

Федеральное агентство по образованию  
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского

Национальный проект «Образование»  
Инновационная образовательная программа ННГУ. Образовательно-научный центр  
«Информационно-телекоммуникационные системы: физические основы и  
математическое обеспечение»

В.А. Канаков

## Новые технологии измерения в цифровых каналах передачи информации

*Учебно-методические материалы по программе повышения  
квалификации «Современные системы мобильной цифровой связи,  
проблемы помехозащищенности и защиты информации»*

Нижегород  
2006

Учебно-методические материалы подготовлены в рамках

*инновационной образовательной программы ННГУ: Образовательно-научный центр «Информационно-телекоммуникационные системы: физические основы и математическое обеспечение»*

Канаков В.А. Новые технологии измерения в цифровых каналах передачи информации. Учебно-методический материал по программе повышения квалификации «Современные системы мобильной цифровой связи, проблемы помехозащищенности и защиты информации». Нижний Новгород, 2006, 91 с.

Учебно-методические материалы подготовлены с целью познакомить преподавателей радиофизического факультета, научные интересы которых не связаны с технологией передачи данных, с основными параметрами, измеряемыми в цифровых каналах передачи информации, их влиянием на работоспособность каналов и методами измерений. Рассмотреть причины появления в практике измерений современных цифровых систем передачи информации двух подходов: “метрологического” и “технологического”, сравнить эти подходы. Материалы содержат следующие разделы: «измерительные технологии» в цифровых каналах связи, специфические измерения параметров цифровых каналов передачи информации, методология измерения джиттера в цифровых каналах передачи.

Ознакомление с предлагаемыми материалами позволит специалистам из смежных областей радиофизики лучше представлять проблемы метрологического обеспечения цифровых систем передачи информации и современные методы их решения.

© В.А. Канаков

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>ВВЕДЕНИЕ</b>	5
<b>1. "ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ" В ЦИФРОВЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ</b>	6
1.1. Понятие "измерительной технологии"	6
1.2. Классификация измерительных технологий для цифровых сетей связи	13
1.2.1. Области применения измерительных технологий	13
1.2.2. Цели измерений	14
1.2.3. Системное и эксплуатационное измерительное оборудование	15
1.2.4. Измерения в различных частях системы электросвязи	16
<b>2. СПЕЦИФИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЦИФРОВЫХ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ</b>	18
2.1. Понятие бинарного канала и методы анализа его параметров	20
2.2. Основные параметры, измеряемые в бинарном цифровом канале	22
2.3. Тестовые последовательности	26
2.4. Методы вычисления параметров ошибок в цифровых каналах	34
2.4.1. Методы расчета параметра BER	34
2.4.2. Методы расчета параметра ES	37
2.5. Методология измерений без отключения канала	39
2.6. Объективность измеренных результатов	42
2.6.1. Проблема выбора времени проведения измерения	42
2.6.2. Коэффициент достоверности измеренных величин	42
2.6.3. Влияние времени проведения измерения	43
2.7. Методы нормирования параметров цифровых каналов	44
2.7.1. Гипотетическая модель цифрового тракта	44
2.7.2. Гипотетическая модель ISDN (HRX)	45
2.7.3. Гипотетическая модель радиочастотной системы передачи (HRDP)	49
2.7.4. Пересчет параметров гипотетической модели в параметры реального канала	49
2.7.5. Недостатки линейной аппроксимации. Дальнейшее развитие методологии нормирования параметров цифровых каналов	50

