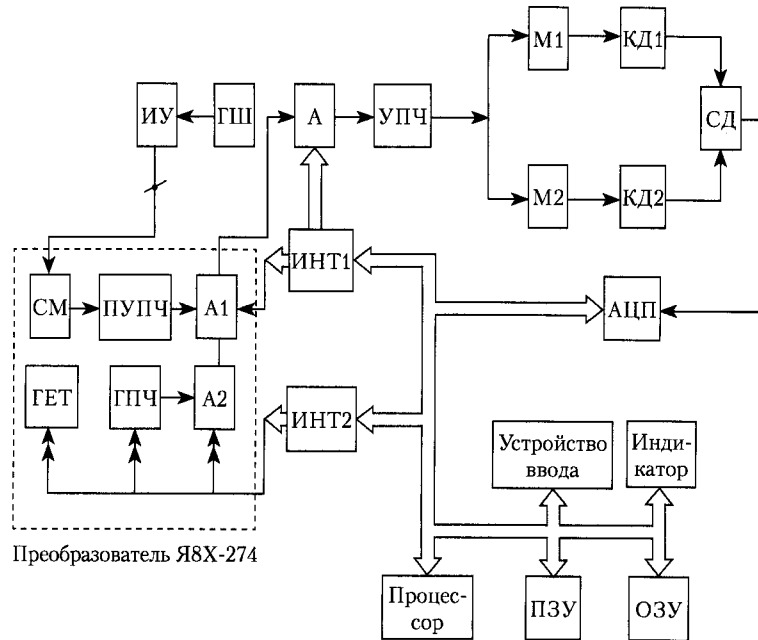


Рис 10.6. Структурная схема измерителя коэффициента шума Х5-29

генератор ГШ соединяют непосредственно с преобразователем, минуя испытуемое устройство. Оператор подает команду «калибровка» (нажимает кнопку «Кал» на панели управления). При этом микропроцессор периодически включает и выключает ГШ, фиксируя уровни сигнала α_1 (ГШ выключен) и β_1 (ГШ включен) на входе АЦП

$$\alpha_1 = k(T_0 + T_c)k_1, \quad (10.19)$$

$$\beta_1 = k(T_{\text{ГШ}} + T_c)k_1, \quad (10.20)$$

где k — коэффициент пропорциональности; k_1 — коэффициент передачи по мощности от входа преобразователя до входа АЦП; T_c — температура шума измерителя, приведенная ко входу преобразователя.

Уровни сигналов α_1 и β_1 , преобразованные в код, запоминаются в оперативном запоминающем устройстве ОЗУ.

Далее микропроцессор вычисляет коэффициент шума измерительной системы по формуле

$$F_c = \frac{\alpha_1}{\beta_1 - \alpha_1} t_{\text{ГШ}}, \quad (10.21)$$

которая следует из (10.20) и (10.19), где $t_{\text{ГШ}}$ — избыточная относительная шумовая температура генератора шума.

Процедура «калибровка 1» выполняется микропроцессором в 100 точках частотного диапазона, причем в каждой точке многократно измеряются α_1 и β_1 , а затем проводится их усреднение.

После выполнения калибровки оператор включает испытуемое устройство между генератором шума и преобразователем. Перед включением питания испытуемого устройства делают дополнительную калибровку, при которой фиксируется уровень

$$\alpha_2 = k(T_0 + T_c)k_2,$$

где k_2 — коэффициент передачи измерительной системы после установки на входе преобразователя испытуемого устройства.

Заметим, что значения k_2 и k_1 отличаются незначительно, поскольку их различие связано лишь с нестабильностью коэффициента передачи системы, поэтому дополнительная калибровка используется в дальнейшем для оперативного контроля калибровки без перестыковки СВЧ-узлов.

Значение α_2 также запоминается в ОЗУ микропроцессора в 100 точках диапазона.

Измерение коэффициента шума начинается после нажатия кнопки «ИКШ1». При этом так же, как и при калибровке, включается и выключается генератор шума ГШ с целью фиксации уровней α_3 (ГШ выключен) и β_3 (ГШ включен)

$$\alpha_3 = k \left(T_0 + T_y + \frac{T_c}{G} \right) G k_2,$$

$$\beta_3 = k \left(T_{\text{ГШ}} + T_y + \frac{T_c}{G} \right) G k_2,$$

где G — коэффициент передачи испытуемого устройства.

Усредненные значения α_1 и β_1 в каждой из 100 точек диапазона запоминаются в ОЗУ микропроцессора. Затем вычисляются

$$G = \frac{\beta_3 - \alpha_3}{\beta_1 - \alpha_1} \frac{\alpha_1}{\alpha_2},$$

$$F_y = \frac{\alpha_3}{\beta_3 - \alpha_3} t_{\text{ГШ}} - \frac{F_c - 1}{G},$$

где F_y — коэффициент шума испытуемого устройства.

Расчитанные значения G и F_y индусируются на экране дисплея в виде графика, а в цифровой форме — только для частоты, отмеченной на графике меткой. Кроме того, на цифровом табло указываются начальная и конечная частоты диапазона, а также частота метки.

В заключение рассмотрим градуировку генераторов шума с помощью измерителя Х5-29. Градуировка ГШ проводится методом сравнения с образцовым генератором шума.

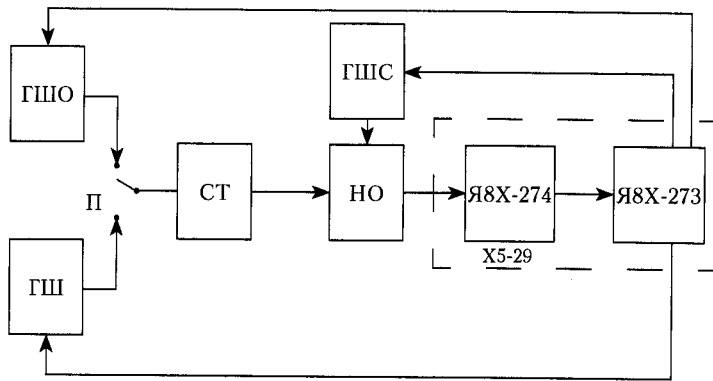


Рис 10.7. Градуировка генератора шума с помощью измерителя коэффициента шума Х5-29

Схема соединений для операции градуировки показана на рис. 10.7. Образцовый генератор ГШО и измеряемый ГШ через управляемый переключатель П соединяются с согласующим трансформатором СТ, который в свою очередь соединен с преобразователем Я8Х-74 через основной канал направленного ответвителя НО. К боковому плечу ответви-

теля подключен специальный генератор шума ГШС. Этот генератор предназначен для индикации согласования сравниваемых генераторов со входом Х5-29. НО ориентирован в сторону сравниваемых генераторов, поэтому на вход Х5-29 приходит сигнал ГШС, отраженный от сравниваемых генераторов.

Процесс градуировки происходит следующим образом. Переключателем П включают образцовый ГШО, нажимают кнопку «Согл» и подстройкой трансформатора добиваются согласования.

Микропроцессор периодически включает и выключает ГШС, фиксируя уровни α_{1c} и β_{1c} ,

$$\alpha_{1c} = (T_0 + T_c)k_1,$$

$$\beta_{1c} = [\Gamma^2 T_{\text{ГШО}} + (1 - \Gamma^2)T_0 + T_c]k_1,$$

где Γ — модуль коэффициента отражения на выходе трансформатора.

Разность уровней, рассчитанная микропроцессором, пропорциональна квадрату модуля коэффициента отражения Γ

$$\beta_{1c} - \alpha_{1c} = \Gamma^2 (T_{\text{ГШО}} - T_0)k_1. \quad (10.22)$$

Согласование соответствует минимуму значения (10.22) при перестройке трансформатора.

После настройки согласования оператор нажимает кнопку «Кал», что соответствует команде на выполнение операции «калибровка». При этой операции генератор ГШО периодически включается и выключается микропроцессором для измерения уровней α_1 и β_1 , определяемых формулами (10.19) и (10.20), и вычисления коэффициента шума системы F_c по формуле (10.21). Значения α_1 , β_1 и F_c запоминаются в ОЗУ микропроцессора.

После выполнения операции «калибровка» оператор переключателем П соединяет со входом измерителя Х5-29 градулируемый генератор ГШ. С помощью трансформатора так же, как и для образцового генератора, оператор согласовывает градулируемый генератор. Затем нажимает кнопку «ИС», с помощью которой в микропроцессор вводится команда на выполнение программы измерения отношения шумовых температур.

В процессе измерения градуируемый генератор включается и выключается с той же частотой, что и при калибровке по образцовому генератору шума. На входе аналогового преобразователя АЦП фиксируются уровни

$$\alpha_2 = (T_0 + T_c)k_1,$$

$$\beta_2 = (T_{\text{ГШ}} + T_c)k_1.$$

Значение избыточной относительной температуры шума градуируемого генератора вычисляется микропроцессором по формуле

$$t_{\text{ГШ}} = \frac{\alpha_1 \beta_2 - \alpha_2}{\alpha_2 \beta_1 - \alpha_1} t_{\text{ГШ}0},$$

где $t_{\text{ГШ}0}$ — избыточная относительная температура шума образцового генератора.

10.4. Помехи и шумы в каналах передачи информации

Помехами в каналах передачи называют напряжение или ток постороннего происхождения, появляющийся в них и ограничивающий дальность и качество передачи сигналов. Помехи, частоты которых лежат в звуковой полосе частот, создают слышимый в телефоне или громкоговорителе шум, снижающий качество связи или вещания. Такие помехи называют *шумами*.

Высокочастотные помехи, проходя через аппаратуру канала связи, также могут проявляться в виде шумов.

В зависимости от источников возникновения и от характера их воздействия помехи делятся на собственные помехи канала передачи (связи), взаимные, создаваемые влиянием каналов связи друг на друга, и внешние — наводки от посторонних электромагнитных полей.

Причиной возникновения собственных помех или шумов является наличие их источников, находящихся в данном канале передачи. Эти помехи в основном определяются следующими причинами: флуктационными шумами, пульсацией напряжения источников питания, контактными шумами, кратковременными короткими замыканиями, тресками, микроволновыми шумами и акустическими шумами, попадающими в микрофон в зависимости от нелинейных искажений в аппаратуре.

Особое значение имеют флуктационные помехи, вызываемые случайными колебаниями (флуктациями) некоторых физических величин: тепловые флуктуации в резисторах, дробовой эффект в полупроводниковых схемах, флуктации контактных разностей потенциалов и магнитных эффектов. Взаимные помехи, возникающие при передаче информации по соседним каналам, возникают из-за недостаточного переходного затухания между соседними каналами, затухания фильтров для подавления частот различных повреждений в аппаратуре, например нарушения заземления и экранирования, разбалансирования преобразователей частоты и т.д.

Внешние помехи делятся на промышленные, атмосферные и космические. Промышленные радиопомехи возникают в результате влияния электромагнитных полей различных электрических устройств: линий электропередачи, электрооборудования промышленных предприятий, медицинских установок, контактных сетей электрифицированного транспорта, световой рекламы, излучения радиостанций различного назначения.

К атмосферным относятся помехи, вызванные атмосферными явлениями — магнитными бурями, северными сияниями, грозовыми разрядами и т.д.

К космическим относятся электромагнитные помехи, создаваемые излучениями Солнца и звезд в соответствующих диапазонах частот.

Мешающее действие шумов в каналах передачи определяется отношением напряжения шумов к напряжению полезного сигнала. В радиотехнике особое внимание уделяют флуктационным шумам, определяющим предельную чувствительность приемного устройства.

Псофометрические характеристики. Помехи измеряются с учетом избирательности органов восприятия (слуха и зрения) и неравномерности амплитудно-частотных характеристик различных устройств в линии передачи радиовещания и телевидения. Для измерения помех в области звуковых частот в телефонных и вещательных каналах определяют не параметры напряжения помех, а так называемое псофометрическое напряжение. При измерении помех в телевизионных каналах используют частотную характеристику чувствительности глаза, для чего применяют специальный взвешивающий фильтр нижних частот с характеристикой затухания, учитывающей воздействие на телевизионное изображение

различных отношений сигнал/шум (помеха) на различных частотах спектра видеосигнала.

Максимум чувствительности системы телефон-человек лежит на частоте порядка 1кГц, и в основном по последней причине принято сравнение акустического воздействия токов разных частот с током частоты 800 Гц с помощью *коэффициента акустического воздействия*, определяемого соотношением $p_k = U_{800}/U_k$, где U_{800} , U_k — напряжения сигнала частотой 800 Гц и частотой k (k — номер рассматриваемой гармоники), воспринимаемые с одинаковой громкостью. Таким образом, вместо $U_\phi = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}$ (где U_i — действующее значение напряжения гармоники i) используется напряжение $U_\phi = \sqrt{(p_1 U_1)^2 + (p_2 U_2)^2 + \dots + (p_n U_n)^2}$, которое называется *псофометрическим напряжением шума*.

Весовые коэффициенты устанавливаются в результате многолетних исследований и рекомендуются специальной международной комиссией (МККТТ) на определенный период для всех стран мира.

Зависимость весовых коэффициентов от частоты называется псофометрической характеристикой. На рис. 10.8 приведены псофометрические характеристики для телефонной и радиовещательной передач.

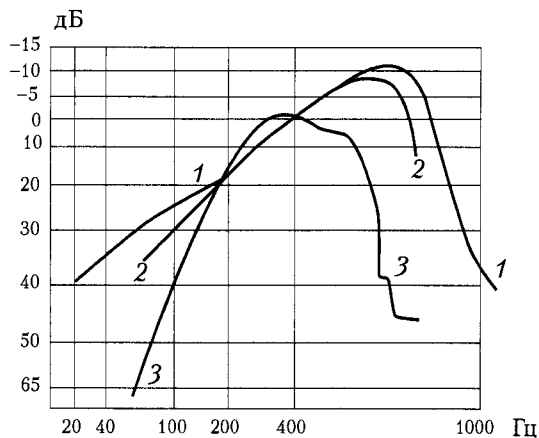


Рис. 10.8. Псофометрические характеристики:

1 — вещательного канала высшего класса; 2 — вещательного канала первого класса; 3 — телефонного канала

Псофометром (рис. 10.9) называется электронный измерительный прибор для измерения помех в каналах связи и вещания. Он представляет собой электронный вольтметр с избирательностью, определяемой псофометрическими характеристиками.

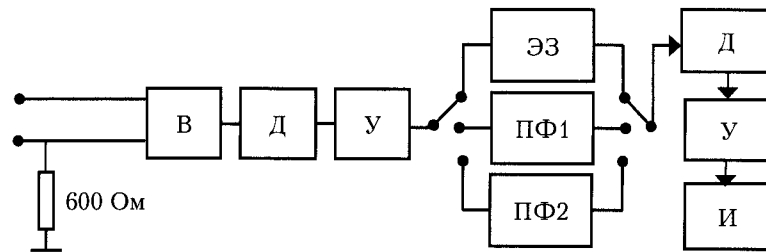


Рис. 10.9. Структурная схема псофометра

Определяющими узлами псофометра являются полосовые фильтры ПФ1 с телефонной псофометрической характеристикой и ПФ2 с вещательной псофометрической характеристикой. Для измерения напряжения радиопомех без учета весовых характеристик вместо фильтров включается эквивалентное звено ЭЗ, затухание которого равно затуханию псофометрических фильтров на средних частотах. Входное устройство обеспечивает значительное входное сопротивление — 200 кОм на средних частотах и не менее 6 кОм на краях диапазона. Предусмотрено низкоомное входное сопротивление 600 Ом, необходимое для согласования входа псофометра с измеряемой цепью.

Детектор Д с квадратичной характеристикой позволяет измерять действующее значение всех частотных составляющих напряжения, которое усиливается усилителем У.

Псофометр тщательно экранируется для защиты от внешних влияний.

В процессе эксплуатации телефонных каналов систематически проверяют напряжение шумов путем их измерения в точке канала с установленным относительным уровнем передачи 7 дБ.

Схема измерения псофометрического напряжения шума в канале показана на рис. 10.10. В том случае, когда сопротивление в месте измерения отличается от 600 Ом, псофо-

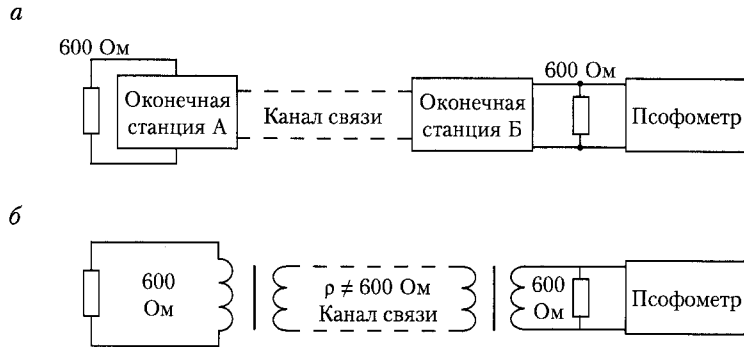


Рис. 10.10. Схема измерения псофометрического напряжения шума в канале связи:

а — без согласующего трансформатора; б — с согласующим трансформатором

метр следует включать через согласующий трансформатор. Псофометрическое напряжение шума для сопротивления 600 Ом вычисляется по формуле

$$U_{\Psi} = U(600/|p|)^{-1/2},$$

где U — измеренное псофометрическое напряжение на сопротивлении не равном 600 Ом; $|p|$ — модуль волнового сопротивления измеряемого канала связи.

Псофометрическое напряжение шума, полученное в результате измерения, не должно превосходить допустимое напряжение, установленное нормами. Например, для 12-канальных систем уплотнения воздушных линий уровень напряжения шумов в конце приемного участка длиной 2500 км не должен превышать 53 дБ, что соответствует $U_{\Psi} = 1,75$ мВ, для систем уплотнения кабельных магистралей уровень напряжения шумов не должен превышать 57 дБ.

Допустимое напряжение шума устанавливается для точки канала с относительным уровнем полезного сигнала p_1 . Допустимое напряжение шума для другой точки с относительным уровнем полезного сигнала p_2 можно определить по формуле

$$U_{\Psi} = U_{\Psi_1} = e^{p_1 - p_2}.$$

Для каналов связи необходимо определять степень защиты полезного сигнала от шума, частотный спектр и внятность шума.

Защищенность канала связи «а» от шума определяется как разность между уровнями p_c и шумов $p_{ш}$

$$a = p_c - p_{ш} [\text{дБ}] \text{ или } 201g(U_c/U_{ш}) \text{ дБ.}$$

Частотный спектр определяется действующими значениями отдельных составляющих напряжения помехи U_1, U_2, \dots , которые суммируются селективным микровольтметром или анализатором спектра. Внятность шума исследуется прослушиванием с помощью телефона.

10.5. Измерение радиопомех

В международном масштабе целенаправленные работы в области изучения индустриальных радиопомех проводит Международный специальный комитет по радиопомехам (МСКРП), который входит в Международный электротехнический комитет (МЭК).

Первое официальное совещание МСКРП состоялось в 1937 г. в Париже. Основной задачей МСКРП является достижение международных соглашений в области борьбы с индустриальными радиопомехами и стимулирование международной торговли. Он проводит работы, связанные с защитой радиоприема от индустриальных радиопомех, устанавливает нормы на радиопомехи, вырабатывает требования к измерительной аппаратуре, применяемой для измерения уровней индустриальных радиопомех, и разрабатывает методы их измерений. Руководящим органом МСКРП является Пленарная ассамблея, проводимая один раз в три года. Она избирает Руководящий комитет, который собирается один раз в год, и подкомитеты. Подкомитеты состоят из рабочих групп, которые и решают основные технические вопросы по закрепленным за группой источникам индустриальных радиопомех.

К радиопомехам относят электромагнитные помехи, которые создаются различными электрическими и электронными устройствами, применяемыми в технике, науке, быту и т.д., и могут оказывать действие, мешающее радиоприему. В этом случае речь идет о непреднамеренных помехах, которые получили название *индустриальных помех*. К ним не

относят излучения, создаваемые высокочастотными трактами радиопередающих устройств.

Интенсивность радиоизлучения помех не должна превышать определенный уровень. Процессы, протекающие в атмосфере, влияние Солнца на распространение сигналов обуславливают также появление радиопомех естественного происхождения, но и в этих условиях должен обеспечиваться определенный минимальный уровень сигнала при организации радиосвязи.

Уровень промышленных радиопомех целесообразно установить таким, чтобы на определенном расстоянии от их источника, например 30 м, он снижался до уровня естественных помех. Это положение нашло отражение при нормировании промышленных помех, которые будут рассмотрены позднее.

Уровень помех возможно измерить, если известен источник их возникновения. Обычно такие помехи называют *помехоэмиссией*. Чаще всего в аппаратуре, особенно бытовой, не предусмотрены специальные ВЧ-выводы для подключения измерителя радиопомех. Единственный путь получить воспроизводимые результаты измерений радиопомех состоит в том, чтобы точно определить условия при проведении измерений, например для измерения напряжения радиопомех на концах сетевых зажимов необходимо задать расстояние от испытываемого средства до проводящей стенки (опорная масса), минимальную высоту от пола, форму свертывания кабеля сети и т.д. Этим измерения радиопомех сильно отличаются от других видов измерений, описанных в других разделах этого пособия. В то же время этот вид измерений развивается очень интенсивно и особенно важен для телекоммуникационных систем.

Источники возникновения радиопомех. Устройствами — источниками промышленных радиопомех являются:

- радиоэлектронные средства (передатчики, приемники и их оборудование);
- высокочастотные установки промышленного (печи для плавления, закалки и др.), медицинского (УВЧ-терапия, диатермия и др.), научного (циклотроны, синхрофазотроны и др.), бытового (печи, сушилки и др.) назначения;
- электротехнические устройства промышленного (моторы, генераторы и др.) и бытового (холодильники, утюги, пылесосы и др.) назначения;
- высоковольтные линии электропередачи;

- средства электротранспорта;
- устройства с двигателями внутреннего сгорания (автомобили, мотоциклы, катера и др.);
- средства проводной связи и др.

Каждый источник промышленных радиопомех содержит один или несколько помехообразующих элементов, вызывающих излучение электромагнитной энергии. К ним относятся высокочастотные контуры, генераторы, контакты переключателей тока, напряжения или сопротивления, электроды и т.д. Источники промышленных радиопомех создают помехи радиоприему, как правило, в широкой полосе частот.

Промышленные радиопомехи подразделяют на длительные, длительность которых, измеренная в регламентированных условиях, не менее 1 с, и непродолжительные, с длительностью не более 1 с. Последние, с длительностью не более 0,2 с, относят к кратковременным.

Возникая в помехообразующих элементах, промышленные радиопомехи распространяются в открытом пространстве и по проводам.

В открытом пространстве промышленные радиопомехи характеризуются напряженностью электромагнитного поля, которое зависит от мощности источника радиопомех. Более мощными являются высокочастотные установки промышленного и медицинского назначения, мощность которых достигает десятков и сотен киловатт. По мере удаления от источника радиопомех напряженность поля в открытом пространстве убывает по закону $1/r^3 - 1/r^2$ при $r \ll 2\pi/\lambda$ и $1/r$ при $r \gg 2\pi/\lambda$, где r — расстояние от источника радиопомех до точки измерения, λ — длина волны. В соответствии с этим напряженность электромагнитного поля, создаваемого большинством источников промышленных радиопомех, на расстоянии от десятков метров становится сравнительно малой; это исключает необходимость измерения напряженности поля в дальней зоне излучения.