<b>2.8. Утвержденные методологии G.821/G.826/M.2100</b>	50
2.8.1. Методология G.821	51
2.8.2. Методология G.826	51
2.8.3. Методология эксплуатационных измерений M.2100/M.2101	53
2.8.4. Параметры ошибок и методы их измерений по Приказу №92	54
<b>2.9. Методология измерений параметров аналого-цифровых преобразований ИКМ</b>	55
2.9.1. Значение методологии измерений аналого-цифровых преобразователей	55
2.9.2. Методы измерений аналоговых каналов	56
2.9.3. Влияние шумов квантования на параметры тестовых аналоговых сигналов	59
2.9.4. Методология измерений А-Ц (аналог-цифра)	61
<b>3. МЕТОДОЛОГИЯ ИЗМЕРЕНИЙ ДЖИТТЕРА В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ</b>	63
<b>3.1. Понятие джиттера, его классификация и влияние на параметры качества цифрового канала</b>	63
<b>3.2. Причины возникновения джиттера и его типы</b>	65
3.2.1. Регулярный и нерегулярный джиттер, связанный с внешними условиями	65
3.2.2. Джиттер стаффинга	66
3.2.3. Джиттер в системах SDH. Джиттер по смещению указателей и джиттер загрузки	68
<b>3.3. Необходимость измерений джиттера</b>	69
<b>3.4. Общая методология измерений джиттера</b>	72
<b>3.5. Устройство анализатора джиттера</b>	73
<b>3.6. Измерение собственного джиттера системы передачи</b>	74
<b>3.7. Измерение максимально допустимого джиттера</b>	77
3.7.1. Метод по критерию увеличения параметра BER	79
3.7.2. Метод с использованием критерия появления ошибок	80
3.7.3. Структура маски MTJ	81
<b>3.8. Измерение передаточной характеристики джиттера</b>	82
<b>3.9. Вопросы методологии измерений джиттера составного канала</b>	84
<b>3.10. Методология измерений вандера</b>	85
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ</b>	90
<b>ЛИТЕРАТУРА</b>	91

## ВВЕДЕНИЕ

Учебно-методические материалы «Новые технологии измерения в цифровых каналах передачи информации» подготовлены для того, чтобы познакомить преподавателей радиофизического факультета, научные интересы которых не связаны с технологией передачи данных, с основными параметрами, измеряемыми в цифровых каналах передачи информации, их влиянием на работоспособность каналов и методами измерений. Именно поэтому далее вовсе не рассматриваются вопросы измерения «традиционных» параметров информационных сигналов и аппаратуры связи, таких как амплитуда, мощность, частота, фаза, спектральные характеристики сигналов и передаточные характеристики аппаратуры. Все внимание уделено обсуждению методологии измерений информационных характеристик дискретных сигналов и каналов для их передачи. К наиболее важным из этих характеристик относятся частота появления битовых ошибок, количество сильно пораженных ошибками секунд работы канала, время неготовности канала и т.д. Специально рассмотрены вопросы измерения джиттера аппаратуры и канала передачи дискретной информации – параметра, характеризующего качество синхронизации в канале. Рассматриваются причины появления в практике измерений современных цифровых систем передачи информации двух подходов: “метрологического” и “технологического” и проводится сравнение этих подходов.

Материалы содержат следующие разделы: «измерительные технологии» в цифровых каналах связи, специфические измерения параметров цифровых каналов передачи информации, методология измерения джиттера в цифровых каналах передачи.

Ознакомление с предлагаемыми материалами позволит специалистам из смежных областей радиофизики лучше представлять проблемы метрологического обеспечения цифровых систем передачи информации и современные методы их решения.

При подготовке учебно-методических материалов использованы источники, перечисленные в списке литературы.

# 1. "ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ" В ЦИФРОВЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ

## 1.1. Понятие "измерительной технологии"

В своей книге "Методы измерений в системах связи" [1] автор И.Г. Бакланов на первой ее странице вводит понятие "измерительной технологии" как альтернативу, в некотором смысле, классической метрологии.

**Измерительная технология – это совокупность методов, подходов к организации измерений и интерпретации результатов, конкретных методик, а также измерительных средств (приборов и средств контроля), необходимая для качественного обслуживания соответствующего направления развития технологии средств связи.**

В обоснование своего столь серьезного шага он приводит ряд доводов, с которыми, с одной стороны, нельзя не согласиться, с другой стороны, можно оспаривать их достаточность. Однако, очевидно то, что реальное положение дел в области измерений для цифровых систем связи не соответствует методам метрологии как науки и правилам метрологии как единой системы проведения измерений.