На практике измерения напряженности поля радиопомех проводят на расстоянии 1—10 м, определяя одну из ее составляющих (магнитную или электрическую). В диапазоне низких частот измеряют не поле, а индуктивную часть магнитной составляющей поля, так как на указанном расстоянии поле не сформировано.

Основным путем распространения промышленных радиопомех является провода. Даже радиопомехи малой мощности распространяются на значительные расстояния.

При этом радиопомехи распространяются по проводам, непосредственно связанным с источником радиопомех (первичные носители), а также по проводам (вторичные носители), имеющим достаточную емкостную или индуктивную связь с первичными носителями радиопомех. К ним относят провода питания, управления контроля, трубы отопительной системы и др. Источник промышленных радиопомех в этом случае можно рассматривать и как генератор, и как потребитель энергии.

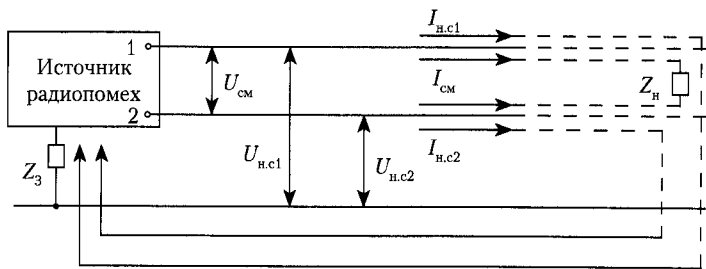


Рис. 10.11. Схема распространения радиопомех по проводам

На рис. 10.11 приведена схема распространения радиопомех по проводам электросети. Источник радиопомех создает на клеммах напряжение U_{cm} , которое называют *симметричным*. Кроме того, этот же источник радиопомех создает напряжение между каждым проводом и корпусом устройства или землей U_{nc1} , U_{nc2} , которое называют *несимметричным напряжением* радиопомех. Симметричные и несимметричные напряжения вызывают в электросети соответствующие токи радиопомех I_{cm} , I_{nc1} , I_{nc2} . Симметричные токи замыкаются через сопротивление нагрузки Z_n , а несимметричные — через Z_3 . Симметричные токи, как правило, имеют равные векторы, направленные навстречу друг другу, поэтому с точки зрения излучения радиопомех они являются менее опасными.

Промышленные радиопомехи могут оказывать действие, мешающее работе радиоприемного устройства, через его антенну, непосредственно на его схему и по проводам питания. Количественная и качественная характеристики мешающего воздействия определяются напряженностью поля, значениями симметричного и несимметричного напряжений или мощности радиопомехи, а также помехоустойчивостью приемного устройства, т.е. восприимчивостью к радиопомехам каждого возможного пути их проникновения в приемник.

При измерении уровней промышленных радиопомех вследствие ряда причин возможны значительные аппаратные и методические погрешности. Они вызваны изменением в широких пределах параметров нагрузки, способностью радиопомех распространяться различными путями, влиянием способа заземления их источника. На результаты измерения оказывают также влияние место подключения измерительного прибора и расположение измерительной антенны по отношению к источнику радиопомех, проведение измерений в ближней зоне излучения и др. Поэтому измерения напряженности поля, напряжения и тока промышленных радиопомех проводят в регламентированных условиях с применением измерительной аппаратуры, отвечающей требованиям ГОСТ Р 51319–99.

Измеритель радиопомех. В состав приборов для измерения радиопомех входят измеритель радиопомех и одно или несколько измерительных устройств, обеспечивающих измерение напряжения, напряженности поля, мощности и тока помех. Измерительными устройствами являются эквиваленты сети и пробники, измерительные антенны, поглощающие клещи и токосъемники.

Измерители радиопомех градуируются в эффективных значениях синусоидального напряжения, выраженных в децибелах относительно 1 мкВ, 1 мкВ/м, 1пВт или 1 мкА.

Комитет МСКРП установил три полосы частот, в пределах которых все измерители промышленных радиопомех должны иметь одинаковые технические характеристики: I — 10–150 кГц; II — 150 кГц–30 МГц; III — 30–1000 МГц.

Структурная схема измерителя радиопомех (рис. 10.12) состоит из входного устройства ВУ, аттенюатора усилителя высокой частоты, преобразователя, аттенюатора усилителя промежуточной частоты, детектора квазипикового (пикового) и эффективного значений, вольтметра. Измеритель радиопомех представляет собой высококачественный измерительный приемник супергетеродинного типа с одним, двумя или более преобразователями высокой частоты.

Входное устройство служит для подключения измерителя к источнику радиопомех. При измерении напряжения радиопомех входным устройством являются эквивалент сети или пробник (для измерения напряжения), измерительная антенна (для измерения напряженности поля), поглощающие клещи (для измерения мощности) и токосъемник (для измерения тока).

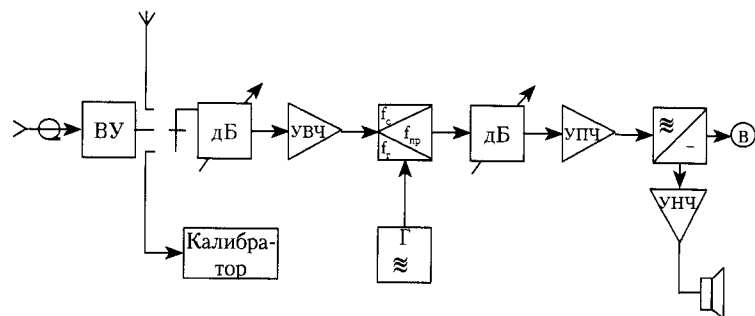


Рис. 10.12. Структурная схема измерителя радиопомех

Измеряемый сигнал с входного устройства поступает на аттенюатор по высокой частоте, который служит делителем напряжения и согласующим элементом при подключении к ВЧ-тракту калибратора.

Высокочастотный блок состоит из усилителя высокой частоты, смесителя и гетеродина. Назначение каскадов блока и их работа те же, что у обычных супергетеродинных приемников. С выхода преобразователя измеряемый сигнал поступает на аттенюатор по промежуточной частоте.

Наличие двух делителей напряжения сигнала обусловлено тем, что при делении этого напряжения только по ВЧ неделимыми остаются шумы каскадов ВЧ, что может привести к погрешностям в измерении. При делении напряжения сигнала по ПЧ создается опасность перегрузки каскадов ВЧ, ведущая к нарушению их линейности и к недопустимым погрешностям. Поэтому деление напряжения измеряемого сигнала сначала производят по ПЧ, освобождаясь от излишних шумов каскадов ВЧ, затем регулируют напряжение аттенюатором ВЧ, добиваясь линейности работы трактов усилителя ВЧ, а затем снова регулируют по ПЧ.

Усилитель ПЧ состоит из нескольких полосовых фильтров, имеющих коэффициенты связи между ними, равные 0,5–1,5. Как известно, в тракте ПЧ происходит основное усиление напряжения измеряемого сигнала.

Линейный тракт измерителя радиопомех, состоящий из усилителей ВЧ и ПЧ, имеет нормированные характеристики избирательности по ширине полосы пропускания на уровне 6 дБ Δf , а также по эффективной $\Delta f_{эфф}$ и импульсной $\Delta f_{им}$ ширине полосы пропускания. Кроме того, в отличие от

схем обычных супергетеродинных приемников для получения идентичных по форме импульсов на выходе линейного тракта ГОСТ Р 51319–99 устанавливает пределы для кривых общей избирательности измерителей радиопомех I и II классов. Рис. 10.13 иллюстрирует порядок отсчета общих характеристик избирательности. По оси абсцисс отложены значения абсолютной расстройки по отношению к резонансной частоте f_0 , по оси ординат — отношение входного напряжения $U_i(f)$ на частоте f к напряжению $U_i(f_0)$ на частоте f_0 , необходимое для того, чтобы оба напряжения привели к образованию одинаковых напряжений на выходе. Кривая ABC соответствует минимальной, а ADE — максимальной связи между контурами усилителя ПЧ. Область допустимых значений избирательности заштрихована. Числовые значения кривых, соответствующих для различных измерителей радиопомех, приведены в табл. 10.1.

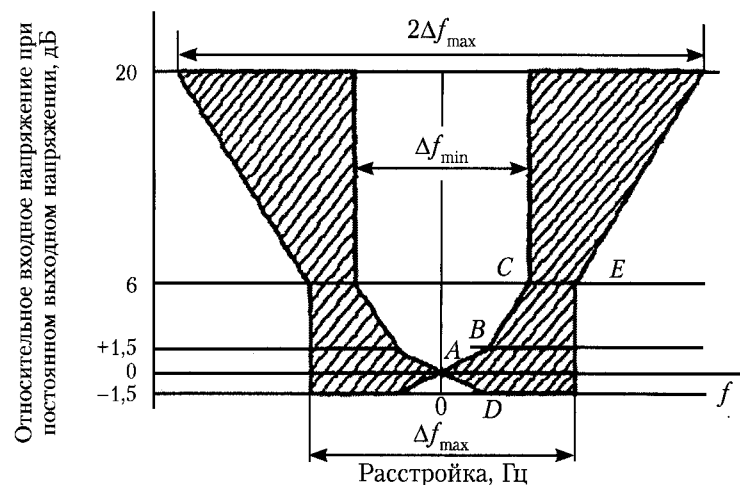


Рис. 10.13. К отсчету характеристик избирательности измерителя радиопомех

Кривую избирательности снимают экспериментально с помощью генератора сигналов, калиброванное напряжение которого подают на вход измерителя радиопомех, настроенного на частоту генератора сигналов f_0 . Отмечают показание выходного прибора. Изменяют частоту на определенное число кГц и увеличивают уровень входного напряжения генератора сигналов до прежнего значения. Точное

значение расстройки определяют с помощью частотомера. По полученным данным строят график. Измеритель радиопомех отвечает требованиям ГОСТ по общей избирательности, если снятая экспериментально кривая находится внутри области допустимых значений, построенной для соответствующего прибора (см. рис. 10.13) по данным табл. 10.1.

Таблица 10.1

Нумеруемые параметры измерителей радиопомех

Полоса частот	Класс прибора	Δf_{\min} , кГц	Δf номинальная, кГц	Δf_{\max} , кГц	Δf на уровне 20 дБ, кГц
I 10–150 кГц	—	0,09	0,165	0,220	0,440
II 150 кГц–30 МГц	I	8	9	10	20
	II	6	8	10	22
III 30–1000 МГц	I	100	120	140	280
	II	88	116	144	320

Измеритель радиопомех, как и любой другой радиоприемник супергетеродинного типа, кроме основного канала имеет побочные каналы приема. Выше указывалось, что промышленные радиопомехи в основном маломощные. Поэтому на результат измерения могут оказать существенное влияние другие источники, излучения которых происходят на частотах $f_{\text{пр}1}$; $nf_r \pm f_{\text{пр}1}$; $f_r \pm f_{\text{пр}1}/m$; f_0/k ; $f_0 \pm f_{\text{пр}2}$ и т.д., где f_r — частота гетеродина измерителя радиопомех; $f_{\text{пр}1}$ — первая промежуточная частота; $f_{\text{пр}2}$ — вторая промежуточная частота; f_0 — частота настройки измерителя радиопомех; n , m , k — целые числа.

Ослабление частот, равных промежуточной частоте, частоте зеркального канала $f_r \pm f_{\text{пр}1}$ и других побочных каналов, должно составлять не менее 40 дБ для приборов класса I и 30 дБ для приборов II класса. Ослабление по каналам побочного приема определяют как отношение входного синусоидального напряжения на частоте настройки измерителя радиопомех при условии, что оба напряжения вызывают одно и то же показание индикаторного прибора.

После усиления в усилителе ПЧ измеряемый сигнал поступает на детектор. В измерителе радиопомех применяют детектор, который измеряет квазипиковое (пиковое) или эффективное значение радиопомех. Основными параметрами квазипикового детектора (рис. 10.14) являются постоянные времени заряда и разряда, коэффициенты детектирования и коэффициент передачи одиночного импульса.

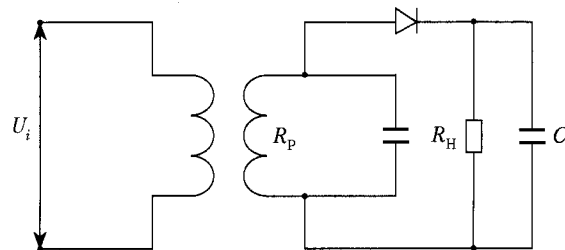


Рис. 10.14. Принципиальная схема квазипикового детектора

Постоянная времени заряда τ_z представляет собой время, в течение которого приложенное ко входу измерителя радиопомех синусоидальное напряжение постоянной амплитуды достигнет на емкостной нагрузке детектора 63% установившегося значения. Постоянная времени разряда τ_p представляет собой время, в течение которого при снятии со входа измерителя радиопомех синусоидального напряжения постоянной амплитуды напряжение на емкостной нагрузке детектора уменьшится на 37% от установившегося значения.

Зависимость постоянной времени заряда от параметров элементов схемы квазипикового детектора определяют с помощью параметра

$$a = \tau_z / RC,$$

где R — эквивалентное сопротивление, равное сопротивлению контура при резонансе, Ом; C — емкость контура, пФ.

Значения параметра a приведены в табл. 10.2. Там же приведены постоянные времени заряда и разряда для трех полос измерителей радиопомех I класса. Из данных табл. 10.2 следует, что $\tau_p \gg \tau_z \gg 1/\omega$, где ω — угловая частота синусоидального напряжения.

Таблица 10.2

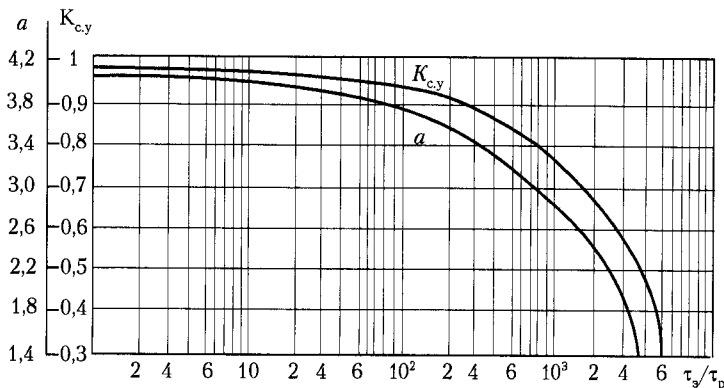
Параметры детекторов для измерителей радиопомех

Параметр детектора	Значение параметра в полосе частот		
	10–150 кГц	150 кГц–30 МГц	30–1000 МГц
Постоянная времени заряда, мс	45±9	1±0,2	1±0,2
Постоянная времени разряда, мс	500±100	160±30	550±110
Коэффициент a	2,86	3,90	4,03
Коэффициент детектирования синусоидального напряжения, $K_{с.у}$	0,805	0,970	0,992

Коэффициент детектирования синусоидального напряжения при установившемся режиме $K_{с.у}$ определяется отношением сопротивления контура при резонансе R_p и сопротивления нагрузки R_n

$$K_{с.у} \approx \cos\left(\sqrt{3\pi R_p / R_n}\right). \quad (10.23)$$

На рис. 10.15 приведены графики коэффициентов a и $K_{с.у}$ в зависимости от τ_s/τ_p , которые позволяют вычислить необходимые параметры схемы детектора (см. рис. 10.14). Значения $K_{с.у}$ для измерителей радиопомех приведены в табл. 10.2.

Рис. 10.15. Зависимость коэффициентов a и $K_{с.у}$ от τ_s/τ_p

Коэффициент детектирования импульсов K_F в зависимости от частоты F их поступления на вход прибора представляет собой импульсную характеристику детектора, которая определяет стабильность измерения радиопомех. Импульсную характеристику и ее зависимость от параметров схемы детектора определяют через параметр H

$$H = \pi R_p \Delta f / R_n F = \pi \tau_s \Delta f / a \tau_p F.$$

На рис. 10.16 приведена универсальная кривая импульсной характеристики квазипикового детектора, которая позволяет, зная H , определить коэффициент импульсов K_F .

Из рис. 10.16 следует, что с уменьшением частоты поступления импульсов коэффициент детектирования увеличивается. Перегрузка детектора может наступить при поступлении на его вход одиночного импульса. Коэффициент детектирования одиночных импульсов

$$K_F(0) = a / \pi \tau_s \Delta f_{им}. \quad (10.24)$$

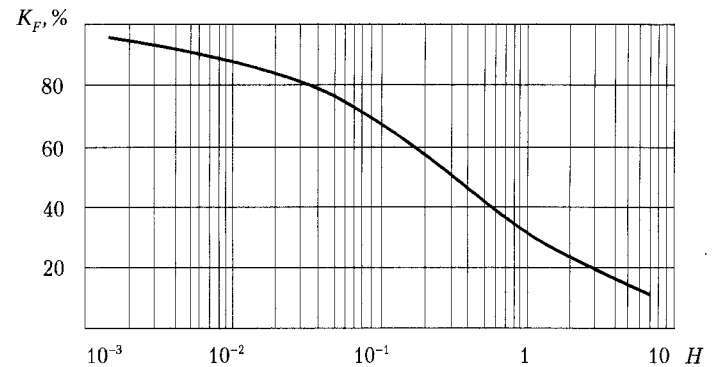


Рис. 10.16. Универсальная характеристика квазипикового детектора

График, представленный на рис. 10.16, справедлив при частоте поступления импульсов на вход детектора, большей 2 Гц. В случаях более редких импульсов K_F следует рассчитывать по формуле (10.24).

Используя 10.23 и 10.24 можно вычислить коэффициент перегрузки детектора по напряжению для одиночного импульса

$$K_{п.д} = 20 \lg \frac{K_{с.у}}{K_{F(0)}} = 20 \lg \left[\frac{\pi}{\alpha} \tau_3 \Delta f_{шм} \cos \left(\sqrt[3]{\frac{3\pi \tau_3}{\alpha \tau_p}} \right) \right].$$

Коэффициент детектирования «белого» шума $K_{ш}$ можно определить по графику, приведенному на рис. 10.16, используя для этого данные табл. 10.2. Из графика следует, что квазипиковый детектор измеряет не среднее значение огибающей «белого» шума, а некоторую псевдопиковую величину, которая может быть больше эффективного значения.

В некоторых типах квазипиковых вольтметров в качестве индикатора результатов измерений применяют в основном магнитоэлектрический стрелочный прибор, который работает под воздействием хаотической последовательности выбросов импульсов тока, поступающих из усилителя. Основными характеристиками приборов данного типа являются баллистическая постоянная времени, степень демпфирования индикаторного прибора и его импульсная характеристика. Баллистическая постоянная времени τ_6 определяется моментом вращения подвижной системы прибора J и удельным противодействующим моментом W

$$\tau_6 = \sqrt{J/W}.$$

Значение τ_6 приведено в табл. 10.3.

Таблица 10.3

Параметры индикатора магнитоэлектрической системы

Полоса частот	τ_6 , мс	β	γ	Импульсная характеристика стрелочного прибора при частоте следования F , Гц										
				0	1	2	5	10	20	25	50	60	100	
I	160±32	0,69–1	0,32	0,5	0,52	0,57	0,77	0,88	–	0,95	–	0,99	0,995	
II	160±30		1,0	0,27	0,29	0,35	–	0,72	0,85	–	0,96	–	0,995	
III	100±20		0,18	0,6	0,65	0,73	–	0,92	0,96	–	0,99	–	1,0	

Баллистическую постоянную времени τ_0 индикаторного прибора проверяют путем сравнения значения синусоидального напряжения U , подаваемого на вход измерителя радиопомех, со значением напряжения прямоугольных регулируемых по длительности импульсов, подаваемых на нагрузку детектора, с амплитудой, равной $2,83U$. Путем изменения длительности импульса добиваются такого отклонения стрелки выходного прибора, которое было зафиксировано при подаче на вход измерителя синусоидального напряжения U . Длительность импульса при этом будет равна баллистической постоянной τ_3 индикаторного прибора.

Коэффициент демпфирования β характеризуется коэффициентом успокоения K_c подвижной системы прибора и определяется по формуле

$$\beta = K_c / 2 \sqrt{JW}.$$

Нормированное значение β приведено в табл. 10.3. Экспериментальные значения β определяются по формуле

$$\beta = \ln(\alpha_1/\alpha_2) / \sqrt{\pi^2 + \ln(\alpha_1/\alpha_2)},$$

где α_1 , α_2 — максимальное и установившееся отклонения стрелки соответственно, градус.

Если известен коэффициент демпфирования β , то баллистическая постоянная τ_6 может быть определена по формуле

$$\tau_6 = T \frac{1}{2\pi} \sqrt{1 - \beta^2},$$

где T — период свободных колебаний подвижной системы прибора.

Степень демпфирования индикаторного прибора проверяют по значению синусоидального напряжения, подаваемого на вход измерителя радиопомех, при котором стрелка индикаторного прибора отклонится на 95% полной шкалы. При критическом демпфировании во время выключения и включения напряжения стрелка прибора должна отклониться больше, чем на 95% всей шкалы, но не выходить за ее пределы.

Для определения импульсной характеристики индикаторного прибора необходимо установить связь между постоянной времени разряда детектора τ_p и баллистической постоянной τ_6 и выразить ее через относительную постоянную времени γ , т.е. $\gamma = \tau_p / \tau_6$.

При измерении одиночных импульсов отклонения прибора будут тем больше, чем меньше баллистическая постоянная τ_6 по сравнению с постоянной времени разряда детектора τ_p . Иначе чем больше коэффициент γ , тем большие перегрузки должен выдерживать усилитель постоянного тока измерителя радиопомех. При одиночном импульсе усилитель должен иметь запас усиления в $1/\gamma$ раз больше, чем в случае синусоидального сигнала (γ — импульсная характеристика стрелочного прибора). Расчетные значения γ для отдельных точек импульсных характеристик для различных полос частот приведены в табл. 10.3.

В заключение необходимо отметить, что измеритель радиопомех должен иметь значительный запас линейности усиления. Перегрузки усилителя возникают при измерении кратковременных радиопомех; усилитель должен иметь запас линейности по напряжению $K_d = K_{c,y} / K_F$, который обеспечивает в основном усилитель ПЧ, и по току, равный $K_T = 1/\gamma$, который обеспечивает усилитель постоянного тока. Таким образом, общий запас линейности

$$K = K_{нд} K_T = K_{c,y} / K_F K_T.$$

Общая импульсная характеристика измерителей радиопомех нормирована в зависимости от полосы частот и класса прибора. На рис. 10.17 приведены импульсные характеристики для измерителей радиопомех I класса II и III полос частот.



б

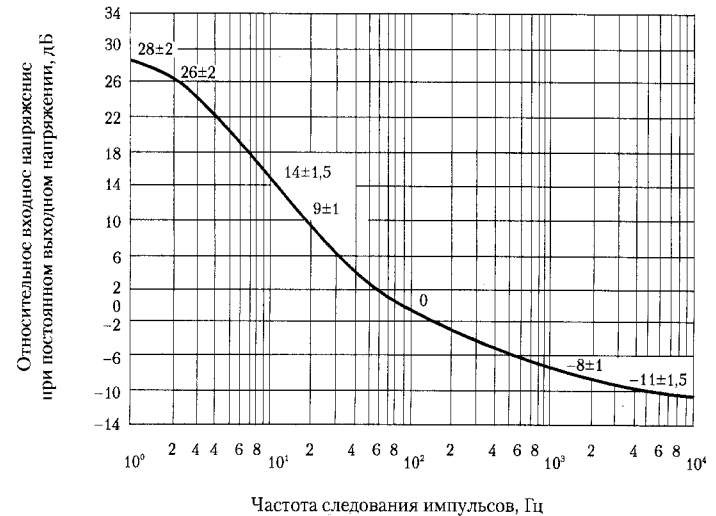


Рис. 10.17. Импульсные характеристики измерителей радиопомех I класса:

a — для II полосы частот; *б* — для III полосы частот

Спектральную плотность напряжения импульсов Φ на входе измерителя радиопомех рассчитывают по формуле

$$\Phi = 2 \left| \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-i\omega t} dt \right|,$$

где $f(t)$ — функция, описывающая форму импульса.

Это отношение, вызывающее одинаковое показание индикаторного прибора, составляет:

- для I полосы частот — 76,4 1/с (при $F = 10$ Гц);
- для II полосы частот — 3160 1/с (при $F = 100$ Гц);
- для III полосы частот — 22 700 1/с (при $F = 100$ Гц).

Погрешность в этих случаях не должна превышать $\pm 1,5$ дБ для приборов I класса и $\pm 2,5$ дБ для приборов II класса.

Для измерителей радиопомех с другими типами вольтметров указанные отношения приведены в табл. 10.4.

Таблица 10.4

Параметр Φ для разных типов детекторов и полос частот измерителя радиопомех

Полоса частот	Отношение напряжения к Φ для вольтметров, 1/с		
	среднего	среднеквадратичного	пикового
I	0,707	45,4 (при $F = 25$ Гц)	149 (при $F \geq 10$ Гц)
II	0,707	610 (при $F = 100$ Гц)	6720 (при $F \geq 10$ Гц)
III	0,707	2230 (при $F = 100$ Гц)	89 500 (при $F \geq 10$ Гц)

Для вольтметра с детектором среднего значения частоты следования импульсов F указаны в технической документации. Погрешность выполнения соотношений, приведенных в табл. 10.4, не должна превышать $\pm 1,5$ дБ.

10.6. Измерение напряжения радиопомех

Структурная схема измерения напряжения радиопомех (рис. 10.18) состоит из измерителя радиопомех ИРП, эквивалента сети ЭС, испытуемого устройства ИУ, которое может содержать электрическую нагрузку ЭН, и эквивалента руки ЭР. Последний применяют в том случае, когда испытуемое устройство по условиям его применения должно находиться в руках человека (например, электродрель, электробритва и т.д.).

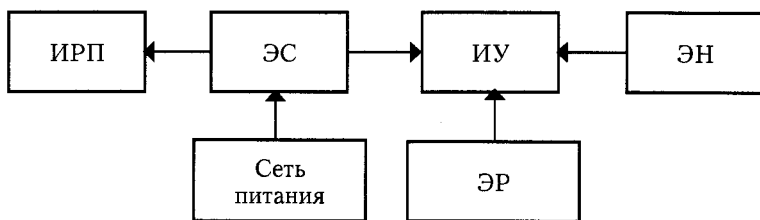


Рис. 10.18. Структурная схема для измерения напряжения радиопомех

Эквивалент сети — устройство, включаемое в сеть питания источника промышленных радиопомех и предназна-

ченное для создания регламентированного сопротивления нагрузки на частоте измерения. Кроме того, он исключает возможность проникновения радиопомех из сети питания на вход измерителя радиопомех и является согласующим устройством между сетью питания и входными цепями измерителя радиопомех.

По исполнению эквиваленты сети могут быть V-образными (фазными) и дельтаобразными.

V-образные эквиваленты сети могут быть одно-, двух-, трех- и четырехпроводными. Они предназначены для создания регламентированного сопротивления нагрузки между каждым из зажимов питания источника промышленных радиопомех и «землей» при измерении фазного напряжения промышленных радиопомех. На рис. 10.19 приведена схема трехфазного эквивалента сети V-образного типа. Она содержит резисторы R_1 и R_2 , имеющие регламентированные сопротивления, фильтр, состоящий из емкостей C_1 и C_2 и индуктивности L , переключатель П, а также разъемы для подключения электрической сети, источника радиопомех и измерителя радиопомех.

Подключение каждого провода испытуемого источника радиопомех к измерителю производят переключателем П.

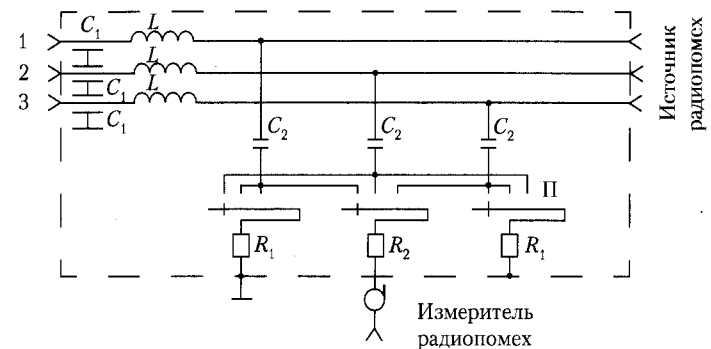


Рис. 10.19. Принципиальная схема трехфазного V-образного эквивалента сети

Дельтаобразные эквиваленты сети применяют при измерении промышленных радиопомех от источников, подключенных к двухпроводной сети питания, для создания регламентированного сопротивления нагрузки между зажимами

источника промышленных радиопомех, а также между этими зажимами, соединенными вместе, и «землей».

Дельтаобразные эквиваленты сети применяют для измерения симметричных, несимметричных и фазных напряжений радиопомех. Схема такого эквивалента сети (рис. 10.20) содержит три резистора (R_1 , R_2 и R_3), имеющих регламентированные сопротивления. Они включены по схеме треугольника: один резистор (R_2) — между проводами сети, а два других (R_1 и R_3) — между каждым из проводов сети и «землей». Назначение остальных элементов схемы то же, что на рис. 10.19.

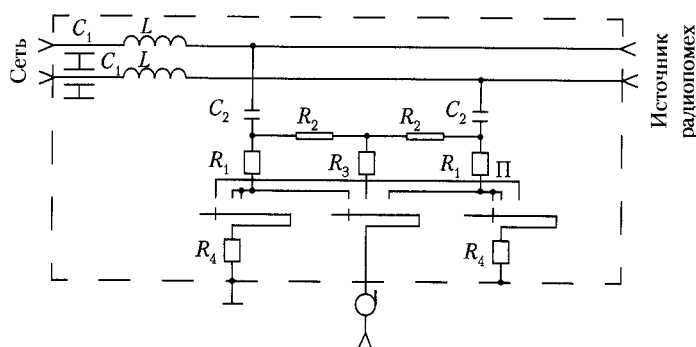


Рис. 10.20. Принципиальная схема двухпроводного Δ -образного эквивалента сети

Эквивалент руки состоит из последовательно соединенных конденсатора и резистора, включенных между корпусом испытуемого источника радиопомех и «землей». Он компенсирует влияние руки оператора на результат измерения напряжения радиопомех.

10.7. Измерение напряженности поля радиопомех

Установка для измерения напряженности поля радиопомех (рис. 10.21) состоит из антенны и измерителя радиопомех ИРП. Испытуемое устройство ИУ включают в сеть питания через ЭС. Назначение и устройство элементов схемы измерительной установки, за исключением антенны, рассмотрено выше.

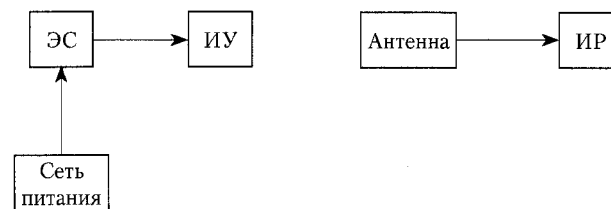


Рис. 10.21. Структурная схема измерительной установки для измерения напряженности поля радиопомех

В полосе частот 0,15–30 МГц измеряют магнитную составляющую напряженности поля радиопомех, применяя для этого рамочную антенну. Размер рамки должен быть таким, чтобы она вмещалась в квадрат со стороной 60 см. Штыревую антенну длиной 1 м применяют для измерения электрической составляющей напряженности поля в полосе частот до 30 МГц. При измерении необходимо, чтобы нижний конец антенны находился на высоте 1 м от уровня земли. В полосе частот 30–1000 МГц измеряют электрическую составляющую напряженности поля радиопомех, применяя симметричный диполь. При этом на частоте выше 80 МГц применяют полуволновой диполь, а на частотах ниже 80 МГц — антенну, длина которой соответствует длине полуволнового диполя, рассчитанного на частоту 80 МГц. Центр антенны находится на высоте 3 м над уровнем земли.

Антенна устанавливается на расстоянии 3 м от испытуемого устройства и высокочастотным кабелем соединяется со входом измерителя радиопомех.

При измерении радиопомех необходимо, чтобы соответствующий измеритель, испытуемое устройство и другие элементы схемы подключались экранированными проводами минимальной длины. Результаты измерений зависят от расположения источника радиопомех по отношению к земле и наличия у него заземления. В тех случаях, когда измеряемый источник радиопомех является неизлучающей системой (например, электродвигатель), его непосредственно заземляют. Такое заземление недопустимо при измерении источников радиопомех, которые имеют в своих цепях питания эффективные фильтрующие устройства и являются излучающими системами (например, медицинское оборудование, дуговые сварочные аппараты и т.д.).

Измерение напряженности поля радиопомех проводят на специально выбранных площадках, свободных от предметов, которые могут быть переизлучателями электромагнитной энергии.

На основании изложенного можно сделать вывод, что на результаты измерений напряжения и напряженности поля радиопомех оказывают влияние не только технические характеристики применяемых измерительных приборов, но и еще ряд факторов. Поэтому правила создания измерительных установок, порядок проведения измерений и другие факторы регламентируются международными и российскими нормативно-техническими документами.

10.8. Методика измерения напряжения радиопомех

Измерение напряжения радиопомех, создаваемых электрическими устройствами, средствами проводной связи, высокочастотными установками и светильниками с люминесцентными лампами, проводят на сетевых зажимах устройств, а также на всех выходных зажимах, если они имеются.

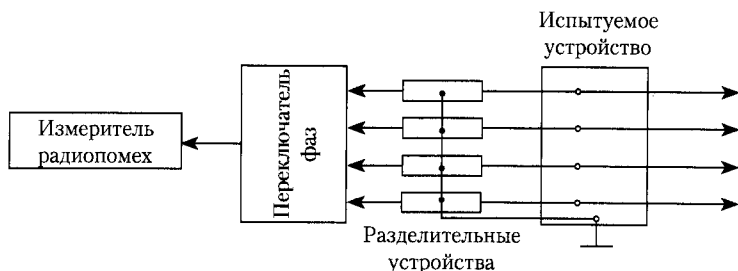


Рис. 10.22. Структурная схема измерительной установки для измерения напряжения радиопомех, создаваемых устройствами, потребляющими ток свыше 25 А

Испытуемые источники радиопомех, потребляющие ток менее 25 А, подключают к сети питания через эквивалент сети (рис. 10.22) и включают на все время проведения измерения на холостой ход без нагрузки. Исключение составляют устройства, которые по условиям их эксплуатации работают при постоянной нагрузке (насосы, вентиляторы, приборы

для нагрева жидкости, стиральные машины и др.). Расположение измерительной аппаратуры, устройств — источников радиопомех и вспомогательного оборудования — должно соответствовать рис. 10.23 для малогабаритных и рис. 10.24 для крупногабаритных устройств.

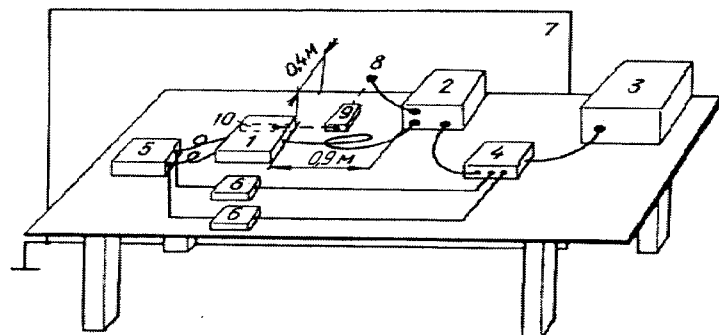


Рис. 10.23. Расположение измерительной аппаратуры и оборудования при измерении напряжения радиопомех, создаваемых малогабаритными источниками:

1 — испытуемое устройство; 2 — эквивалент сети; 3 — измеритель радиопомех; 4 — переключатель фаз; 5 — электрическая нагрузка; 6 — высокоомные разделительные устройства; 7 — металлический лист; 8 — зажим «земля»; 9 — эквивалент руки; 10 — металлическая фольга

В первом случае испытуемое устройство 1 размещается на расстоянии 40 см от вертикально расположенного металлического листа 7, который называют электрическим экраном. Эквивалент сети 2 располагают непосредственно около электрического экрана и соединяют их проводом или шиной длиной не более 20 см. Длина провода питания испытуемого устройства 1 должна быть равна 90–100 см. Если испытуемое устройство имеет провод питания большей длины, то его сворачивают, как показано на рис. 10.26, в виде плоских петель длиной 30 см. Экранирующую оболочку проводов питания устройств подключают к клемме заземления на электрическом экране. Корпус некоторых устройств по условиям работы должен заземляться. Провод заземления таких устройств располагают параллельно проводу питания на расстоянии не более 10 см от него и заземляют на электрическом экране. Эквивалент руки 9,

если по условию измерения он должен применяться, подключают к клемме заземления электрического экрана следующим образом. Металлический корпус испытуемого устройства соединяют с помощью эквивалента руки с клеммой заземления электрического экрана. Корпус испытуемого устройства, изготовленный из изоляционного материала, обертывают несколькими слоями фольги шириной 6 см, к которой подключают эквивалент руки. В тех случаях, когда корпус испытуемого устройства металлический, а рукоятки изготовлены из изоляционного материала, эквивалент руки подключают к одной из рукояток, обернутой фольгой. На рис. 10.23 показано размещение измерителя радиопомех 3, переключателя фаз 4, нагрузки испытуемого устройства 5 и высокоомных разделительных устройств 6.

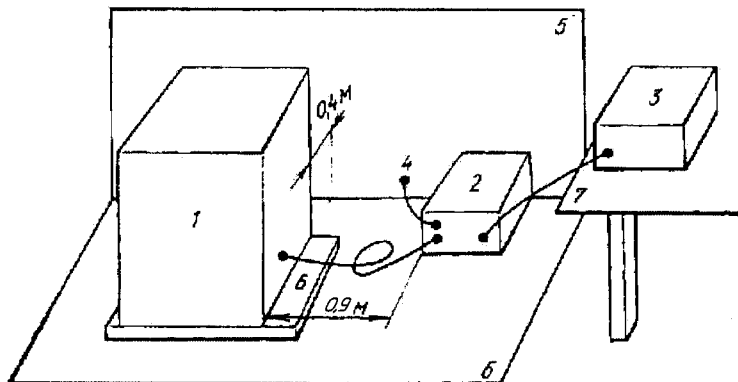


Рис. 10.24. Расположение измерительной аппаратуры и оборудования при измерении напряжения радиопомех, создаваемых крупногабаритными источниками:

1 — испытуемое устройство; 2 — эквивалент сети; 3 — измеритель радиопомех; 4 — зажим «земля»; 5 — металлический лист; 6 — изоляционная подставка; 7 — стол

Крупногабаритные устройства устанавливают на подставке из изоляционного материала 6 (см. рис. 10.24), которая располагается на металлическом листе (экране) 5. При этом выдерживаются расстояния между измерительной аппаратурой и другим оборудованием: между испытуемым устройством 1 и экраном 5, эквивалентом сети 2 и измерителем радиопомех 3.

Измерение напряжения радиопомех, создаваемых средствами *проводной связи*, проводят на зажимах сети питания и на линейных зажимах, если они имеются. В последнем случае используют схему рис. 10.25, располагая измерительную аппаратуру и вспомогательное оборудование, как показано на рис. 10.26.

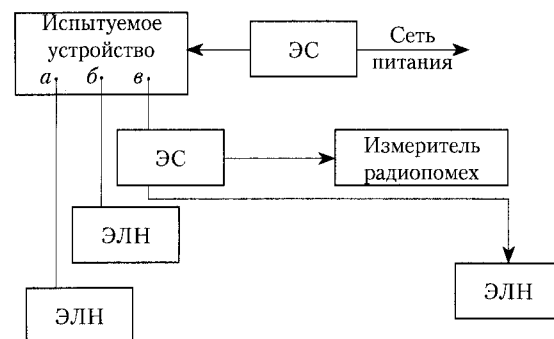


Рис. 10.25. Структурная схема измерительной установки для измерения напряжения радиопомех на линейных зажимах средств связи:

а, б, в — линейные зажимы

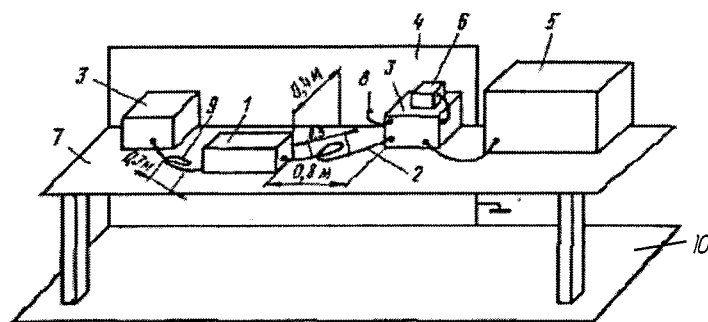


Рис. 10.26. Расположение измерительной аппаратуры и оборудования при измерении напряжения радиопомех на линейных зажимах средств связи:

1 — испытуемое устройство; 2 — линейный провод; 3 — эквивалент сети; 4 — металлический лист; 5 — измеритель радиопомех; 6 — эквивалент линейной нагрузки; 7 — стол из изоляционного материала; 8 — зажим «земля»; 9 — провод питания; 10 — металлический лист

В отличие от схемы измерения напряжения радиопомех на зажимах сети питания (см. рис. 10.18) она содержит два эквивалента сети (ЭС) и эквиваленты линейной нагрузки (ЭЛН).

Измерение напряжения радиопомех рекомендуется проводить в экранированном помещении (экранированной камере). В этом случае электрический экран, приведенный на схемах, не применяют, а используют вместо него одну из стен экранированной камеры. Расстояние от испытуемого устройства до других стен, потолка и пола экранированной камеры должно быть не менее 80 см. В остальной схеме измерительных установок не отличаются от рассмотренных.

10.9. Методика измерения напряженности поля радиопомех

Напряженность поля радиопомех измеряют на открытых площадках, свободных от посторонних переизлучающих предметов. На рис. 10.27 показано расположение измерительной аппаратуры, испытуемого малогабаритного устройства и другого оборудования.

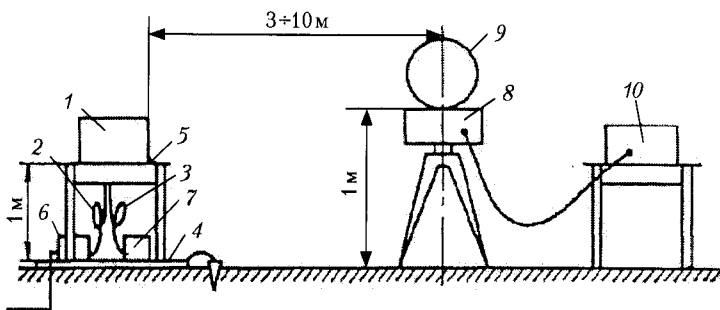


Рис. 10.27. Расположение измерительной аппаратуры и оборудования при измерении напряженности поля, создаваемого малогабаритными устройствами:

1 — испытуемое устройство; 2 — соединительный шнур; 3 — выходной шнур электроустройства; 4 — металлический лист; 5 — поворотная подставка; 6 — эквивалент сети; 7 — нагрузка; 8 — антенная подставка; 9 — рамочная антенна; 10 — измеритель радиопомех

Крупногабаритные устройства располагают, как показано на рис. 10.28.

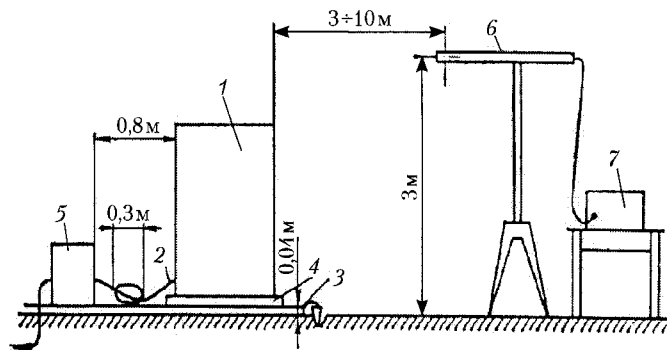


Рис. 10.28. Расположение измерительной аппаратуры и оборудования при измерении напряженности поля, создаваемого крупногабаритными устройствами:

1 — испытуемое устройство; 2 — соединительный шнур; 3 — металлический лист; 4 — подставка; 5 — эквивалент сети; 6 — антенна симметричный диполь; 7 — измеритель радиопомех

Малогабаритные испытуемые устройства располагают на поворотном стенде, позволяющем поворачивать их на 360° . Поворотный стенд устанавливают на металлическом листе (электрический экран), на котором находятся также эквивалент сети и нагрузка испытуемого устройства, если она имеется.

Крупногабаритные устройства устанавливают на подставке из изоляционного материала, которая находится на электрическом экране, расположенном непосредственно на земле. Провода, соединяющие испытуемое устройство с эквивалентом сети, располагают на электрическом экране горизонтально. Измерительную площадку необходимо выбирать с таким расчетом, чтобы можно было проводить измерения с трех сторон источника радиопомех. Со стороны эквивалента сети, расположенного на электрическом экране, измерение не проводят.

Измерительную антенну устанавливают на расстоянии от 3 до 10 м от корпуса источника радиопомех. В полосе

частот 0,15–30 МГц измеряют магнитную составляющую напряженности поля радиопомех, используя для этого вертикальную рамочную антенну, нижняя точка которой должна находиться на высоте 1 м над землей. Исключение составляют высокочастотные установки, напряженность поля радиопомех которых определяют путем измерения вертикальной составляющей электрического поля. В качестве измерительной антенны в этом случае применяют штырь длиной 1 м, расположенный на высоте 1 м. Кроме того, измеряют горизонтальную составляющую напряженности магнитного поля, создаваемого высокочастотной установкой. В полосе 30–300 МГц измеряют электрическую составляющую напряженности поля радиопомех, используя для этой цели (см. рис. 10.28) симметричный диполь с центром, расположенным на высоте 3 м, при вертикальном и горизонтальном положениях измерительной антенны. Измерение напряженности поля, которое создается источниками радиопомех, потребляющими ток более 25 А, проводят без эквивалента сети.

Необходимо подчеркнуть, что при всех положениях источника радиопомех, измерительной антенны за результат измерения следует принимать наибольшее полученное значение.

10.10. Измерение мощности радиопомех

Рассмотренные методы измерения напряженности поля радиопомех для ряда источников можно заменить одним эквивалентным методом измерения мощности с помощью поглощающих клещей. К таким источникам относятся устройства бытового назначения с электродвигателями, включая электроинструмент. Для проведения измерения собирают измерительную установку, состоящую из поглощающих клещей, измерителя радиопомех и испытуемого устройства ИУ, которые располагают на столе длиной не менее 6 м, высотой 0,6–0,8 м и шириной 0,4 м. Источник радиопомех подключают к сети через удлинительный шнур, который размещают по всей длине стола ровно без изгибов. После этого шнур питания укладывают в поглощающие клещи, подключенные к измерителю радиопомех. Настраивают измеритель радиопомех на частоту измере-

ния и, передвигая поглощающие клещи от источника радиопомех вдоль провода, отыскивают максимум показания измерителя радиопомех. Значение мощности промышленных радиопомех P определяют по формуле

$$P = P_{\text{и.р.}} + K,$$

где $P_{\text{и.р.}}$ — максимальное показание измерителя радиопомех, дБ; K — значение калибровки поглощающих клещей, дБ.