Обсудим вызывающие это несоответствие причины. Во-первых, это высокие темпы развития технологии средств связи, качественное изменение задач и способов их решения, непрерывный характер изменений, происходящий в сфере услуг связи в течение последних 20 лет. Естественно, что этот процесс сопровождается таким же непрерывным изменением задач и методов проведения измерений для создания и обслуживания систем связи. Это, в свою очередь, неизбежно ведет к отставанию в области разработок специализированных измерительных средств и стандартизированных методик измерений.

Во-вторых, современное развитие измерительной техники идет по пути ее высокой специализации и технологичности. В области измерительной техники для сетей связи это привело к созданию узкоспециализированных приборов – анализаторов протоколов и логического взаимодействия интеллектуальных устройств. Этот класс измерительной техники не рассматривается современной метрологией (функции этих приборов вряд ли можно безусловно назвать измерениями в рамках общепринятых определений), тем не менее он имеет высокую эксплуатационную значимость.

В-третьих, с развитием технологий телекоммуникаций растет роль измерительной техники в развитии и эксплуатации систем связи. Процесс совершенствования измерительных технологий тесно связан с общей тенденцией усложнения высоких

технологий в процессе их развития во второй половине XX века. Основными тенденциями развития являются: миниатюризация, экономичность и, как следствие, усложнение.

Этот процесс наглядно виден на примере развития современных технологий цифровой связи. Так, сложность систем связи объективно повышается с переходом к цифровым системам передачи с высокой пропускной способностью (SDH), новым принципам мультиплексирования (ATM), новым концепциям систем сигнализации (ОКС 7 и протоколов ведомственных сетей ISDN), новым сетевым концепциям предоставления услуг пользователям (интеллектуальные сети). Этот процесс связан с увеличением пропускной способности систем передач, снижением стоимости интеллектуальных устройств и внедрением в современные телекоммуникации принципов распределенной обработки информации. В связи с этим возникают задачи контроля и настройки работы интеллектуальных систем, каковыми в настоящее время являются сети связи. Этот процесс идет двумя путями: первый – развитие систем внутренней диагностики интеллектуальных узлов сетей, второй – применение современной измерительной техники.

Учитывая, что развитие средств связи идет очень динамично, разработка систем самодиагностики и их отработка несколько отстают от развития самих средств связи. Таким образом, применение независимых от оборудования систем контроля в ряде случаев является единственно корректным решением. В результате роль измерительной техники на сети связи повышается с развитием новых технологий.

Измерительная техника на сетях современных телекоммуникаций играет важную роль - настройка и оптимизация сетей связи, поиск неисправностей и причин конфликтов, разрешение конфликтных ситуаций. Таким образом, основной движущей силой развития измерительных технологий является усложнение современных систем связи.

Распространенное мнение о том, что цифровые системы связи лучше, надежнее и поэтому требуют в меньшей степени обслуживания на этапе эксплуатации, не верно. Действительно, верно, что цифровые технологии обеспечивают лучшее качество связи, меньшие эксплуатационные затраты, лучший контроль за ресурсом сети. Верно также, что хорошо отлаженная, "ухоженная" цифровая сеть требует в меньшей степени обслуживания. Однако также верно, что "неухоженная" цифровая сеть деградирует гораздо быстрее аналоговой и требует при восстановлении гораздо больших затрат. Это - объективная плата за сложность технологии цифровой передачи. Цифровым телекоммуникациям свойственен так называемый "пороговый эффект деградации", когда ухудшение параметров не приводит долгое время к ухудшению качества связи. При

достижении определенного порога параметры качества изменяются скачкообразно. Обычно в этом случае довольно сложно выделить сразу причину нарушения связи, поскольку причиной является накопленные в течение длительного времени отклонения от нормы нескольких параметров.

На практике часто встречается заблуждение о том, что иностранные фирмы, обеспечивающие пуск участков цифровых сетей, должным образом настроят сеть и в дальнейшем ее работа не потребует квалифицированной эксплуатации. Такой подход ведет к зависимости операторов сети от инофирм, что является негативным фактором. С уверенностью можно сказать, что использование современной измерительной техники дает операторам ключ к пониманию процессов, происходящих в сети. В этом случае поиск конфликтных ситуаций и противоречий, "тонкая настройка" сети помогают добиться максимальной эффективности ее работы, а также понять принципы новой технологии.

Эта роль измерительной техники является новой в практике отечественной связи. До сих пор измерительная техника служила для контроля работы сети и соответствия ее узлов отечественным стандартам. В этом случае имелись четкие рекомендации по методологии измерений на сетях связи, т.е. указания на прибор, методику измерений и параметры измерений. В современной ситуации процесс стандартизации технологии значительно отстает от развития самих технологий. Четких рекомендаций по использованию измерительной техники и эксплуатационной методологии нет и в ближайшем будущем не предвидится. Измерительная техника, применяемая современными операторами, используется не только для проверки на соответствие стандартам (в первую очередь международным), но и для изучения процессов, протекающих в сети. Это позволяет операторам быстро осваивать новые технологии на международном уровне, что является необходимым условием дальнейшей успешной работы.

Еще одна важная особенность современной измерительной техники для телекоммуникаций состоит в том, что с развитием цифровизации сетей связи происходит упомянутая выше специализация измерительной техники. Еще 15 – 20 лет назад для обслуживания аналоговых сетей связи применялась общеизмерительная техника (генераторы, осциллографы, частотомеры и т.д.) или ее модификации с учетом параметров систем связи. Развитие цифровых систем передачи и коммутации привело к тому, что измерительная техника для телекоммуникаций стала высоко специализированной. Это означает, что ее в большинстве случаев невозможно использовать в других областях



человеческой деятельности. Современные измерительные приборы для телекоммуникаций, такие как анализаторы протоколов сигнализации, анализаторы цифровых систем передачи, измерительные приборы ВОЛС и др., составляют рынок специализированной техники, который до последнего времени не рассматривался ни в технической, ни в экономической литературе.

Теперь следует уяснить, в чем конкретно отличаются друг от друга классический “метрологический” и “технологический” подходы к технике измерений в цифровых сетях связи. Из самих определений ясно, что метрология – это наука об измерениях физических величин, а измерительная технология – это комплекс знаний прикладного значения, в этом смысле эти два понятия мало пересекаются. Противоречия между классической метрологической и технологической точкой зрения возникают при рассмотрении вопросов классификации измерительного оборудования и спецификации измеряемых параметров. Эти противоречия приведены в таблице 1.1. Как видно из таблицы, при описании измерений в современных телекоммуникациях имеют место разные взгляды на одни и те же проблемы.

ТАБЛИЦА 1.1.

Сравнение метрологического и технологического подходов

<b>Проблема</b>	<b>Метрологический подход</b>	<b>Технологический подход</b>
Методологический подход к описанию измерений	Фундаментально-научный, математическое моделирование, анализ погрешностей измерений	Прикладной анализ, учет экономических факторов и динамики развития рынка телекоммуникаций. Использование принципа "разумной достаточности" при проведении эксплуатационных измерений
Что является предметом измерений?	Физические величины (параметры сигналов, используемых в телекоммуникациях)	Физические величины (параметры сигналов) и алгоритмы взаимодействия логических устройств, используемых в системах связи
Развитие методов измерений во времени	Стабильные методики, практически не изменяются во времени. Можно говорить о стационарной методологии измерений	Развитие методов подчиняется динамике развития измерительной технологии на рынке. Динамичное развитие.

Проработанность методов измерений	Высокая, вплоть до детальных методик	Средняя, до общих подходов к организации измерений и интерпретации результатов. Высокая, если использует достижения метрологии (обычно в случае измерения параметров сигналов)
Принцип классификации измерений	По способу получения результатов (прямые, косвенные, совместные и совокупные измерения). По точности измерений: измерения максимально возможной точности, лабораторные (поверочные) измерения, технические измерения	По эксплуатационной направленности и использованию в различных частях системы электросвязи (измерения PDH, SDH, телефонных сетей и т.д.). По задачам измерений (эксплуатационные и системные измерения)
Принципы классификации измерительных средств (приборов)	Подгруппы средств измерений. Классификация по типам измеряемых физических величин (например, вольтметры, измерители мощности, осциллографы, анализаторы ГВЗ и т.д.). Тенденция к универсализации приборов приводит к тому, что некоторые приборы могут относиться к нескольким группам	По использованию средств измерений в соответствующей технологии связи (например, измерительная техника для обслуживания систем SDH, PDH, ATM, ISDN и т.д.) Поскольку спецификации измеряемых параметров технологий могут пересекаться, некоторые приборы могут относиться к нескольким группам
Принцип разработки методов измерений	"Внутренняя" методология, требует рассмотрения внутреннего алгоритма работы прибора. Измерительные комплексы рассматриваются обычно в контексте лабораторных измерений	"Внешняя" методология, прибор рассматривается как элемент единого эксплуатационного измерительного комплекса. Измерительные комплексы рассматриваются в контексте эксплуатационных измерений