В некоторых случаях измерение можно проводить на втором максимуме, который находят при дальнейшем перемещении поглощающих клещей вдоль шнура питания источника радиопомех. К рассчитанному по вышеуказанной формуле значению в этом случае следует прибавить 1 дБ.

Измерение мощности радиопомех с помощью поглощающих клещей проводят, как правило, в экранированной камере. При измерении на открытой площадке после нахождения и регистрации первого или второго максимума необходимо выключить источник радиопомех и убедиться в том, что уровень посторонних радиопомех был бы по меньшей мере на 10 дБ ниже измеренного значения. В противном случае в схему (рис. 10.29) необходимо включить на расстоянии 4 м от источника второй комплект клещей и повторить измерение.

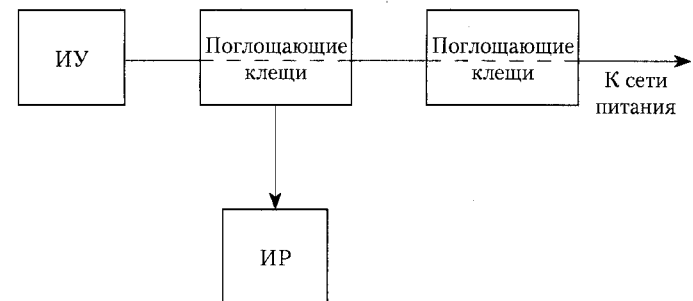


Рис 10.29. Структурная схема измерительной установки для измерения радиопомех с помощью поглощающих клещей

Общая погрешность измерения мощности радиопомех с помощью поглощающих клещей составляет 3,5 дБ. В нее

входит погрешность рассогласования этих клещей и измерителя радиопомех. Для уменьшения погрешности измерения необходимо градуировать поглощающие клещи на всех частотах измерения радиопомех при различных положениях входного аттенюатора измерителя радиопомех.

Калибровку поглощающих клещей производят с помощью генератора сигналов по схеме, приведенной на рис. 10.30, методом замещения. Для этого в геометрический центр электрического экрана размером 2,6×2,6 м встраивают

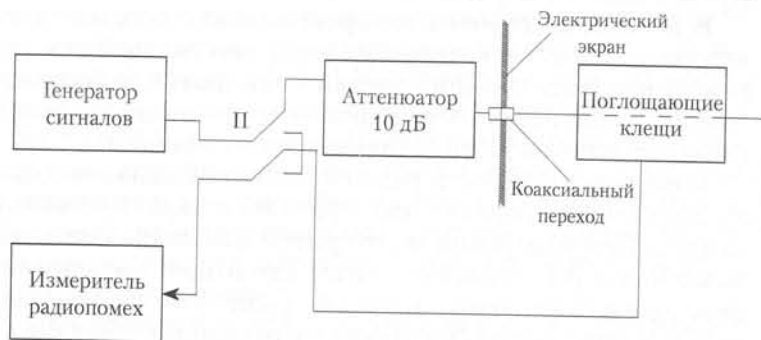


Рис. 10.30. Структурная схема калибровки поглощающих клещей

ют коаксиальный переход. К одной клемме этого перехода подключают удлинительный шнур, на который устанавливают поглощающие клещи. К другой клемме подключают аттенюатор на 10 дБ и к нему через переключатель П — измеритель радиопомех и генератор сигналов. Настраивают генератор сигналов и измеритель радиопомех на частоту предстоящего измерения, подключают измеритель радиопомех к поглощающим клещам, а генератор сигналов — к измерительной линии. Измеряют напряжение $U_{ПК}$. Затем подключают измеритель радиопомех к генератору сигналов и измеряют напряжение на его выходе $U_{ГС}$. Напряжение, вносимое трактом, идущим от измерителя радиопомех до коаксиального разъема в дБ, рассчитывают по формуле

$$K = 20 \lg (U_{ГС} / U_{ПК}) - 10.$$

Это напряжение записывают в таблицу калибровки поглощающих клещей на данной частоте при данной позиции входного аттенюатора измерителя радиопомех.

Глава 11. ИЗМЕРЕНИЯ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ

Измерения, связанные с анализом работы компонентов цифровой системы передачи, включают две группы измерений: позволяющие проводить анализ работы мультиплексоров и регенераторов. Эти измерения можно рассматривать как функциональные, которые проводятся с отключением устройства от сети.

Измерения, связанные с анализом параметров цифровой системы передачи, в целом соответствуют измерениям, проводимым в процессе эксплуатации.

Существуют три основные схемы подключения анализаторов к цифровому каналу: с отключением канала, с высокоомным подключением и подключение в разрыв (THRU).

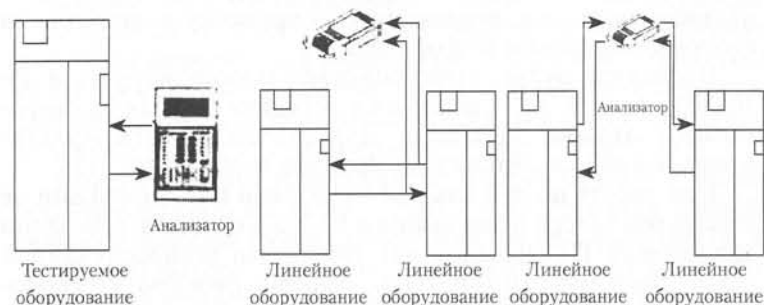


Рис. 11.1. Основные схемы подключения анализаторов к цифровому каналу:

a — схема включения с отключением канала; *b* — схема высокоомного включения; *в* — схема включения анализатора в режиме THRU

Согласно схеме, представленной на рис. 11.1, *a*, анализатор цифрового потока имитирует оконечное линейное оборудование передачи-приема. Такое включение анализатора чаще всего используется в режиме поиска неисправностей. Подключение анализатора к цифровому каналу без наруше-

ния цифрового обмена (рис. 11.1, б) обеспечивает полный анализ обмена, однако не позволяет вносить изменения в используемый канал. Такие измерения используются при эксплуатации сети.

В схеме, приведенной на рис. 11.1, в, анализатор подключается в разрыв, т.е. цифровой поток проходит через анализатор. При этом весь цифровой поток передается с порта приема анализатора на порт передачи. Для реализации такой схемы необходимы специальные анализаторы.

11.1. Работа мультиплексоров в цифровом потоке E1

Мультиплексор E1 (ИКМ-30) обеспечивает мультиплексирование 30 каналов тональной частоты (ТЧ) или цифровых каналов передачи данных по 64 кбит/с в один цифровой канал 2048 кбит/с. В этом случае измерительное оборудование выступает как мультиплексор, а при мультиплексировании каналов ТЧ и как аналого-цифровой преобразователь.

Измерения, связанные с анализом мультиплексоров E1, разделяются условно на два класса: анализ процедур мультиплексирования и процедур демуплексирования. И в том, и в другом случае измерения представляют функциональные тесты, т.е. направлены на проверку корректности функционирования устройства.

Процедура мультиплексирования означает загрузку в поток E1 каналов ТЧ или каналов передачи данных со скоростями кратными 64 кбит/с. Для анализа работы мультиплексоров используется схема, представленная на рис. 11.2

При работе по ней анализатор должен иметь функции не только генератора и анализатора E1, но и функции генерации аналоговых ТЧ-сигналов или генерации псевдослучайной последовательности (ПСП) по каналам передачи со скоростью кратной 64 кбит/с. В последнем случае анализатор должен поддерживать различные интерфейсы передачи данных.

Согласно схеме анализатор подключают к мультиплексору с двух сторон, с одной стороны — анализатор, генерирующий аналоговый сигнал в полосе ТЧ или цифровой сигнал передачи данных (ПД) (на рис. 11.2 — PRBS (ПСП) = $2^9 - 1$), с другой — анализатор является приемником формируемого потока E1.

На рис. 11.2 показан вариант организации измерений, когда анализатор генерирует ПСП по интерфейсу G.703. Мультиплексор формирует поток E1, включая ПСП в один

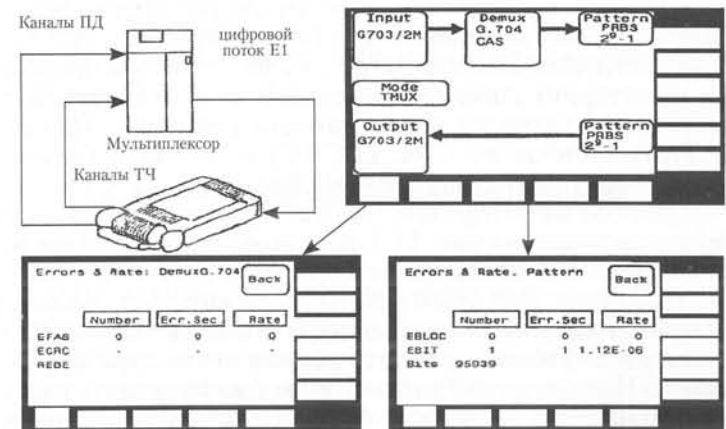


Рис. 11.2. Схема для анализа работы мультиплексоров в цифровом потоке E1

из канальных интервалов. Сформированный поток подается на анализатор, который выделяет ПСП из заданного канального интервала и обеспечивает синхронизацию по ПСП и измерение параметра ошибки (Errors).

Справа от схемы изображена конфигурация измерительного прибора, которая показывает графически перечисленные условия измерения. Как видно из рисунка, «экран» повторяет схему организации измерений. Анализатор обеспечивает функции демуплексора с установками цикловой структуры ИКМ-30 (на рис. 11.2 этому соответствует G.704/CAS).

При организации измерений параметров мультиплексоров особенно важной является должная конфигурация измерительного прибора. Необходимо правильно выбрать тип ПСП на входе и выходе, задать тип интерфейса передачи данных. Наиболее часто встречающейся ошибкой является неправильная синхронизация измерительного прибора: прибор должен синхронизироваться по входящему потоку от мультиплексора, в противном случае (например, в случае независимой синхронизации) возможно возникновение проскальзываний, и, как следствие, результаты измерений будут ошибочными.

В качестве результатов измерений рассматриваются параметры ошибок — количество битовых ошибок (EBIT), блоковых ошибок (EBLOC) и BER (в примере рис. 11.2 $BER = 1,12 \times 10^{-6}$). Если процедура мультиплексирования не вносит ошибок и мультиплексор не генерирует в составе потока E1 сообщений о неисправностях, то он работает

корректно, в противном случае необходимо проводить дополнительные измерения для поиска причины его неисправности. Для анализа работы мультиплексора проводится мониторинг сигналов неисправности: подсчитывается количество сигналов неисправности цикловой структуры (EFAS), ошибок по CRC (ECRC) и сигналов блоковой ошибки на удаленном конце (REBE).

Помимо мониторинга работы мультиплексора схема, представленная на рис. 11.2, дает возможность точнее проанализировать параметры его работы за счет «стрессового» тестирования. Для этого анализатор имитирует различные варианты внешних неисправностей, и делается анализ устойчивости работы мультиплексора в нестандартных ситуациях. Например, анализатор может имитировать рассинхронизацию по входному потоку, т.е. задавать отклонение частоты передачи сигнала или ее вариацию (например, генерация джиттера или вандера). Увеличивая параметр рассинхронизации или уровень вносимого джиттера, можно найти пороговое значение устойчивости работы мультиплексора, знание которого может помочь в прогнозировании работы мультиплексора в штатном режиме на сети ПД.

Вообще, необходимость «стрессового» тестирования мультиплексорного оборудования обусловлена тем, что на практике цифровые каналы иногда не удовлетворяют действующим нормам по ряду параметров, поэтому оператор должен знать о «скрытых возможностях» линейного оборудования, о том запасе по характеристикам, который обычно закладывается фирмой-производителем. Это позволяет прогнозировать работу оборудования в различных условиях. Получить информацию о запасе по характеристикам от фирмы или сертификационного центра практически невозможно, поскольку информация о «скрытых возможностях» оборудования обычно конфиденциальная, так как может быть использована как антиреклама.

Таким образом, стрессовое тестирование предполагает имитацию различных нестандартных условий работы сети и анализ работы линейного оборудования в этих условиях. Эта информация используется затем в прогнозировании различных ситуаций работы сети.

Помимо цифрового потока анализатор может подавать на вход мультиплексора аналоговый сигнал в диапазоне канала ТЧ. Затем анализатор восстанавливает аналоговый сигнал из потока Е1. В результате измеряются параметры качества согласно спецификации на параметры канала ТЧ,

что дает возможность проанализировать не только процедуры мультиплексирования, но и параметры работы АЦП в составе мультиплексора.

11.2. Анализ процедур демультиплексирования

Анализатор можно использовать для следующих методов «стрессового» тестирования мультиплексора:

- вставка битовой, кодовой или блоковой ошибки — в этом случае можно проанализировать формирование сигнала «Ошибка CRC-4» — Е-битов — в принимаемом от мультиплексора сигнале Е1, а также оценить работу световой индикации на мультиплексоре; в ряде случаев может использоваться генерация сигнала неисправности REBE;
- вставка ошибки CRC-4 (ECRC) для анализа генерации Е-битов и сигналов о неисправностях;
- имитация большого затухания в передаваемом сигнале (имитация длинной линии) и измерений параметра ошибки (BER) в принимаемом сигнале. Это измерение позволяет оценить функции мультиплексора как регенератора цифрового потока;
- имитация проскальзываний и рассинхронизации входящего цифрового потока. Для этого анализатор должен быть засинхронизирован от мультиплексора, затем вносится частотный сдвиг в передаваемый сигнал и анализируется влияние проскальзываний на параметры передачи цифрового потока Е1 (появление ошибок в форме последовательностей, срыв цикловой и сверхцикловой синхронизации и т.д.), а также на параметры аналогового сигнала (появление выбросов сигнала в виде щелчков);
- имитация ошибки цикловой (EFAS) и сверхцикловой (MAIS) структуры входящего потока и последующий анализ параметров восстановления цикловой синхронизации мультиплексором (время восстановления цикловой синхронизации, количество ошибок в процессе ресинхронизации, количество секунд неготовности канала вследствие сбоя цикловой синхронизации и т.д.);

- генерация различных сигналов о неисправностях, используемых в ИКМ мультиплексировании и демультиплексировании; так, на рис. 11.3 представлен экран «стрессового» тестирования с генерацией сигналов LOF, RAI, MAIS, MRAI, CAS, CRC.

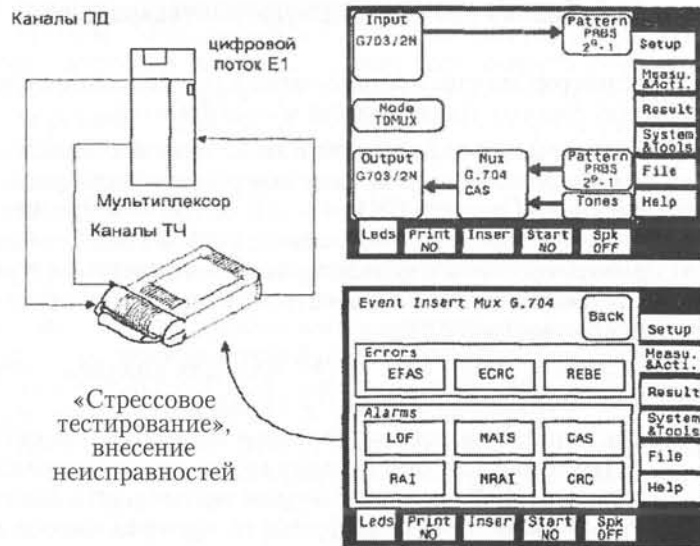


Рис. 11.3. Процедура демультиплексирования

11.3. Измерение параметров физического уровня E1

Наиболее важными параметрами физического уровня E1 являются:

- частоты линейного сигнала и его вариации;
- уровни линейного сигнала и его затухания;
- время задержки передачи линейного сигнала;
- форма импульса сигнала.

Измерение частоты линейного сигнала. Основными измеряемыми параметрами частоты линейного сигнала являются собственно она (скорость передачи) и ее отклонение от стандартной, измеренное в %.

Анализатор при измерении частоты включается без нарушения связи, т.е. высокоомно. На рис. 11.4 представлено соответствующее меню анализатора параметров интерфейса, где отображается значение частоты линейного сигнала (Input frequency), выраженное в бит/с, что эквивалентно ее значению в Гц, а также среднее отклонение частоты линейного сигнала за период измерений (Frequency deviation), выраженное в % (на приведенном рисунке 1 % эквивалентен 2 Гц отклонения).

Третьим параметром измерений является затухание (Attenuation).

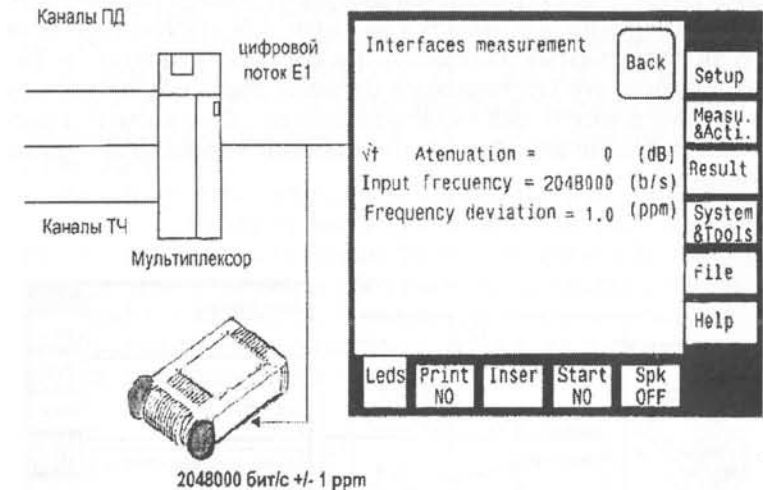


Рис. 11.4. Схема измерений параметров физического уровня E1

Помимо двух перечисленных выше параметров частоты ряд анализаторов обеспечивает измерение параметров максимальной и минимальной частот за время измерения. Эти два параметра позволяют производить измерения вандера, отражающего стабильность синхросигнала, т.е. при наличии вандера в системе передачи линейного сигнала параметр отклонения частоты будет периодически изменяться. Для точного измерения вандера в системе передачи необходимо применение специальных измерительных средств.

Однако при проведении измерений эффективной оказывается процедура, когда анализатор не только фиксирует частоту линейного сигнала, но также максимальную

и минимальную частоты за весь период измерений. При наличии вандера в системе параметр принимаемой частоты (RCV), максимальной частоты (MAX) и минимальной частоты (MIN) будут неравны друг другу.

Измерение уровня сигнала и его затухание. Второй группой параметров при измерении физического уровня E1 являются уровни сигнала и его затухания. На практике измерения уровня сигнала выполняются непосредственно (в В или дБм) либо измеряется относительное затухание сигнала (в дБ).

Измерение времени задержки передачи линейного сигнала E1. Измерение задержки распространения сигнала (Round Trip Delay – RTD) является дополнительным параметром. Это измерение оказывается важным для систем передачи со значительными задержками в распространении сигнала. Обычно это спутниковые системы передачи, поскольку даже незначительный вклад каждого сетевого элемента системы передачи может улучшить общий параметр задержки сигнала.

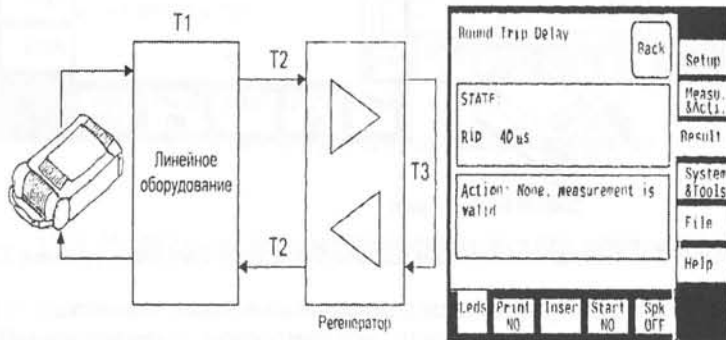


Рис. 11.5. Схема измерения параметра RTD

Схема измерений задержки (RTD) и пример отображения результатов измерений в мкс представлены на рис. 11.5.

Как следует из рис. 11.5, измерение параметров RTD делается по шлейфу линейного сигнала E1, для чего чаще

всего используется псевдослучайная последовательность, вырабатываемая PRBS, а анализатор обеспечивает ее синхронизацию по PRBS, что позволяет измерить RTD. Как правило, для цифровых систем передачи устанавливаются границы возможных измерений RTD от единиц мкс до 5–10 с. При этом необходимо учитывать, что в шлейфовых измерениях сигнал проходит двойной путь, таким образом, результаты RTD с определенной степенью точности необходимо делить на два, чтобы получить реальную задержку распространения сигнала по линейному тракту.

Для тестирования различных участков по параметру RTD обычно делаются пошаговые измерения с установкой различных шлейфов. Так, в примере на рис. 11.5 можно было сначала установить шлейф за линейным оборудованием и измерить $RTD1 = 2E + T3$, а затем измерить $RTD2 = 2T1 + 2T2 + T3$. Предполагая малость параметра T3, можно на основании этих двух измерений оценить параметры T1, T2.

Анализ формы импульса. В нормах на параметры физического уровня интерфейса G.703 большая часть параметров связана с искажениями формы импульса. В процессе распространения цифрового сигнала по тракту цифровые импульсы искажаются. В соответствии с рекомендациями G.703 существуют допустимые нормы на параметры импульса, приведенные на рис. 11.6.

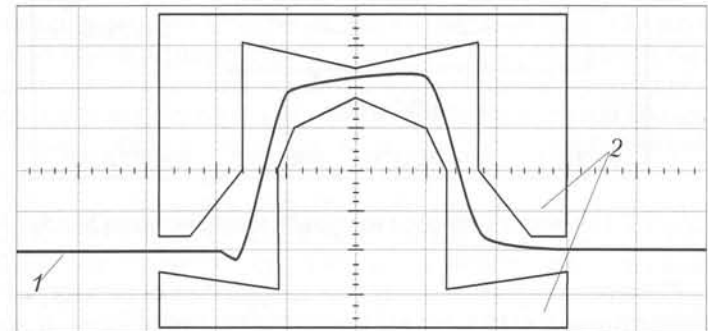


Рис. 11.6. Измерения формы импульса осциллографическим методом (анализатор HP 83475B):

1 – оциллограмма формы импульса; 2 – зоны, ограничивающие допустимые нормы на параметры импульса

Все возможные неисправности на физическом уровне, будь то нарушения работы линейных устройств или повреждения кабеля при воздействии внешних электромагнитных помех, должны отражаться на форме импульса. Например, плохой контакт в системе передачи вызывает появление шумовых составляющих. Джиттер в системе передачи приводит к размыванию среза импульса, а замыкание кабеля отражается на появлении в форме импульса пикообразности. Поэтому определение параметров искажений прямоугольного импульса в процессе эксплуатации дает информацию о неисправностях в канале передачи.

На рис. 11.7 приведен пример осциллограммы сигнала E1 с линейным кодированием AMI и обработанный линейный сигнал с «маской» импульса ITU-T.

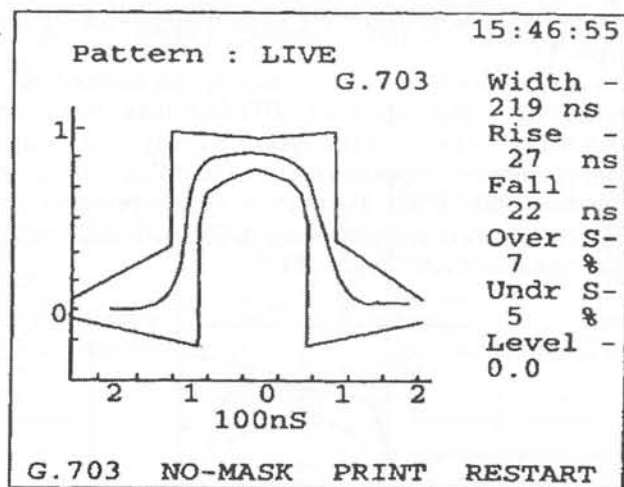


Рис. 11.7. Измерения формы импульса анализатором SunSet E10

Измерения формы импульса цифровым осциллографом обеспечивают выполнение всех требований ITU-T и дают высокую точность измерений.

Учитывая большой интерес к измерениям формы импульса, производители измерительного оборудования попытались реализовать подобные измерения в портативных анализаторах E1. Однако подобные методы измерений да-

леку от совершенства, и ряд фирм разрабатывает и реализовывает более корректные измерения формы импульса.

11.4. Методы и принципы измерений в широкополосных сетях связи

Появление ATM связано с изменениями структуры информации в сетях связи. Технология ATM должна обеспечивать передачу с пакетной коммутацией и предварительным выбором маршрута, что позволяет оптимизировать ее применительно к сетям цифровых телефонных и видеосигналов и каналам ПДИ с различными скоростями.

ATM разрабатывалась как средство передачи по транспортным сетям широкополосной ISDN и имеет несомненные преимущества, но в связи с дороговизной медленно внедряется на практике.

Сети с пакетной коммутацией идеально подходят для передачи данных, когда можно допустить переменную задержку и сделать систему передачи, адаптирующейся к скорости и характеру передаваемых сообщений. В таком случае информационный сигнал дополняется адресом, который устанавливает маршрут перед тем, как будет передан информационный сигнал. Групповой сигнал ATM записывается в ячейки объемом 53 байта.

Ячейки управления и эксплуатации, используемые для организации контроля, имеют испытательный сигнал, позволяющий определять величину коэффициента битовых ошибок. Так как ячейки эксплуатации и контроля передаются нерегулярно, то требуется сравнительно большой интервал времени измерения, чтобы статистически обработать полученные результаты.

Для организации оперативного контроля при использовании ячеек управления и эксплуатации сетевые операторы обычно используют систему технического обслуживания сети или типовой компьютер. На рис. 11.8 показан формат ячеек управления и эксплуатации, используемых для контроля величины коэффициента ошибок и для контроля функционирования соединения.

Процесс мониторинга ячеек управления и эксплуатации оказался весьма чувствительным к сбоям сигнала. Результаты его носят характер общей оценки качества и по сво-

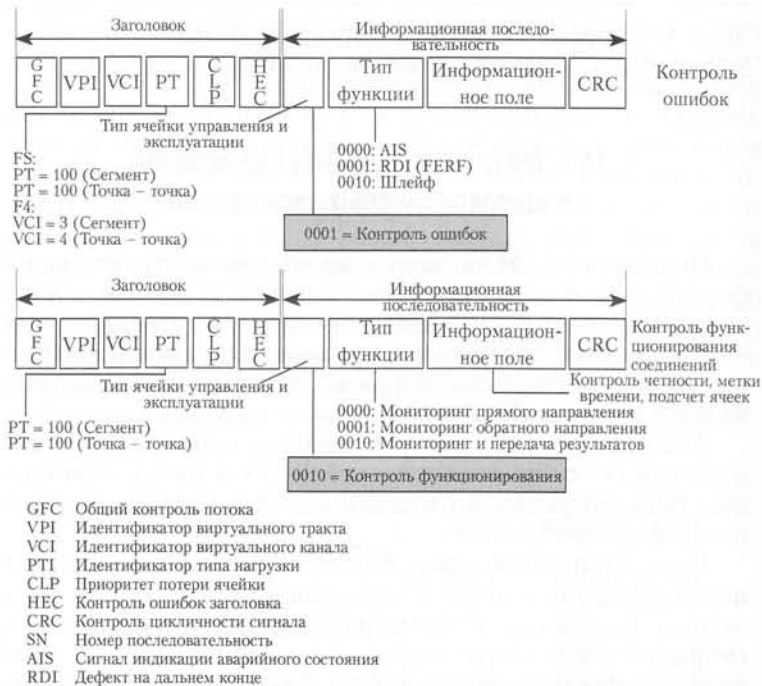


Рис. 11.8. Формат ячеек управления и эксплуатации

ей точности заметно уступают измерениям, проводимым с использованием специализированных измерительных приборов. Кроме того, одновременный контроль сотен каналов очень дорог. Поэтому целесообразно проводить контроль передачи сигнала АТМ проводить только в рамках общей оценки качества соединений.

11.5. Измерения, проводимые с остановкой связи

Измерения проводят специализированным тестовым оборудованием, и цифровые сигналы вводятся в тестируемый канал. Формат ячеек контроля соответствует формату ячеек управления и эксплуатации (рис. 11.9). Ячейки содержат метки времени или соответствующие кодовые слова для определения задержки и потери ячеек.

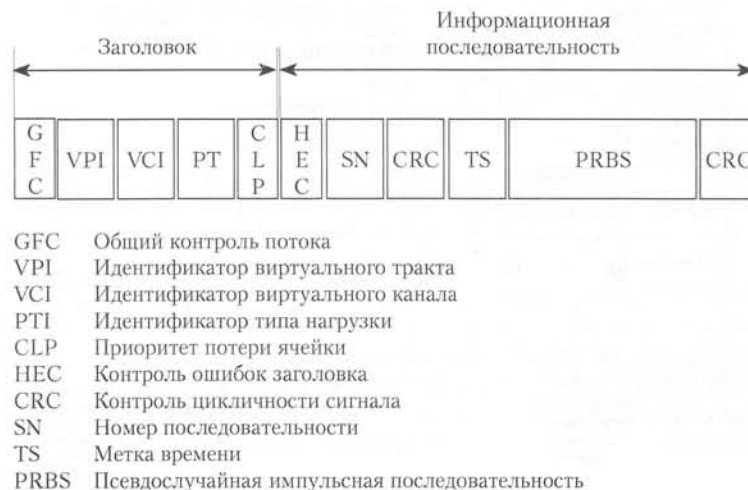


Рис. 11.9. Пример организации цифровой последовательности при измерениях с остановкой связи

Функциональная схема организации измерений показана на рис. 11.10. Тестируемые каналы загружаются типовым трафиком. Например, при имитации видеосигнала загрузка, длительность и периодичность следования пакетов определяются независимо. Дополнительно входящий в состав тестового оборудования генератор загрузки подает в каналы произвольный выбранный тип трафика. Программируемый генератор загрузки должен обеспечивать как можно более плотную загрузку каналов. Анализ сигнала производится в блоке приемника. Входящий в него обнаружитель ошибок выполняет статистический анализ ошибок на нескольких уровнях, определяя величину коэффициента ошибок сигнала АТМ и испытательной псевдослучайной последовательности. Результаты анализа отображаются на графическом дисплее в виде гистограммы или таблицы. Анализатор трафика АТМ определяет распределение загрузки в различных каналах. Анализ производится с использованием цифрового потока для ячейки АТМ с выделением заголовков. Анализаторы трафика и обнаружители ошибок, входящие в состав приемного комплекта тестового оборудования, должны работать совместно и одновременно, что позволяет значительно повысить качество контроля.

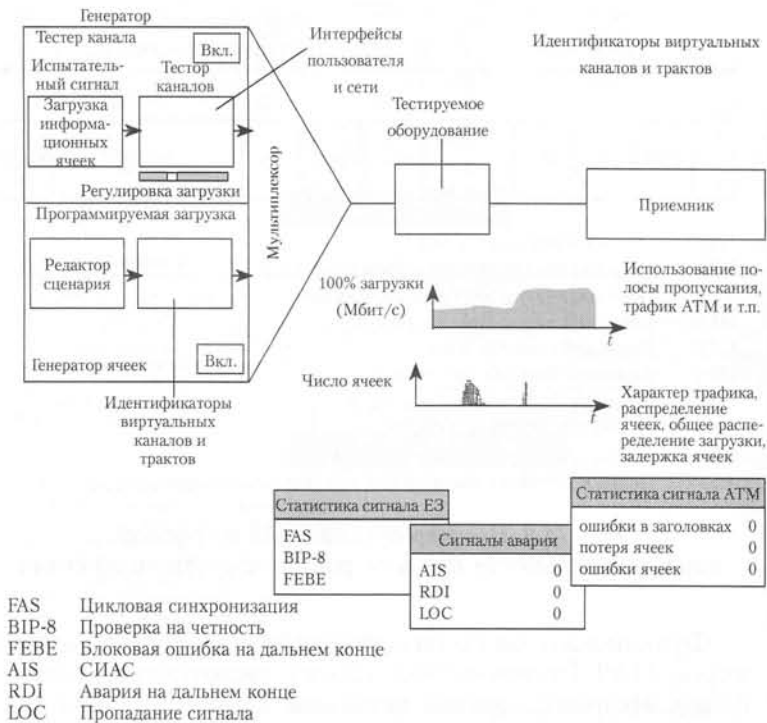
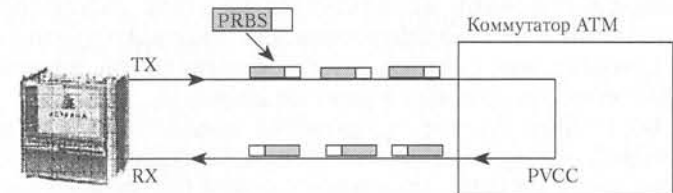
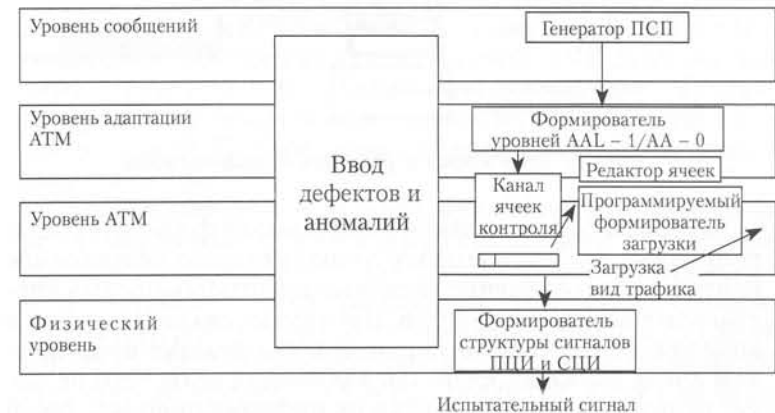


Рис. 11.10. Функциональная схема измерений ATM при помощи тестового оборудования

Рассмотрим пример. Линия передачи сигналов STM-1 прошла проверку в условиях нагрузки ее телефонными каналами. Тестовое оборудование ATM вырабатывает поток ячеек, заполненных низкоскоростными цифровыми сигналами (например, 16 кбит/с), со скоростью передачи 155 Мбит/с и загружает все свободные каналы настолько плотно, насколько позволяют технические характеристики программируемого генератора загрузки. В данном случае можно проверить, как переключаящая матрица системы обслуживания или коммутатор ATM выберет оптимальную конфигурацию виртуального канала, обеспечивая низкую скорость передачи даже при максимальной загрузке каналов, и убедиться, что не возникнет избыточной задержки при передаче телефонных сигналов.

11.6. Измерение коэффициента ошибок сигнала ATM и проверка функционирования системы передачи

Определение величины коэффициента битовых ошибок является основным способом проверки степени прозрачности сетевых трактов или конфигурации элементов сети. Коэффициент битовых ошибок измеряется в процессе контроля каналов передачи ячеек путем анализа псевдослучайной импульсной последовательности, которая вводится непосредственно в информационные ячейки сигнала на уровне ATM. В этом случае псевдослучайным сигналом заполняются все ячейки. Заполнение таким же сигналом используется для проверки всего уровня адаптации. Постоянное соединение, которое обеспечивается работой сетевого оборудования, как это показано на рис. 11.11, называ-



PRBS Псевдослучайная импульсная последовательность
TX Передача
RX Прием
PVCC Постоянное соединение виртуального канала

Рис. 11.11. Измерение коэффициента битовых ошибок сигнала ATM

ется постоянным соединением виртуального канала. Если соединение производится выбором абонента при помощи передачи соответствующих сигналов, оно называется коммутируемым соединением виртуального канала.

Существует два варианта организации транзита (рис. 11.12).

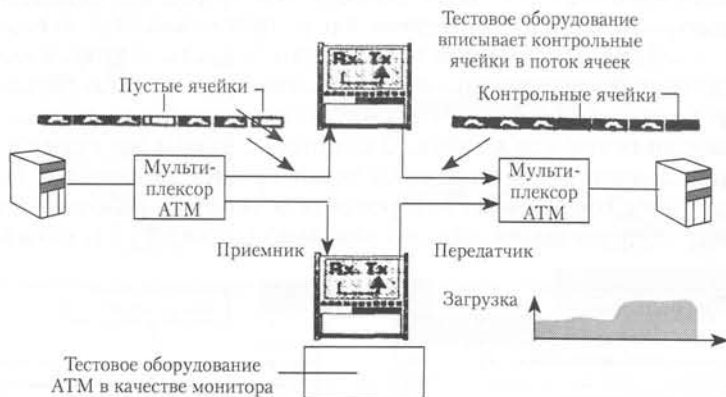


Рис. 11.12. Работа в режиме ввода-вывода

В первом случае тестовое оборудование формирует незаполненные ячейки и создает дополнительное независимое контрольное соединение со своими идентификаторами виртуальных каналов и трактов. Преимущество заключается в возможности точного воспроизведения режима прохождения ячеек пользователей, так как компоненты сети не могут отличить тестовые ячейки от информационных. Такой подход в основном используется на этапе лабораторных испытаний и не стандартизован для широкого применения по причине, как считают многие специалисты, изменения характеристик трафика в режиме транзита.

Во втором случае — проверка соединений в режиме транзита рекомендуется в основном для проведения длительного тестирования и построения гистограмм распределения загрузки во времени.

В технологии АТМ требования, предъявляемые к качеству, зависят от вида сообщений. Для получения достоверной информации о качестве работы сети измерения на ней должны проводиться с использованием испытательных

сигналов, как можно точнее имитирующих реальные сигналы различных типов. Если информация о характере трафика отсутствует или носит слишком общий характер, в процесс измерения необходимо включить терминальное оборудование. В этом случае оптимальными можно считать измерения, проводимые в режиме транзита.

11.7. Универсальный сетевой анализатор

Универсальный сетевой анализатор ANT-20SE предназначен: для определения коэффициента битовых ошибок (BERT), анализа рабочих характеристик для DSN-, PDH-, SONET- и SDH-сигналов для всех стандартных скоростей согласно рекомендациям ИТУ-Т, анализа характеристик в режиме передачи от 1,5 Мбит/с до 10 Гбит/с в соответствии с рекомендациями 0,172 ИТУ-Т, анализа TCM (Tandem Connection Monitoring) для SDH-сетей. ANT-20SE обеспечивает функции Jitter/Wander-генератора, имеет автоматизированные режимы выполнения тестов с применением генератора ПСП и обеспечивает режимы автоматического запуска тестов.

Прибор выполнен в виде модульной конструкции (четыре слота в компактном корпусе). Программное обеспечение прибора позволяет комбинировать и параллельно производить измерения на всех стандартных электрических и оптических интерфейсах со скоростями от 2 Мбит/с до STM-16 (от DS1 до OC-48) и осуществлять разрешение сигнальных структур до уровня 2,5 Гбит/с, реализуя доступ ко всем стандартизированным кодовым преобразованиям как для различных методов передачи, например SDH, SONET, так и для таких структур, как DS1, STM-1.

Сетевой тестер ANT-20SE (Advanced Network Tecter) имеет встроенный Pentium-PC с графическим представлением результатов измерений на цветном мониторе (LCD с сенсорным экраном). С off-line-анализом на внешнем PC с последующей обработкой результатов тестер производит измерения рабочих характеристик (анализ ошибок) согласно рекомендациям G.821; G.826; G.828; G.829; M.2100 и M.2101, графическое представление последовательности указателей согласно G.783 и графический анализ указателей.

Универсальный сетевой анализатор ANT-20SE может адаптироваться к вновь возникающим потребностям в измерениях с учетом меняющихся запросов операторов и производителей современных коммуникационных сетей. Модульное программное обеспечение позволяет адаптировать тестовые функции ANT-20SE для выполнения новых задач, наиболее важными из которых являются генерация потоков с возможностью вставок ошибок и аномалий вставок/выделений отдельных трибутарных потоков, анализ и генерация джиттера и вандера до уровня STM-16.

Прибор ANT-20SE позволяет значительно повысить качество работы телекоммуникаций, своевременно реагировать на все аварийные ситуации, прогнозировать поведение контролируемых параметров.

11.8. Измерения в режиме асинхронной передачи по трактам ПЦИ и СЦИ

Как уже говорилось выше, сигналы в режиме асинхронной передачи (ATM) передаются по существующим трактам плездохронной цифровой иерархии (ПЦИ) и синхронной цифровой иерархии (СЦИ). При передаче по трактовой синхронизации (ТС) СЦИ коммутатор ATM выполняет функции контроля сигналов СЦИ. Обычно сигналы синхронного транспортного модуля (STM) передаются по одномодовым оптическим волокнам кабелей, которые используются при построении сетей общего применения, в то время как кабели на базе многомодовых волокон используются в локальных сетях. В любом случае необходимо проводить следующие обязательные испытания линейных трактов:

- определять зависимость уровня оптического сигнала от уровня электрического сигнала, поступающего на вход электронно-оптических преобразователей;
- проверять передачу сигналов аварии и информации о сбоях в заголовках групповых сигналов СЦИ и ПЦИ;
- определять степень фазовых искажений и величину джиттера;
- измерять величину коэффициента ошибок линейного сигнала.

11.9. Тестирование соединений ATM и определение заголовков

Мониторинг соединений ATM постоянно производится путем контроля параметров канала пользователя. Функции такого контроля наглядно показаны на рис. 11.12. Ширина полосы канала тестирования увеличивается при возрастании установленного для данного элемента сети порогового значения скорости передачи. Следует учитывать, что в зависимости от марки прибора ширина полосы может отсчитываться в Мбит/с, ячейках в секунду или в процентах от максимально установленного значения. Моделируя состояние элемента сети в ряде последующих режимов работы, можно изменить загрузку тракта от 0 до 100%.

Для проверки этой функции тестовое оборудование организует различные комбинации виртуальных каналов и трактов в соответствии с конфигурацией системы передачи ATM и проводит обнаружение соответствующих комбинаций на выходе прибора в ходе тестирования. Контроль производится при помощи испытательного сигнала, позволяющего автоматически контролировать его вплоть до точек коммутации каналов и трактов.

11.10. Измерение времени задержки прохождения ячеек по тракту

Время прохождения ячеек по тракту может сильно изменяться в зависимости от выбора различных вариантов соединений. Другим фактором, влияющим на величину задержки, является загрузка трафика.

При использовании традиционного метода определения времени задержки путем организации шлейфа на дальнем конце следует учитывать, что ячейки могут проходить в прямом и обратном направлениях различными путями. Чтобы точно определить время задержки прохождения ячейки между двумя точками, необходимо проводить измерения, используя два прибора, имеющих высокостабильные эталоны времени (опорные генераторы). Это весьма сложно для широкого применения отчасти из-за того, что необходимо обеспечить взаимную синхронизацию обоих приборов, используя, например, сигнал глобальной сети синхронизации.

Измерение по шлейфу, несомненно, более экономично, просто и лишено указанных неудобств. Передаваемые ячейки включают в себя кодированные метки времени, которые сравниваются на приемном конце с реальным временем приема ячейки.

Флуктуации времени задержки сказываются на качестве приема сообщения пользователем, поэтому еще одним важным показателем качества передачи является отклонение времени задержки. Отклонение определяется путем оценки времени задержки каждой из ячеек, передаваемых по данному соединению в установленном интервале времени измерения. Количественная оценка разброса времен задержки может делаться как по частоте, так и по амплитуде отклонений, аналогично оценке джиттера. Иногда такой разброс называют *джиттером ячеек*. Качество передачи интерактивных тональных и видеосигналов зависит как от величины задержки, так и от флуктуации этой величины. Передача данных менее чувствительна к временным параметрам передачи. В соответствии с рекомендациями МСЭ-Т следует определять два параметра отклонения времени задержки.

Считается, что передача ячеек происходит при фиксированной максимальной величине коэффициента ошибок. Основной параметр отклонения времени задержки определяется как относительное различие между реальным и расчетным временем приема ячейки. Предполагаемая величина времени задержки рассчитывается, исходя из максимального значения полосы пропускания канала. Измерения проводятся одновременно и в основном используются для определения правильного распределения сообщений.

Измерение абсолютного значения величины задержки каждой ячейки производится путем сопоставления меток времени генератора и приемника испытательного сигнала и сравнения полученного результата с величиной задержки предыдущей ячейки. Быстрое увеличение флуктуации времени задержки показывает, что режим работы сети близок к критическому. Данные измерения входят в контакт трафика.

Методика измерений флуктуации времени задержки и ее частоты иллюстрируется рис. 11.13. Тестовое оборудование позволяет вывести на дисплей гистограммы флуктуации времени задержки каждой ячейки.



Рис 11.13. Пример измерения времени задержки

11.11. Ввод сигналов АТМ

В настоящее время для ввода сигналов АТМ в сети связи используются сетевые окончания АТМ и терминальные адаптеры. Основными требованиями, предъявляемыми к сетевым окончаниям, являются надежность, быстродействие и точное воспроизведение принимаемых сообщений. Для обеспечения этих требований каждый элемент сети проектируется в расчете на максимальную нагрузку, а испытания сети в целом ведутся в условиях моделирования наиболее неблагоприятных условий работы. Кроме того, необходимо обеспечивать элементарный анализ протоколов передачи и измерение джиттера.

Реально большинство комплектов тестового оборудования генерируют и анализируют сигналы контракта трафика. Типовые сообщения в сети АТМ, обеспечивающие стандартные скорости передачи сигналов пользователя, часто называются *эмуляцией* (работой по внешней программе, имитацией) *соединения*. Они позволяют организовать на

базе ATM соединение «точка-точка», в котором последовательность ячеек преобразуется в цифровой поток с постоянной скоростью передачи. Эмуляция соединения является одним из самых распространенных вариантов использования технологии ATM. На рис. 11.14 показана схема подготовки терминального адаптера к работе в режиме эмуляции. Тестовое оборудование формирует псевдослучайный сигнал 2 Мбит/с, демультиплексирует выходной сигнал STM-1, проводит анализ ошибок цифрового сигнала и определяет уровень качества обслуживания.

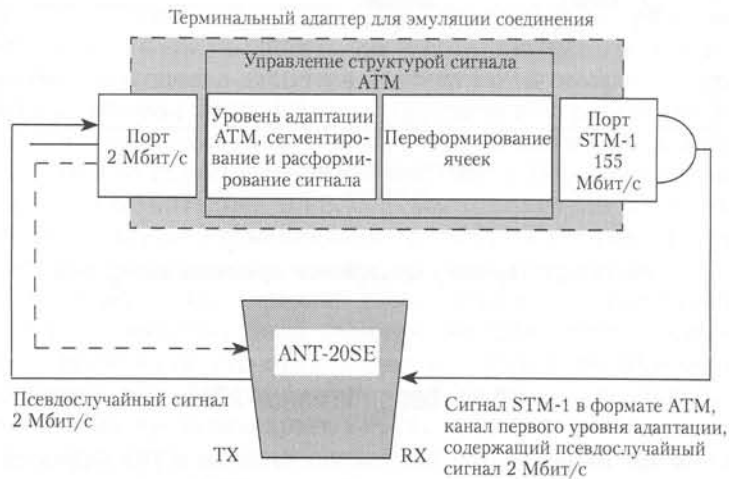


Рис. 11.14. Пример работы адаптера в режиме эмуляции

Сеть ATM базируется на соединениях, гарантирующих передачу сообщений в соответствии с контрактом трафика. Подготовительное тестирование необходимо для того, чтобы убедиться в соответствии выбранного канала типовым требованиям качества передачи при заданной нагрузке, устанавливая длину соединения, нагрузку и размер пакетов для правильного формирования испытательного сигнала. В состав тестового оборудования должен также обязательно войти узел измерения коэффициента битовых ошибок. Передаваемое сообщение имитируется при помощи псевдослучайного сигнала, который затем упаковывается в ячейки сигнала ATM. Результаты измерения коэффициента

битовых ошибок позволяют судить об уровне качества передачи и должны транслироваться на более высокие уровни сети для обеспечения работы системы технического обслуживания.

11.12. Тестирование систем передачи ATM без остановки связи

Контроль ошибок заголовков ячеек позволяет корректировать отдельные битовые ошибки и фиксировать появление серий ошибок вне его. Так как заголовки ячеек реконструируются в каждом узле сети, то их мониторинг дает информацию только о последней отрезке тракта, лежащем между двумя узлами. При этом контролируется только 5 битов заголовка из 53 битов ячейки.

Коррекция ошибки в последовательности бит ячейки 3-го и 4-го уровней адаптации ATM производится посредством контроля за суммой символов по принципу CRC. Он же может использоваться для обнаружения ошибок в информационной последовательности ячейки. Контроль за избыточностью группы ячеек для 5-го уровня адаптации с использованием того же принципа циклической проверки по избыточности (CRC) позволяет обнаруживать единичные битовые ошибки.

В процессе проведения испытаний сети очень важно различать отказы отдельных ее узлов или элементов от общего ухудшения качества или даже отказа сети в целом. Если ячейки передаются по правильному маршруту, то тестовое оборудование может быть использовано для мониторинга ячеек управления и администрирования.

На рис. 11.15 показана схема организации мониторинга ячеек управления и администрирования. Анализатор В работает, если сеть ATM обеспечивает правильную передачу ячеек управления и администрирования, формируемых тестером А. Для того чтобы убедиться в правильности распознавания сигналов аварии, аварийная ситуация моделируется при помощи передающего полукомплекта тестера В. Анализатор А отображает на дисплее передачу потока ячеек, определяет ширину полосы пропускания или скорость передачи ячеек управления и администрирования.



Рис. 11.15. Схема сигналов аварии ATM

Декодированные сигналы аварии виртуальных каналов, виртуальных трактов и удаленного конца линии, передаваемые в составе этих ячеек, распознаются и отображаются дисплеем вместе с соответствующими метками времени.

В процессе работы сети ATM возможно возникновение ситуации, когда абонент будет жаловаться на периодически возникающие перерывы в установленных соединениях. В этой ситуации необходимо в первую очередь локализовать область повреждения — абонентскую линию или сеть. В первом случае необходимо предупредить пользователя о неисправности, возникшей в его зоне ответственности, во втором — принять меры к точной локализации и устранению повреждения. Поэтому тестовое оборудование должно контролировать все установленное соединение, обеспечивая получение целого массива информации, к которому относятся:

- специфические сигналы аварии и информация о сбоях ATM;
- уровень адаптации ATM;
- перечень задействованных виртуальных каналов и трактов;
- характер тракта, в том числе измерение скорости передачи ячеек, пикового значения этой скорости, параметры пакетов информации и флуктуации времени задержки ячеек;
- оценка качества обслуживания;
- загрузки сети;
- ошибки и сигналы аварии в заголовках сигналов транспортной сети.

11.13. Анализ параметров абонентских каналов

Анализ параметров абонентских каналов необходим для того, чтобы можно было сравнить реальные возможности их пропускной способности и требования, предъявляемые к ним. Это особенно необходимо в случае, когда нагрузка на сеть явно превышает ее возможности. В этом случае выход может быть найден путем реконфигурации установленных соединений. Анализатор трафика, входящий в состав тестового оборудования ATM, должен обеспечить измерение средней и максимальной скорости передачи ячеек, загрузку каналов и разделить ячейки на информационные и ячейки контроля и администрирования.

Мониторинг абонентских каналов производится непрерывно. Схема организации мониторинга и отображение его результатов показаны на рис. 11.16.

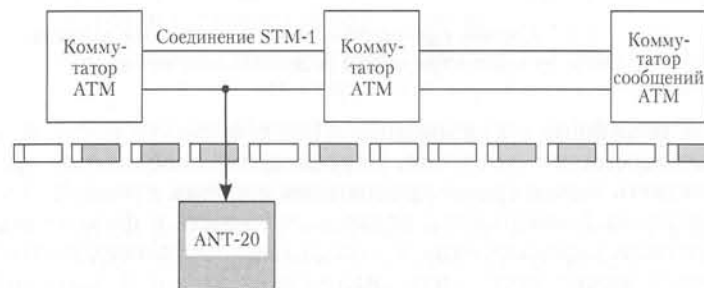


Рис. 11.16. Схема анализа абонентских каналов

11.14. Тестирование шлюза между локальной и магистральной сетями

Первоначально предполагалось, что внедрение ATM будет одновременно проводиться на магистральных и локальных сетях. Маршрутизаторы и терминальные адаптеры используются при этом в качестве устройств, связывающих ATM и другие типы систем передачи (СЦИ, ПЦИ). На стадии внедрения эти шлюзы являются наиболее ответственными и требуют организации специфических измерений, использующих, соответственно, специальную аппаратную базу. Схема организации тестирования шлюза между магистральной и локальной сетями показана на рис. 11.17.



Рис. 11.17. Схема организации тестирования шлюза между магистральной и локальной сетями

Специфика тестирования ATM в магистральных и локальных сетях различна. В последних необходимо организовать мониторинг протоколов высших уровней. Универсальный анализатор должен учитывать и фиксировать функции переключения и фильтрации цифровых потоков. Очень важно проводить анализ всех уровней адаптации ATM, особенно 5-го уровня.

11.15. Требования, предъявляемые к тестовому оборудованию ATM

Большая часть показателей качества сетей ATM имеет статистический характер, следовательно, тестовое оборудование ATM должно обеспечивать проведение как оперативных, так и долговременных измерений с накоплением полученных результатов и возможностью их дальнейшей обработки.

Портативные тестеры ATM используются в период пуско-наладочных работ для контроля за состоянием сетевых окончаний и мультиплексоров широкополосного доступа.

Службам эксплуатации и ремонта нужны более сложные приборы, реализующие целый ряд дополнительных функций, к которым относятся:

- формирование и анализ испытательных сигналов ATM со скоростями передачи 2 Мбит/с, 34 Мбит/с, 140 Мбит/с, 155 Мбит/с, т.е. сигналы E1, E3, E4 и STM-1. Ряд приборов обеспечивает также формирование сигналов, соответствующих принятой в США иерархии ЦСП;
- измерение параметров коммутируемых и некоммутируемых виртуальных соединений;
- формирование трафика ATM различного характера (например, с постоянной и переменной скоростью передачи);
- выбор различных типов загрузки каналов, включая загрузку от вспомогательного генератора, входящего в состав тестового оборудования;
- оценка качественных показателей как коммутируемых, так и некоммутируемых виртуальных каналов;
- поддержка различных вариантов сигнализации;
- формирование и анализ сигналов аварии уровней F4/F5 в ячейках контроля и управления;
- моделирование аварийных ситуаций (потеря ячеек, сигналы аварии, передаваемые в заголовках);
- статистическая обработка результатов анализа коэффициента ошибок и сигналов аварии и графическое отображение полученных результатов;
- дополнительный анализ сигналов ПЦИ и СЦИ;
- установление соответствия методики измерений рекомендациям МСЭ-Т 1.356 и O.191;
- обнаружение и подсчет битовых ошибок сигнала ATM;
- тестирование каналов ATM со скоростями передачи данных от 0 до 149 Мбит/с;
- контроль функций формирования и расформирования сигналов различных уровней адаптации ATM (от AAL1 до AAL5).

Глава 12. ИЗМЕРЕНИЯ НА ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЯХ СВЯЗИ

Технологии передачи по оптоволоконным средам быстро развиваются и, по-видимому, полностью вытеснят электрические кабели, которые останутся только на абонентских участках, хотя уже сейчас коммунальные службы планируют прокладку оптоволоконных линий вплоть до пользователя.

Типовая схема волоконно-оптической системы передачи (ВОСП) представлена на рис. 12.1.



Рис. 12.1. Типовая схема волоконно-оптической линии связи

В состав ВОСП входят: оптический передатчик или генератор сигнала, интерфейс оптического генератора, оптическое волокно или кабель с характерными местами сопряжения различных кабелей и сварок и неоднородностями, промежуточные станции или ретрансляторы, оптический приемник сигнала, система передачи, принимающая электрический сигнал, и аппаратура сопряжения, обеспечивающая преобразование электрического сигнала в оптический. Наиболее существенными для измерений в ВОСП являются параметры оптического волокна, точки соединения с аппаратурой передачи/приема и регенерации, места сопря-

жения различных кабелей и сварочные соединения, а также возможные неоднородности в кабелях, которые обычно служат основной причиной деградации качества связи.

Параметры и характеристики оптических кабелей и аппаратуры линейного тракта должны соответствовать действующим нормам ГОСТ и ТУ.

При изготовлении оптоволоконных линий связи производят измерение в основном следующих параметров:

- погонного затухания в оптическом волокне;
- полосы пропускания и дисперсии;
- длины волны отсечки;
- профиля показателя преломления;
- числовой апертуры;
- диаметра модового поля;
- энергетического потенциала и чувствительности фотоприемного устройства;
- уровня оптической мощности устройств.

При эксплуатации ВОСП производят:

- измерение уровней оптической мощности;
- измерения переходного затухания;
- определение места характера повреждения оптоволоконного кабеля.

12.1. Измерение потерь на волоконно-оптической линии

Самый простой путь измерения затухания волоконно-оптической линии связи (ВОЛС) — это измерение прямых потерь, дающее самую точную информацию о затухании ВОЛС, но требующее доступа к обоим концам оптического кабеля. Для проведения подобных измерений необходимо пропустить по линии оптический сигнал калиброванной мощности с одного конца и измерить полученный уровень на другом конце. Главными инструментами здесь являются оптические источники и измерители оптической мощности.

Источники оптического излучения — это приборы, генерирующие стабильный, калиброванный на одной длине волны или группе длин волн оптический сигнал. В качестве основного излучающего элемента в таких источниках используют-

ся светодиодные или лазерные излучатели. Светодиодные излучатели применяются прежде всего для многомодовых систем. При тестировании параметров одномодовых ВОЛС необходимы излучатели на основе лазеров.

Многие источники оптического излучения имеют дополнительные сервисные возможности, такие, как модуляция сигнала определенными частотами, одновременная генерация двух или более длин волн и др. Подобные возможности уменьшают время проведения измерений, делают работу оператора более комфортной.

Измерители оптической мощности — один из основных типов приборов при проведении оптических измерений. Основная функция измерителя мощности — индикация уровня излучения, попадающего на фотодиод. Измеритель мощности должен быть калиброван на различных длинах волн оптического излучения, а для повышения точности и повторяемости результатов иметь температурную стабилизацию. Следует отметить такие дополнительные возможности этих приборов, как отображение относительной величины мощности оптического излучения, автоматическое определение длины волны и частоты модуляции оптического сигнала, индикацию мощности, превышающей нормированную.

Требования к характеристикам оптических измерителей мощности зависят от конкретной задачи и области, где они применяются. Так, если это длинные оптические линии, то критичными становятся чувствительность прибора или минимальные значения оптического сигнала, отображаемые измерителем мощности. Для систем кабельного телевидения необходим прибор, способный отображать высокие значения оптического сигнала, излучаемого оптическими усилителями. Разница между максимальным и минимальным уровнями отображаемого оптического сигнала определяется как динамический диапазон оптического измерителя мощности.

Типичные значения динамического диапазона измерителей мощности следующие:

- от +13 дБ до -70 дБ — для телефонных сетей;
- от +24 дБ до -50 дБ — для сетей кабельного телевидения;
- от -20 дБ до -60 дБ — для локальных сетей.

Переменные оптические аттенюаторы — это приборы, предназначенные для внесения дополнительного затухания

в оптическую линию. Они незаменимы при паспортизации ВОЛС, а также при проведении ресурсных испытаний оптических элементов. Такие аттенюаторы делятся на два класса — прецизионные и аттенюаторы с воздушным зазором. Вторые позволяют только грубо подбирать параметры оптических элементов и применяются в основном при инсталляции ВОЛС. Они изготавливаются в виде оптических соединителей с изменяемым воздушным зазором и обладают небольшим диапазоном вносимых затуханий, обычно не превышающим $30 \text{ дБ} \pm 1 \text{ дБ}$.

Прецизионные переменные аттенюаторы выполнены с применением более совершенных технологий. Основное их предназначение — проведение измерений на оптических сетях, поэтому они должны обеспечивать высокую точность, стабильность и повторяемость результатов. Прецизионные аттенюаторы имеют диапазон вносимых затуханий до 60–70 дБ с точностью установки $\pm 0,1 \text{ дБ}$, а также высокую линейность и малые возвратные потери. Для улучшения сервисных возможностей эти приборы обычно имеют цифровую индикацию вносимого затухания.

12.2. Измерение коэффициента затухания оптической линии

Существует два метода измерения коэффициента затухания волокна: обрыва и вносимых потерь.

Первый метод предполагает измерение мощности оптического излучения в двух точках — на дальнем конце оптической линии (L_2) и в точке, максимально приближенной к источнику излучения (L_1). При этом параметры подключения оптического источника не должны меняться. Для проведения измерения световод просто отрезается вблизи от источника. Затем коэффициент затухания определяется по формуле

$$\frac{10}{L_2 - L_1} \cdot \log \frac{P(L_1)}{P(L_2)}$$

Этот метод дает самые точные результаты, однако малоприменим на практике в связи с необходимостью нарушения целостности оптической линии.

Второй метод несколько проще первого. Он предполагает наличие эталонного оптического отрезка кабеля, который на практике просто заменяется оптическим патчкордом. Для определения потерь в линии этим способом источник калиброванного оптического излучения соединяют с измерителем мощности сначала через эталонный патчкорд, а затем через оптическую линию (рис. 12.2). Этот метод имеет меньшую точность и повторяемость результатов, нежели первый, что связано прежде всего с разницей характеристик оптического волокна линии и эталонного кабеля. Однако в большинстве случаев результаты такого измерения получаются вполне удовлетворительными и достаточными для паспортизации и эксплуатации ВОЛС.



Рис. 12.2. Схема определения затухания волокна методом вносимых потерь

Для проведения двустороннего тестирования оптической линии часто применяют комбинированные оптические тестеры — приборы, в которых одновременно реализованы функции как источников излучения, так и измерителей мощности. Это позволяет значительно экономить время на проведении измерений, а также дает возможность делать измерения в обоих направлениях. Усреднение двух результатов измерений увеличивает их точность.

12.3. Методы определения неоднородностей оптической линии

Основным методом точного определения неоднородностей оптической линии является метод обратного рассеяния, или рефлектометрия. Этот вид тестирования волокна очень удобен тем, что требует доступа только к одному концу оптического кабеля и дает о нем полную информацию. Приборы, использующие это тестирование, называются *оптическими рефлектометрами* (Optical Time Domain Reflectometr — OTDR). Работа рефлектометра сходна с работой радара. Основной принцип — это излучение сигнала и регистрация его отражения от неоднородностей. В основе работы рефлектометра лежат два главных феномена оптического волокна — рэлеевское рассеяние, т.е. постоянное ослабление светового импульса, распространяющегося по волокну, связанное с наличием микрочастиц и неоднородностей в волокне, и френелевское отражение, т.е. отражение части светового потока на границах сред, имеющих различный коэффициент распространения световых волн.

При проведении рефлектометрии в волокно вводится короткий импульс света, который распространяется вдоль его сердцевины. Благодаря эффекту рэлеевского рассеяния некоторая часть фотонов отражается от неоднородностей оптического волокна и меняет траекторию, после чего малая доля светового потока распространяется в обратном направлении и регистрируется фотоприемником OTDR. Так как примеси и неоднородности оптического волокна распределяются равномерно по всей его длине, то отраженная энергия несет информацию о состоянии всей оптической линии. Главным фактором, влияющим на величину энергии, отраженной в обратном направлении, является коэффициент распространения сигнала по волокну B . Как правило, величина коэффициента распространения для одномодового волокна на длине волны 1550 нм составляет 0,2 дБ/км. Коэффициент обратного рассеяния K выражается как отношение отраженной мощности сигнала к мощности, распространяемой в прямом направлении. Коэффициент K обычно пропорционален квадратному корню числовой апертуры оптического волокна. Логарифмический коэффициент обратного рассеяния,

нормализованный при длительности импульса 1 нс, определяется формулой

$$K^* = 10 \log K - 90.$$

Эффект френелевского отражения — основной фактор, позволяющий определять точное местоположение точек резкого изменения коэффициента распространения света в оптической линии. Такими точками могут быть места сварок участков оптического волокна, электрические (коннекторы) и механические соединители, места сколов и обрывов волокон. На этих участках значительная часть энергии светового импульса отражается в обратном направлении. Например, теоретический уровень мощности отраженного светового импульса от границы кварц/воздух (обрыв волокна со сколом под углом 90°) составляет 14 дБ. Этот уровень может быть в 4000 раз больше уровня сигнала, генерируемого рэлеевским рассеянием. Уровень отраженной мощности в местах сварок волокна или механического соединения, где использовался специальный гель, во много раз меньше.

OTDR, в общем случае, состоит из импульсного источника излучения, генератора импульсов, полупрозрачного зеркала для разделения излучаемых и принимаемых импульсов света, устройства синхронизации, фотоприемника с усилителем, устройств обработки и отображения информации (рис. 12.3).

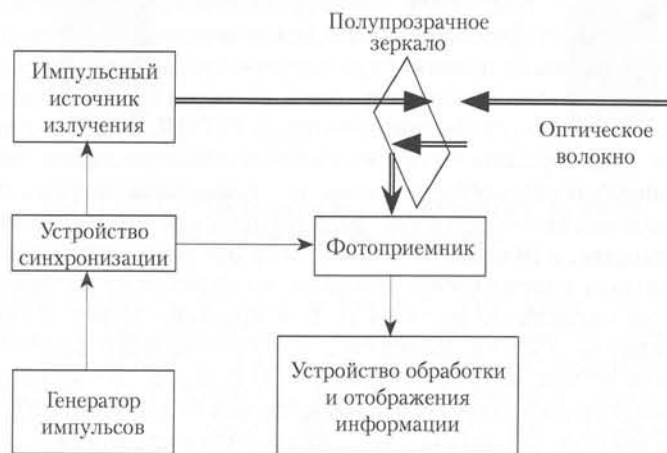


Рис. 12.3. Упрощенная блок-схема оптического рефлектометра

Источники оптического излучения OTDR выбираются, исходя из решаемой задачи. Они могут быть как многомодовыми, так и одномодовыми и генерировать волны разной длины. В настоящее время выпускаются OTDR с источниками на одну, две, три и даже четыре длины волны. Такие наборы позволяют детально исследовать оптическую линию, выявляя ее мельчайшие неоднородности.

Основным элементом источника излучения служит лазерный диод, спектральная ширина излучения которого минимальна. Излучателем управляет импульсный генератор. Мощность световых импульсов, излучаемых в волокно, варьируется от 1 мВт до 1 Вт в зависимости от длительности импульса, а их частота составляет несколько килогерц. Оператор может менять длительность импульса от 2 нс до 20 мс при выборе оптимальных параметров измерений для решения определенной задачи, лимитируемую временем полного возврата предыдущего импульса до момента излучения следующего. Время приема отраженных импульсов зависит от длины оптической линии. Для корректного определения этого параметра OTDR оператор должен правильно установить эту длину.

OTDR измеряет разницу во времени между генерируемым и входящим отраженным импульсом. Для увеличения точности и исключения каких-либо случайностей (шумов) опробование импульсами одного и того же участка оптического волокна проводится многократно с последующим усреднением полученных результатов. Современные рефлектометры обрабатывают от 56 000 до 128 000 данных, поэтому OTDR должен содержать достаточно мощный процессор для быстрой обработки всей информации. Результирующая информация о задержке входящего импульса по сравнению с исходящими преобразуется в расстояние с помощью индекса преломления волокна. Значение индекса преломления должно быть введено оператором перед началом измерений волокна, иначе результаты тестирования будут неверными.

Результаты тестирования оптической линии отображаются в графическом виде (рис. 12.4). На дисплее появляется рефлектограмма, где по вертикальной оси откладывается затухание в децибелах, а по горизонтальной — расстояние в метрах или километрах.

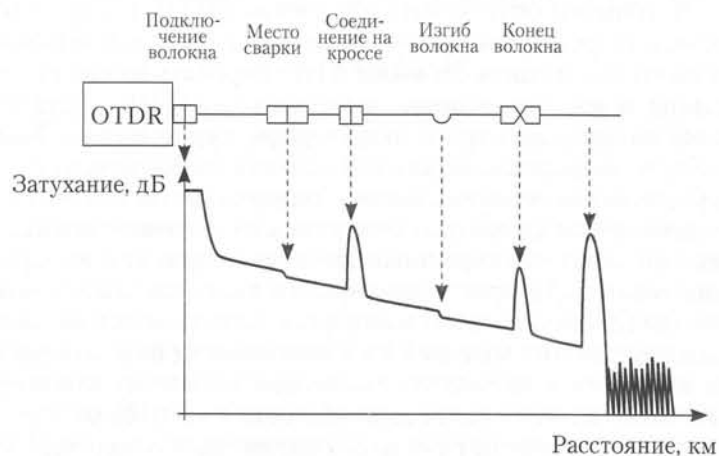


Рис. 12.4. Пример рефлектограммы

12.4. Характеристики оптических рефлектометров

Основными метрологическими характеристиками рефлектометров являются:

- динамический диапазон;
- мертвая зона;
- разрешение;
- точность;
- длина волны.

Динамический диапазон

Динамический диапазон — одна из главных характеристик OTDR, так как она определяет максимально различимые длины волокна. Чем выше динамический диапазон, тем точнее рефлектограмма (с наименьшим шумом) и тем лучше будет обнаружение неоднородностей. Динамический диапазон относительно трудно определить, так как нет стандартных методов вычислений, используемых всеми производителями.

Один из методов его определения дан в рекомендации IEC 61746. Динамический диапазон для OTDR определяется

путем измерения разницы между экстраполярной точкой рефлектограммы на ближнем конце волокна (взятой на пересечении экстраполярной трассы и оси затухания) и пиковым уровнем шумов после окончания волокна (рис. 12.5).

Уровень шумов считается достигнутым, когда более 98% точек измерения относятся к шумам.

Динамический диапазон выражается в децибелах. Усреднение результатов производится в течение трехминутного периода. Такое определение динамического диапазона рекомендуется также и Bellcore.

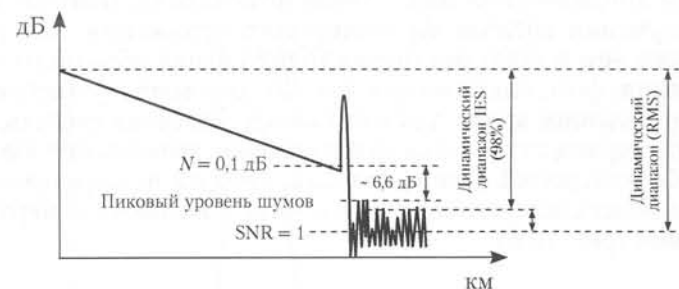


Рис. 12.5. Пример определения динамического диапазона

Некоторые производители используют другие методы определения динамического диапазона OTDR, что делает сравнение этих величин крайне затруднительным:

- **RMS (метод квадратного корня).** Динамический диапазон — разница между экстраполярной точкой рефлектограммы на ближнем конце волокна (взятом на пересечении между экстраполярной трассой и осью затухания) и действующим значением уровня шумов, определяемым как квадратный корень пикового значения. Разница с IEC 61746 составляет 1,56 дБ;
- **метод обнаружения конца.** Динамический диапазон — разница между точкой, отстоящей на 4% от вершины френелевского отражения в начале волокна, и действующим уровнем шумов. Это значение примерно на 12 дБ выше, чем значение в рекомендации IEC 61746;
- **уровень вершины плюс 0,3 дБ.** Динамический диапазон — разница между передним концом отраженной рефлектограммы и вершиной, которая на 0,3 дБ выше пикового уровня шумов.

Мертвая зона

Назначение OTDR — прием и измерение сигналов, отраженных от неоднородностей оптического волокна. Как уже упоминалось выше, фотоприемник в идеале одинаково хорошо должен отображать как низкоуровневые сигналы рэлеевского рассеяния, так и всплески обратного сигнала, отраженные от границ с резким перепадом коэффициента распространения, т.е. результаты френелевского отражения, мощность которых на несколько порядков выше. На практике изготовление фотоприемника со столь высоким динамическим диапазоном невозможно. Поэтому при получении сигнала френелевского отражения, который более чем в 4000 раз превосходит сигнал обратного рассеяния, фотодиод насыщается. Фотоприемнику требуется определенное время для восстановления своих свойств, и в этот период становится невозможным выполнение каких-либо измерений. Длина волокна, которая не определяется в момент насыщения фотоприемника, называется мертвой зоной (рис. 12.6).

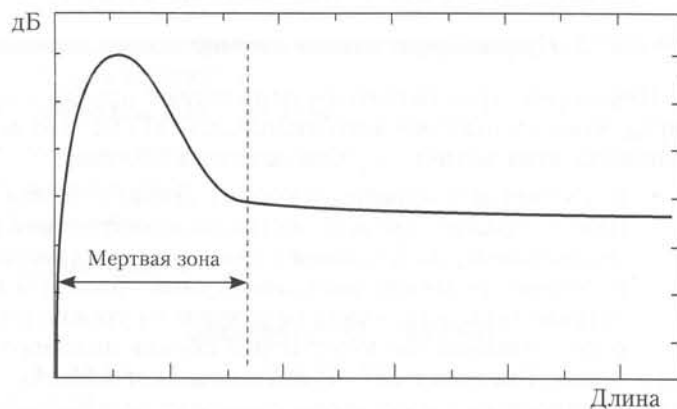


Рис. 12.6. Пример отображения величины мертвой зоны

Рекомендация IEC 61746 определяет величину мертвой зоны по затуханию (Attenuation Dead Zone) следующим образом — это участок рефлектограммы между началом всплеска френелевского отражения и точкой рефлектограммы, отстоящей по вертикали от аппроксимированного ее значения на величину ΔF , составляющую от 0,1 до 0,5 дБ.

Величина мертвой зоны (рис. 12.7) зависит от длительности импульса, коэффициента отражения, потерь, уровня мощности, местоположения и, кроме того, от качества ввода сигнала в начало оптического волокна.

Мертвую зону по затуханию можно несколько уменьшить снижением длительности импульса и результирующей инжектируемой мощности сигнала. Однако при этом уменьшается и динамический диапазон, поэтому всегда необходимо искать компромисс между величиной мертвой зоны и динамикой работы OTDR.

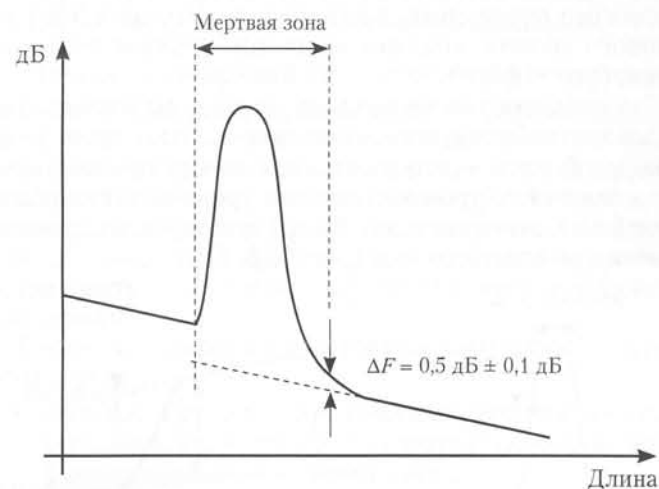


Рис. 12.7. Пример определения величины мертвой зоны по затуханию

Стандарт Bellcore определяет два типа мертвой зоны по затуханию — мертвая зона на ближнем конце и сетевая. В связи с тем, что мертвая зона «на ближнем конце» находится в непосредственной близости от источника сигнала и фотоприемника, ее величина оказывается гораздо больше, чем у сетевой мертвой зоны. Для минимизации влияния мертвой зоны на вводе сигнала в волокно применяют оптические коннекторы с минимальными возвратными потерями, уменьшают мощность и длительность излучаемых импульсов. На практике для компенсации влияния мертвой зоны на вводе применяют так называемые нормирующие

волокна, т.е. катушки кабеля известной длины (как правило, это 1000 либо 300 м). В случае применения подобного волокна начало тестируемой линии будет определяться как неоднородность с мертвой зоной сетевого типа.

Существует другое определение мертвой зоны — так называемая мертвая зона по событию (Event dead zone) — эта дистанция на рефлектограмме между двумя ближайшими событиями, которая еще может быть измерена, но затухание на каждой из этих неоднородностей в отдельности уже не определяется. Для измерения величины мертвой зоны по событию применяют следующее правило: расстояние между двумя противоположными точками всплеска френелевского отражения, расположенными на 1,5 дБ ниже пикового уровня, покажет величину мертвой зоны по событию (рис. 12.8, а).

Для неоднородности волокна, не дающей всплеска, мертвая зона по событию определяется несколько иначе: величина мертвой зоны — это расстояние между точками начального и конечного уровней (перепад уровней должен быть не более 1 дБ), отстоящих на $\pm 0,1$ дБ от аппроксимированного значения рефлектограммы (рис. 12.8, б).

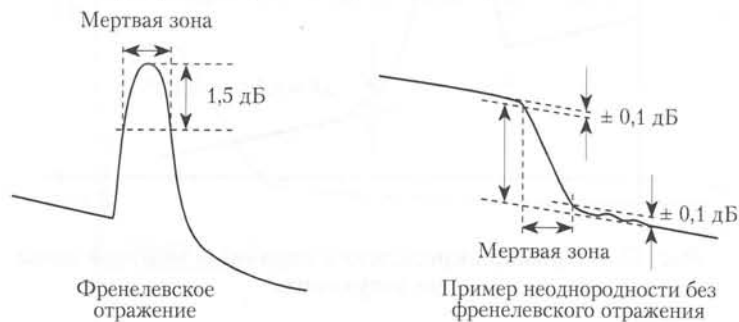


Рис. 12.8. Пример определения величины мертвой зоны по событию

Обычно мертвая зона по событию является фиксированной величиной и зависит только от устанавливаемой ширины импульса и используемого волокна.

Разрешающая способность оптического рефлектометра

Разрешающая способность рефлектометра складывается из нескольких параметров. Во-первых, это разрешающая

способность экрана прибора. Так, для отображения затухания, например, в 0,031 дБ необходимо иметь разрешение экрана 0,001 дБ. Вторая важная составляющая разрешающей способности OTDR — отображение дискретных значений сигнала или разрешение по данным, т.е. минимальное расстояние между двумя точками поиска. Чем больше прибор может обработать данных во время тестирования, тем точнее будет отображена рефлектограмма. Третья составляющая разрешающей способности OTDR — это разрешение по расстоянию, тесно связанное с предыдущим, но определяет прежде всего точность локализации всех событий на рефлектограмме. Разрешение по расстоянию зависит от длительности импульса и установленного диапазона.

Точность измерений оптического рефлектометра

Точность измерения уровня зависит от фотодиода OTDR, который должен корректно преобразовывать оптический уровень в электрический сигнал во всем диапазоне. Большинство OTDR имеют точность $-0,05$ дБ/дБ. Одним из наиболее важных факторов, влияющих на точность измерений, является линейность прибора, т.е. способность корректно регистрировать результаты измерений во всем диапазоне длин и затуханий.

Точность измерения расстояния зависит от следующих параметров:

- ошибки в индексе преломления материала волокна (особенно если оптическая линия состоит из волокон с различающимися свойствами);
- разрешающей способности по расстоянию прибора (параметр, тесно связанный с количеством обрабатываемых дискретных точек тестирования);
- точности работы задающего генератора системы (в основном используются кварцевые генераторы, которые дают достаточную точность, порядка 10^{-5} – 10^{-4}).

12.5. Функциональные параметры оптического рефлектометра

Большинство современных OTDR имеют возможность автоматического выбора оптимальных параметров измерения для каждого индивидуального волокна путем послышки тестовых импульсов. Оператор же должен только выбрать

длину волны, время усреднения и параметры волокна, если это необходимо.

Важное значение при проведении измерений имеет подготовительная фаза. Следует обратить внимание на условие полного отсутствия пыли и грязи в точках физического соединения волокна оптической системы и OTDR. При диаметре сердечника менее 10 мкм в одномодовом волокне частица грязи в 5 мкм, расположенная на коннекторе, может полностью заблокировать передачу. Для чистки оборудования существуют профессиональные наборы, включающие раствор этанола, баллоны со сжатым воздухом, готовые к употреблению безворсовые салфетки, специальные кассеты с чистящей лентой для коннекторов. От чистоты сопрягаемых поверхностей напрямую зависит такой параметр, как уровень инжекции.

Уровень инжекции определяет мощность оптического сигнала, которую OTDR вводит в волокно. Чем он выше, тем лучше динамический диапазон измерений и меньше влияние помех. Некоторые OTDR (например, рефлектометр типа MTS5100e) перед началом сканирования оценивают качество подключения и указывают уровень вводимой оптической мощности. Кроме того, оператор может сам выбирать необходимый уровень инжекции, изменяя длительность импульса.

Длительность импульса

Длительность импульса OTDR управляет количеством света, которое инжектируется в волокно. Чем она больше, тем выше инжектированная энергия и тем больше света отразится от неоднородностей кабеля назад к прибору.

Большая ширина импульса используется для увеличения дальности тестирования. Однако такой режим работы OTDR имеет существенный недостаток — большие мертвые зоны. Для более детального изучения трассы необходимо снижение длительности импульсов. В этом случае мертвые зоны уменьшаются, однако увеличивается влияние шумов на результаты тестирования и, как следствие, уменьшается максимальное расстояние, которое может быть исследовано.

Длительность импульса τ обычно задается в наносекундах (нс), но может быть также оценена и в метрах (м) в соответствии с формулой

$$\tau = C \tau / 2 N,$$

где C — скорость света в вакууме ($3 \cdot 10^8$ м/с), τ — длительность импульса в нс; N — коэффициент преломления.

Например, импульс длительностью 100 нс может быть истолкован, как импульс «10 м».

Длина волны

В зависимости от используемой длины волны свойства оптической системы могут сильно меняться. Разные длины волн определяют разные характеристики потерь и различное поведение сигнала в местах соединения волокон.

В общем случае волокно должно быть протестировано той длиной волны, которая будет использоваться при передаче информации. Однако если тестирование выполняется только на одной длине волны, то следует учитывать следующие важнейшие факторы:

- сигнал с длиной волны 1550 нм более чувствителен к изгибам волокна, чем с длиной волны 1310 нм, таким образом могут быть более детально исследованы все микроизгибы;
- используя источник сигнала с длиной волны 1550 нм, можно тестировать более длинные кабели, чем на длине волны 1310 нм, при том же уровне инжектируемой мощности;
- потери на сварках и соединениях на длине волны в 1310 нм выше, чем на длине волны в 1510 нм, следовательно, могут быть более детально исследованы.

Диапазон

Диапазон — это параметр OTDR, определяющий максимальное расстояние, на котором будет производиться поиск данных (определяется в метрах или километрах). При отсутствии предварительной информации о длине тестируемой линии связи этот параметр для более точного отыскания конца волокна обычно подбирают опытным путем. Если диапазон установлен неточно, то рефлектограмма может быть отображена не полностью или может включать в себя несуществующие всплески френелевских отражений, так называемые призраки.

Интервал усреднения результатов

Детектор OTDR работает с крайне низкими уровнями сигнала (приблизительно 100 фотонов на метр), для того чтобы отделить отраженный сигнал от помех. Функция усреднения — это процесс, во время которого каждая точка

рефлектограммы определяется многократно с последующим усреднением результатов для точного выделения полезного сигнала и уменьшения влияния шумов. Подбирая оптимальное время сканирования или число усреднений, оператор управляет этим процессом в OTDR. Чем больше время или количество усреднений, тем точнее рефлектограмма на экране отражает реальность, тем больше динамический диапазон получаемых измерений.

Например, усреднение в течение 3 мин по сравнению с проведенным за 1 мин улучшит динамический диапазон на 0,8 дБ. Однако эта зависимость носит нелинейный характер, и с увеличением времени усреднения рост динамического диапазона все менее заметен.

Параметры волокна

Рассмотрим некоторые параметры волокна, которые могут воздействовать на результаты измерений OTDR.

Индекс преломления волокна — параметр, непосредственно связанный с измерениями расстояния. Он определяется производителем оптического волокна с точностью до 0,01. Неправильная установка его значения влечет за собой некорректную индикацию расстояний. Для того чтобы избежать этого, индекс преломления должен быть установлен строго в соответствии с паспортным значением. При проведении измерений оптических линий следует учитывать тот факт, что вычисленная длина волокна всегда несколько больше физической длины кабеля. Это объясняется наличием повива волокон и модулей в кабеле. Этот фактор желательно учесть при паспортизации оптических линий, что удобно сделать, введя так называемый эффективный индекс преломления, для вычисления которого существует два пути:

- подсчет по известным параметрам, когда определяют физическая L_{eff} и оптическая L_{opt} длины кабеля и проводится вычисление по формуле

$$RI_{eff} = (L_{opt} RI_{opt}) / L_{eff},$$

где RI_{opt} — паспортный индекс преломления волокна; RI_{eff} — искомый эффективный индекс преломления;

- автоматический подсчет, позволяющий вычислять эффективный индекс преломления по расстоянию между двумя событиями, если известна физическая длина между ними.

Коэффициент обратного отражения — параметр, определяющий относительный уровень отраженного сигнала для конкретного волокна. Как и индекс преломления, он жестко задается производителем волокна. Коэффициент обратного отражения влияет прежде всего на измерение обратных потерь ORL (Optical Return Loss). При некорректном задании этого параметра измерение ORL становится проблематичным, кроме того, на рефлектограмме появляются ложные события — призраки. Типовым значением коэффициента обратного отражения является:

- 79 дБ для систем с длиной волны 1310 нм;
- 81 дБ для систем с длиной волны 1550 нм.

Современные OTDR позволяют практически полностью автоматизировать измерения и требуют минимального вмешательства оператора. OTDR может определить следующие параметры.

- Для каждого события на рефлектограмме: расстояния, потери, коэффициент отражения.
- Для каждого участка волокна: длины, потери на нем в дБ или дБ/км, ORL.
- Для полной оптической линии: длины отдельных звеньев и всей линии, потери в звене в дБ и общие потери, ORL каждого звена.

Для анализа результатов существуют следующие механизмы:

- функция полностью автоматического измерения, когда OTDR сам, используя внутренние алгоритмы, обнаруживает и автоматически измеряет значения всех параметров для участков и волокон в целом;
- функция полуавтоматического измерения, когда OTDR обнаруживает и измеряет параметры в соответствии с поставленными маркерами (ручной или автоматический режим). Эта функция востребована

там, где OTDR не всегда может правильно сработать автоматически, например в местах качественно выполненной сварки или малого изгиба волокна. Она также может быть задействована при необходимости исследования конкретных, представляющих интерес участков кабеля;

- функция ручных измерений предназначена для самостоятельной установки оператором курсоров и маркеров и проведения необходимых измерений.

Одним из наиболее важных параметров, получаемых с помощью OTDR, является величина потерь оптической линии.

Существуют два метода для измерения значений потерь:

- *Метод двух точек.* Оператор должен установить первым курсором маркер на линейном участке перед событием или исследуемым участком, вторым — на линейном участке после события или исследуемого участка. Величину потерь покажет разница в значениях затуханий в точках, зафиксированных курсорами. Этот метод наиболее прост, однако точность полученных результатов во многом зависит от количества помех на рефлектограмме, а также квалификации оператора.
- *Метод пяти точек.* Оператор сначала должен определить наиболее близкие к линейным участки до и после события, установив с помощью курсора по маркеру на каждом из них. Далее в точке, соответствующей событию, устанавливается курсор. Величина затухания определяется как разница между двумя линейно отраженными уровнями, полученными в точках пересечений аппроксимированных прямыми участков рефлектограммы (до и после события) с курсором. Поэтому данный метод является более точным и используется для измерений неоднородностей без явно выраженных отражений сигнала, которые встречаются там, где нет разрывов в волокне, и в местах сварки волокна. Типичные значения составляют от 0,02 дБ до 0,1 дБ в зависимости от квалификации оператора и качества сварочного прибора. Всплески френелевского отражения могут вызываться разрывами в волокне (трещины, коннекторы и механические соединители), приводящими к резкой смене коэффициента преломления. Потери на оптическом коннекторе могут составлять до 0,5 дБ, а на механическом соединителе 0,1–0,2 дБ.

Потери на участке волокна могут быть измерены методом двух точек, а еще с использованием метода наименьших приближенных значений квадратичных величин (LSA). С помощью этого метода все полученные значения рефлектограммы аппроксимируются на близкое линейное значение. Это наиболее точный метод определения линейного затухания, требующий, однако, наличия продолжительных участков рефлектограммы, свободных от помех. Его точность зависит от количества используемых точек и наличия шумов. Потери участка волокна могут выражаться как в дБ, так и в дБ/км. Типичные потери на одномодовых волокнах составляют от 0,15 до 0,25 дБ/км для длины волны 1550 нм и от 0,25 до 0,35 дБ/км для длины волны 1310 нм. Для многомодового волокна эти потери составят от 0,5 до 1,5 дБ/км для длины волны 1300 нм и от 2,5 до 3,5 дБ/км для длины волны 850 нм.

Выполнение измерений возвратных потерь

Оптические возвратные потери — отношение мощности возвращающегося назад сигнала к поступающей на вход волокна мощности. Причиной возврата могут быть как отражения, так и обратное рассеяние на неоднородностях в оптическом тракте. Возвратные потери могут быть определены по формуле

$$\text{ORL} = -10 \log (P_r/P_i) \text{ дБ},$$

где P_i — инжектированная мощность сигнала; P_r — отраженная мощность.

Высокий уровень ORL влияет на качество работы некоторых оптических систем, к которым относятся, например, аналоговые системы передачи или системы с высокой битовой скоростью. Некоторые рефлектометры в автоматическом режиме позволяют определить суммарные возвратные потери. Например, в рефлектометре MTS5100e для этого необходимо просто программно включить эту функцию. Ручные измерения ORL позволяют определять конкретный участок оптической линии, имеющий наибольшие возвратные потери.

12.6. Измерение хроматической дисперсии волокна

Для измерений хроматической дисперсии $M(X)$ как функции длины волны X необходим излучатель с пере-страиваемой длиной волны либо несколько излучателей с калиброванными фиксированными длинами волн. Им-

пульс определенной длины волны вводится в оптическое волокно. С помощью приемника оптического сигнала и регистратора времени измеряется абсолютная величина задержки t_g прохождения импульсом длины световода L . Таким образом, посредством последовательных измерений на разных длинах волн получают зависимость группового времени задержки t_g от длины волны. Хроматическая дисперсия $M(X)$ определяется отношением крутизны кривой групповой временной задержки к длине световода L

$$M(\lambda) = \frac{1}{L} \frac{dt(\lambda)}{d\lambda}.$$

На рис. 12.9 представлены обобщенные зависимости хроматической дисперсии. Здесь кривая 1 построена для стандартного одномодового волокна, а кривая 2 — для волокна со смещенной нулевой дисперсией. В качестве прибора, определяющего величину хроматической дисперсии, может быть использован оптический рефлектометр с фиксированными длинами волн (минимум четыре) и специальным программным обеспечением для аппроксимации и обсчета результатов измерений.

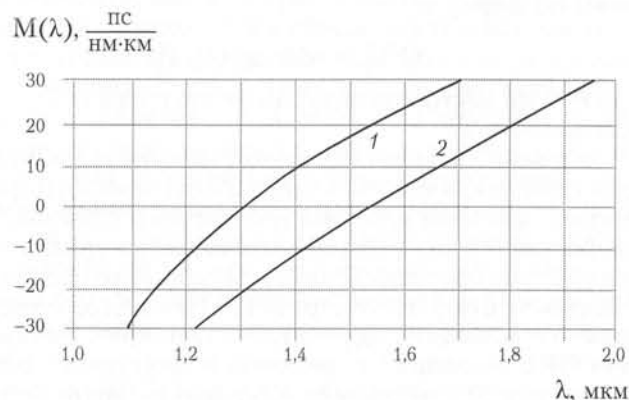


Рис. 12.9. Обобщенные зависимости хроматической дисперсии

Методы измерения дисперсии отражены в Европейском стандарте EN 188000, а также в стандарте МЭК (IEC 60793-1-4, методы C5A/C5B).

12.7. Измерение поляризационной модовой дисперсии волокна

Существует несколько методов измерения поляризационной модовой дисперсии (ПМД). Основными считаются интерферометрический метод (временная область), метод анализа состояния поляризации (частотная область) и метод фиксированного анализатора (частотная область).

Интерферометрический метод

Этот метод базируется на использовании интерферометра Маха–Цендера (рис. 12.10). Световой импульс от источника S после прохождения через поляризатор P вводится в испытуемый световод F , конец которого подсоединен к двойной оптической цепи MZI через оптические развязки C . Одна из параллельных ветвей этой цепи содержит регулируемый воздушный зазор $Luft$. Интерференционная картина определяется регистрирующим устройством L как функция времени задержки, вызываемой воздушным зазором. Минимально тестируемая ПМД зависит от качества источника сигнала (степени когерентности излучения), максимальная — только от общей ширины воздушного зазора. Дисперсия, измеряемая таким методом, может лежать в пределах 0,1–150 пс, однако он применим только в лабораторных условиях, что обусловлено сложностью настройки оборудования.

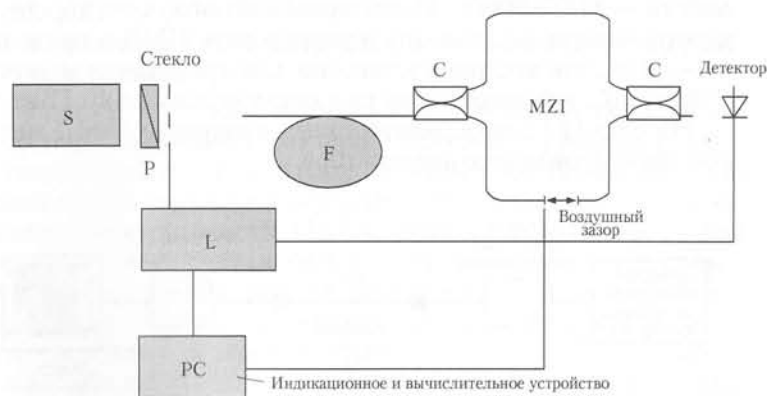


Рис. 12.10. Интерферометрический метод тестирования ПМД

Метод описан в рекомендации ANSI/TIA/EIA «FOTP-124».

Метод анализа состояния поляризации

Для измерения ПМД в частотной области используются перестраиваемый источник излучения, регулятор и измеритель поляризации. Для определения ПМД при известной длине волны F измеряется направление поляризации света на выходе из испытуемого световода (с помощью матричного исчисления Джоунза). Для получения воспроизводимой и стабильной величины ПМД необходимо проводить большое количество измерений во всем диапазоне длин волн. Метод требует большой вычислительной мощности и значительного времени для проведения измерений.

Метод фиксированного анализатора

Поляризованный свет от широкополосного источника излучения вводится в испытуемый световод. Излучение на выходе волокна проходит через переменный поляризатор, а его интенсивность регистрируется в зависимости от длины волны и направления поляризации (см. рис. 12.10). Задержка прохождения сигнала определяется как функция длины волны излучения для всех направлений поляризации. Этот метод является альтернативой интерферометрическому и более подходит для проведения полевых испытаний кабелей. Установки, использующие данный метод тестирования, существуют как на базе больших стационарных приборов, например ONT-50 или OSA-155, так и портативных устройств — MTSS5000e. Метод позволяет получить хорошую повторяемость результатов и тестировать ПМД в пределах 0,2–50 пс, что вполне достаточно для проведения испытаний ВОЛС, работающих на скоростях вплоть до 40 Гбит/с.

На рис. 12.11 изображена схема измерения ПМД методом фиксированного анализатора.

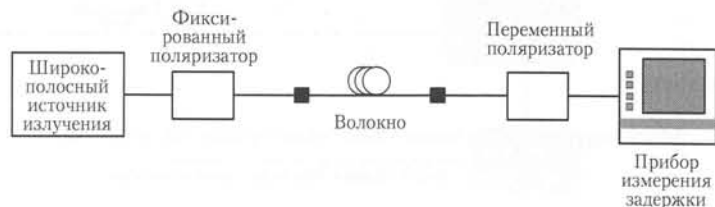


Рис. 12.11. Схема измерения ПМД методом фиксированного анализатора

Метод соответствует рекомендациям ANSI/TIA/EIA «FOTP-113» и Telcordia (Bellcore) «GR-2947-CORE».

12.8. Измерительная техника, используемая при эксплуатации ВОСП

Оптические измерители мощности

Измерители (Optical Power Meter — OPM) используются для измерения оптической мощности сигнала, а также затухания в кабеле. Они обеспечивают как измерения, проводимые в кабельных линиях, так и анализ работы оборудования, передающего сигнал в оптическую линию. В паре со стабилизированным источником сигнала оптические измерители мощности (ОИМ) обеспечивают измерения затухания — основного параметра качества оптической линии.

Основными нормируемыми характеристиками ОИМ (рис. 12.12) являются:

- тип детектора;
- линейность усилителя;
- калибровочная кривая;
- динамический диапазон;
- погрешность измерения;
- возможность поддержки различных оптических интерфейсов.

Наиболее важный элемент ОИМ — оптический детектор, определяющий характеристики самого прибора и представляющий собой фотодиод, который принимает входной оптический сигнал и преобразует его в электрический заданной интенсивности. Полученный электрический сигнал проходит через АЦП к сигнальному процессору, где производится его преобразование с учетом характеристики фотодиода в величину, измеряемую в дБм или Вт, которая затем индуцируется на экране цифрового дисплея. Для обеспечения стабильной работы твердотельного фотодиода используется термостабилизирование.

Одной из основных характеристик прибора является зависимость выходного сигнала фотодиода от мощности входного оптического сигнала на разных длинах волн, точнее,



Рис. 12.12. Схема устройства оптического измерителя мощности

степень ее равномерности. Сигнальный процессор должен компенсировать возможную нелинейность характеристики, и при этом, если характеристика фотодиода имеет значительную неравномерность, сигнальный процессор должен иметь более сложную структуру, а фотодиод — обладать стабильностью во времени, чтобы исключить регулярную калибровку прибора.

Важной характеристикой фотодиода является спектральная, т.е. зависимость эффективности его выходного сигнала от длины волны передаваемого. Эффективность работы фотодиода определяется отношением тока на выходе к мощности принимаемого сигнала.

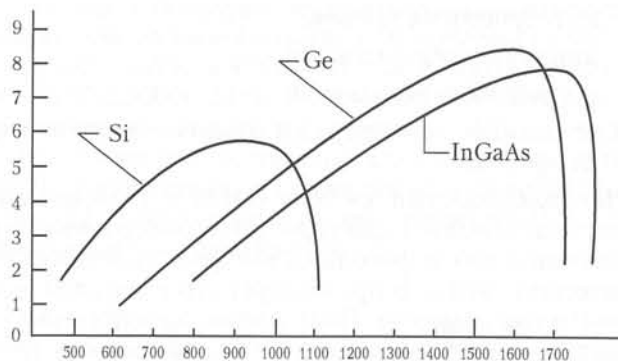


Рис. 12.13. Характеристики зависимости выходного сигнала фотодиода от длины волны принимаемого сигнала

На рис. 12.13 представлены характеристики трех основных типов фотодиодов: кремниевого (Si), германиевого (Ge) и на основе сплава арсена галлия (InGaAs).

Из рисунка следует, что кремниевый фотодиод может с успехом использоваться при измерениях оптического сигнала в диапазоне от 800 до 900 нм. На практике ОИМ, использующие этот тип детектора, калиброваны в более широком диапазоне — 400—1000 нм. Для измерения оптической мощности одномодовых волоконных кабелей с длиной волны 1310 и 1500 нм, получивших наибольшее распространение в современных системах связи, обычно используются германиевые детекторы и фотодиоды на основе сплава InGaAs, последние имеют более широкий спектр измерения по длине волны, что позволяет создавать универсальные ОИМ, калиброванные на все три длины волны — 850, 1310, 1550 нм.

Важным параметром ОИМ является устойчивость его работы при различных уровнях шумов. Основными шумами в оптических детекторах являются квантовые, а также шумы, вызываемые остаточным током и поверхностным током утечки. Дополнительный фактор, увеличивающий уровень шумов, — температура.

Другим важным параметром ОИМ является характер работы усилителя электрического сигнала детектора, который оказывает влияние на линейность работы ОИМ, его чувствительность и функциональные возможности. Использование, например, логарифмического усиления не обеспечивает должной точности измерений и имеет ряд недостатков. Линейные усилители обычно хорошо стабилизированы, что позволяет компенсировать как ошибки начального сдвига сигнала, так и сдвиг сигнала в процессе измерений, обусловленный температурными и климатическими условиями. Современные ОИМ используют режим автокалибровки линейных усилителей в процессе измерений.

К существенным параметрам ОИМ также относятся величина погрешности измерений и график калибровки, так как в зависимости от точности изготовления детектора и характера работы усилителя они могут изменяться.

К другой группе параметров или технических характеристик ОИМ относятся динамический диапазон, разрешающая способность и коэффициент линейности характеристики, зависящий от уровня сигнала, температуры, разрешения по длине волны и т.д.

Тип оптического интерфейса определяет технические возможности использования ОИМ. Существует более семи типов интерфейсов, например SMA 905, SMA 906, BIC, FC и т.д.

Стабилизированные источники оптического сигнала

Стабилизированные источники оптического сигнала (SLS — Stabilized Light Sources — SLS) (рис. 12.14) выполняют роль ввода в оптическую линию сигнала заданной мощности и длины волны. Оптический измеритель мощности принимает этот сигнал и оценивает уровень затухания, вносимого оптическим кабелем. Иногда в качестве SLS используются источники сигнала, размещенные в аппаратуре линейного оборудования.



Рис. 12.14. Схема устройства стабилизированного источника оптического сигнала

Основным элементом SLS является излучатель, служащий источником оптического сигнала. Стабильность генерируемого сигнала излучателя поддерживается путем регулирования тока излучателя по величине рассогласования источника опорного напряжения и напряжения эталонного фотоприемника. Фотоприемник служит для контроля мощности, генерируемой излучателем, для чего часть оптического сигнала через оптический ответвитель подается на эталонный фотоприемник. Стабилизация рабочей точки излучателя осуществляется компаратором, а температурный режим его работы поддерживается термостабилизатором.

Стабилизированные источники сигнала подразделяются по типу используемого излучателя на лазерные и светодиодные источники, отличающиеся главным образом добротностью источника — шириной полосы излучения.

Лазерные источники имеют самую высокую добротность, а светодиодные источники белого света — самую низкую.

Стабильность характеристики SLS включает стабильность по выходному уровню, временную и температурную. Временная стабильность определяет частоту калибровки SLS, а температурная стабильность является характеристикой применимости прибора при измерениях. Указанные параметры прибора зависят как от самого источника оптического сигнала, так и от механизма ввода оптического сигнала в волоконно-оптический кабель. Наиболее существенным внешним фактором является температура. Для компенсации температурного воздействия в SLS обычно используется термостатирование.

Выходная мощность SLS зависит от параметров источника сигнала и от эффективности механизма ввода оптического сигнала в кабель. В лазерных SLS обеспечивается высокая эффективность ввода (до 30%) за счет использования специального загрузочного кабеля. В более дешевых светодиодных SLS эффективность ввода невелика и составляет обычно 5%.

Ширина спектральной характеристики лазерных источников сигнала составляет обычно 2–5 нм, светодиодных — 30–100 нм. Чем шире спектральная характеристика, тем существеннее будут ошибки при передаче, главным образом за счет дисперсии.

Предельная частота модуляции определяется временем нарастания и спада сигнала. Первое, как правило, связано с характеристиками цепей питания, а второе определяется общими характеристиками источника. Наиболее высокую частоту модуляции сигнала обеспечивают лазерные источники.

Лазерные источники оптического сигнала

Эти источники имеют узкую полосу излучения и генерируют практически монохроматический сигнал. В отличие от светодиодных источников сигнала они не имеют постоянной характеристики в излучаемом диапазоне. Спектральная характеристика лазерных SLS состоит из нескольких дискретных частот, которые распределены неравномерно, что может приводить к искажениям при измерениях. Эти источники самые мощные, однако и самые дорогие. Они используются для определения оптических потерь в одномодовых кабелях на больших расстояниях (уровень потерь 10 дБ/км). Для измерения многомодовых

кабелей использование лазерных источников обычно не рекомендуется из-за дисперсии в кабеле.

Рис. 12.15 позволяет сравнить добротности лазерного и светодиодного источников сигнала.

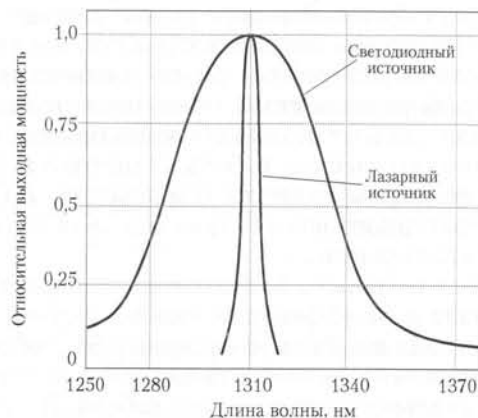


Рис. 12.15. Спектральная характеристика лазерного и светодиодного источника

Светодиодные оптические источники

Спектр светодиодных оптических источников сигнала (LED) обычно находится в пределах 50–200 нм. В таких источниках используется принцип спонтанного излучения света, поэтому сигнал светодиода является некогерентным и спектрально более однородным. Для стабилизации уровня выходной мощности LED достаточно стабилизировать его цепь питания, поэтому такие источники отличаются повышенной стабильностью выходного уровня. Светодиодные источники сигнала дешевле лазерных и часто применяются при анализе потерь в кабелях малой длины. Однако использовать их при измерениях, когда распространение сигнала существенно затруднено, т.е. нужно значительно увеличить его мощность, нецелесообразно. Основными техническими характеристиками стабилизированных источников являются:

- выходная мощность;
- частота модуляции;
- стабильность характеристики.

12.9. Визуальные дефектоскопы

Визуальные дефектоскопы (Visual Fault Locator) представляют собой источники оптического сигнала, принадлежащего видимому диапазону 400–700 нм, которые используют для визуального обнаружения повреждений и неоднородностей в кабелях и интерфейсах и оценки качества сварных швов. Сигнал от визуального дефектоскопа рассеивается на крупных неоднородностях в кабеле, что приводит к появлению светлых пятен (источников рассеяния) на пластиковой оболочке кабеля, видимых оператором.

Визуальные дефектоскопы часто используются в комплекте с оптическими рефлектометрами, диапазон действия которых ограничен величиной мертвой зоны. В этом случае они обеспечивают оценку качества оптического интерфейса и позволяют обнаруживать неоднородности в пределах мертвой зоны. В остальных случаях портативные визуальные дефектоскопы используются как удобный инструмент при монтаже и эксплуатации оптических кабелей.

Обычно в визуальных дефектоскопах применяют полупроводниковые лазеры или гелий-неоновые лазерные источники (HeNe). Последние мощнее полупроводниковых, однако требуют в 50 раз большей мощности питания и соответственно превосходят их по габаритам. С помощью полупроводниковых лазеров можно создавать портативные визуальные дефектоскопы.

Наибольшая яркость визуального восприятия соответствует длине волны 550 нм. На практике визуальные дефектоскопы используют лазерные источники сигнала в диапазоне 630–670 нм. Чаще всего применяют визуальные дефектоскопы с центральными частотами источника 635, 650 и 670 нм. Те и другие частоты имеют как преимущества, так и недостатки. Недостатком использования коротких волн является уровень затухания в кабеле. Так, для сигнала 635 нм уровень затухания в оптическом кабеле составляет 11дБ/км, а для сигнала 670 нм — 6 дБ/км. Максимальная дальность использования визуальных дефектоскопов — (1,75–2) км.

Визуальные дефектоскопы могут использоваться как в режиме непрерывной генерации оптического сигнала, так и в режиме мерцания с частотой 1 Гц. Обычно выходная мощность визуального дефектоскопа составляет 1 мВт.

Графики визуального восприятия оптического сигнала представлены на рис. 12.16.

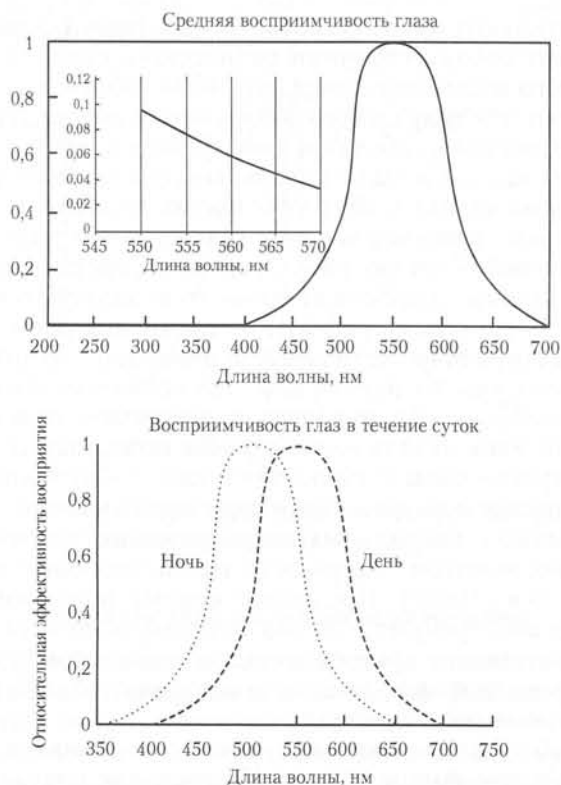


Рис. 12.16. Графики визуального восприятия света

12.10. Анализаторы затухания в оптическом кабеле

Анализаторы затухания, вносимого оптическим кабелем, представляют собой комбинацию оптического измерителя мощности и источника оптического сигнала. Различают интегрированные и отдельные измерители потерь. Первые имеют источник сигнала и измеритель мощности в одном устройстве, а вторые могут представлять набор из источника сигнала и измерителя мощности.

Технические характеристики анализаторов потерь включают все перечисленные параметры для источников сигнала и оптических измерителей мощности.

12.11. Перестраиваемые оптические attenuаторы

Перестраиваемые оптические attenuаторы используются для имитации потерь в оптической линии и применяются для стрессового тестирования линии, т.е. для анализа работоспособности устройств (в первую очередь линейного и оконечного оборудования) при различных условиях в сети.

Выделяют три типа таких attenuаторов: дискретно перестраиваемые, непрерывно перестраиваемые и комбинированные, где дискретный переключатель полностью подавляет входной сигнал. Все attenuаторы, как правило, широкополосные. В attenuаторах используются различные методы внесения затухания: осевое и радиальное смещение, применение различных фильтров и призм. Один из вариантов схемы перестраиваемого оптического attenuатора представлен на рис. 12.17.

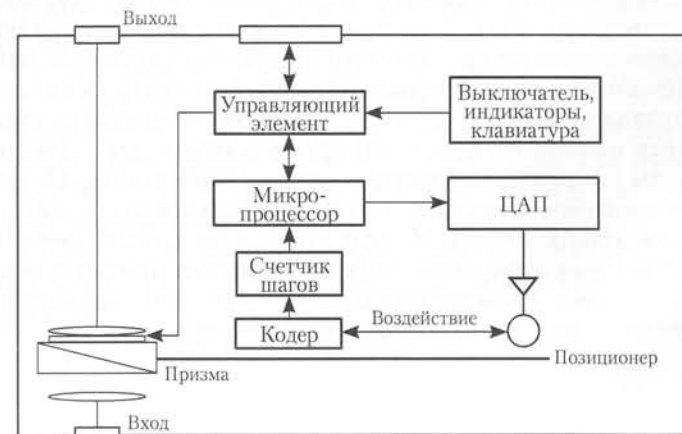


Рис. 12.17. Перестраиваемый оптический attenuатор

На входе attenuатора две линзы преобразуют световой поток. Основным элементом attenuатора является призма с низким уровнем потерь, связанных с поляризацией

(Polarization Dependant Loss — PDL). Уровень затухания, вносимого attenuатором, зависит от положения призмы и регулируется позиционером. При работе attenuатора отсутствуют краевые эффекты, соблюдается точность позиционирования. Для достижения приемлемой точности устройства в его состав включены цифровые цепи управления и микропроцессор.

Основными характеристиками перестраиваемых attenuаторов являются: точность (линейность), PDL-уровень возвратных потерь, повторяемость, разрешение и остаточное вносимое затухание. Все эти характеристики проверяются в ходе обязательной калибровки прибора, частота которой также является важным техническим параметром attenuаторов.

Линейностью attenuатора называется разница между задаваемым и измеряемым в ходе поверки затуханием, вносимым этим прибором во всем динамическом диапазоне. Соответственно, точность работы определяется как линейность в заданном диапазоне. Потери, связанные с дисперсией PDL, зависят главным образом от качества стекла, из которого она изготовлена. Сдвиг фазы, обусловленный дисперсией, уменьшает мощность передаваемого сигнала и, как следствие, приводит к дополнительному затуханию, связанному с PDL. Еще одним важным параметром оптических attenuаторов помимо диапазона вносимых потерь и точности является уровень возвратных потерь, связанных с отражением части сигнала в линию. Attenuатор должен иметь низкий собственный уровень отражения, для этого линзы покрывают антиотражающим материалом. Остаточное вносимое затухание — это минимальное затухание, вносимое attenuатором. Модель attenuатора, подключенная к волоконно-оптическому кабелю, содержит призму и не вносит затухания, поэтому параметр остаточного затухания определяет начало отсчета вносимых потерь.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Бакланов, И. Г.* Тестирование и диагностика систем связи / И. Г. Бакланов. — М. : Эко-Трендз, 2001.
2. *Бакланов, И. Г.* Технологии измерений первичной сети. Ч. 1. Системы E1, PDH, SDH / И. Г. Бакланов. — М. : Эко-Трендз, 2002.
3. *Бакланов, И. Г.* Технологии измерений первичной сети. Ч. 2. Системы синхронизации, В-ISDN, ATM / И. Г. Бакланов. — М. : Эко-Трендз, 2000.
4. *Власов, И. И.* Измерения в цифровых сетях связи / И. И. Власов, М. М. Птичников. — М. : Постмаркет, 2004.
5. *Зайцев, А. Н.* Измерения на сверхвысоких частотах / А. Н. Зайцев, П. А. Иващенко, А. В. Мыльников: учеб. пособие для средних специальных учебных заведений. — М. : Издательство стандартов, 1989.
6. *Кузнецов, В. А.* Измерения в электронике: справочник / В. А. Кузнецов [и др.]; под ред. В. А. Кузнецова. — М. : Энергоатомиздат, 1987.
7. *Михайлов, В. С.* Измерение параметров ЭМС РЭС / В. С. Михайлов. — М. : Связь, 1980.
8. *Нефедов, В. И.* Метрология и электроизмерения в телекоммуникационных системах: учебник для вузов / В. И. Нефедов [и др.]; под ред. В. И. Нефедова. — М. : Высш. школа, 2001.
9. *Переверзев, Л. А.* Измерение спектральной плотности импульсов / Л. А. Переверзев. — М. : Издательство стандартов, 1982.

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

ХАМАДУЛИН Энуар Фатович

начальник испытательного центра Всероссийского научно-исследовательского института физико-технических и радиотехнических измерений, старший преподаватель кафедры телекоммуникационных систем Национального исследовательского университета «МИЭТ».

Рассмотрено современное состояние измерений в телекоммуникационных системах связи. Изложены основные вопросы нормирования, принципы и технические средства, а также практика проведения измерений параметров передач для цифровых сетей и стыков всех уровней, металлических и волоконно-оптических кабелей.

Главное внимание уделено не только номенклатуре традиционного оборудования, используемого в практике ТКС, но и новому классу оборудования, необходимого для контроля и эксплуатации первичной и вторичной сетей цифровой передачи информации.

 **Юрайт**
издательство

biblio-online.ru

ISBN 978-5-9916-4276-7



9 785991 642767