**Метрология** представляет собой фундаментальную науку, использующую современную теорию эксперимента и математический аппарат для оценки погрешностей, охватывающую не только научные, но и административно-хозяйственные и отчасти юридические области знаний. С точки зрения классической метрологии почти все специфические для цифровых сетей связи измерения относятся по классу точности к

техническим измерениям, тогда как метрология описывает (и отдает им приоритет) и два другие класса измерений.

Вместе с тем технологический подход дает возможность комплексного анализа измерений, необходимых для эксплуатации современных систем связи. Современная классическая метрология такой возможности не дает по следующим причинам.

- Основным предметом метрологии является измерение физических величин. Все классификации методов измерений и измерительных средств построены на разделении по измеряемым величинам или параметрам. Комплексное решение по программе измерений в современных системах связи может включать сотни таких параметров и анализ процессов взаимосвязи между ними. В результате, поставив в основу классификации измеряемые параметры, мы можем получить комплексные решения только в самых простых случаях.
- Современные системы связи состоят из множества логических устройств, использующих для взаимодействия различные сигнальные и информационные протоколы. В последнее время половина всех оборотных средств телекоммуникаций идет на модернизацию программного обеспечения. Именно это направление развивается революционно. Встает задача описания технологии измерений, связанных с логическим анализом алгоритмов взаимодействия этих устройств. В современных телекоммуникациях такие измерения составляют большую часть. В то же время рассмотрение этих измерений требует перейти от измерения параметров сигналов к анализу алгоритмов, а процесс преобразования сигнала заменить алгоритмическим процессом конвертации протокола. Классическая метрология этого не делает и не может сделать в силу постулатов, лежащих в ее основе.
- Современные телекоммуникационные системы строятся на основе семиуровневой модели взаимодействия открытых систем. Классическая метрология как наука об измерениях физических параметров ориентирована на задачи первого уровня модели, однако в реальной практике остальные уровни не менее важны.
- Классическая метрология является фундаментальной дисциплиной, не обеспечивающей достаточно быстрого реагирования на запросы специалистов в области связи в условиях современной НТР. Технологический подход дает возможность учесть временное развитие методов измерений, связанное с решением прикладных задач телекоммуникаций.

В то же время несомненное преимущество классической метрологии – использование математического аппарата для анализа погрешностей и обоснования метода измерений, присутствует в технологическом подходе при измерениях физических параметров.

Резюмируя все вышеперечисленное, сформулируем несколько тезисов по поводу взаимосвязи двух точек зрения на проблемы измерений в современных телекоммуникациях.

1. Метрология – наука, метрологический подход к измерениям – сугубо фундаментальный. Технологический подход является сугубо прикладным и ориентирован на эксплуатационные измерения в современных системах связи.

2. Технологический подход использует достижения современной метрологии в вопросах измерений параметров сигналов современных телекоммуникаций. В то же время само понятие измерений в технологическом подходе является более широким и включает также анализ протоколов взаимодействия логических устройств в сети.

3. Технологический подход не является новой парадигмой метрологии. С точки зрения метрологии технологический подход – решение прикладной задачи описания технических измерений.

4. В области современных телекоммуникаций только технологический подход дает в полной мере возможность анализа и описания методов организации эксплуатационных измерений и построения комплексных измерительных решений в современных сетях связи. Метрологический подход такой возможности не дает.

5. С другой стороны, возникший в силу объективных причин разрыв между технологическим подходом и традиционной метрологией имеет ряд негативных последствий. В первую очередь это проявляется в неприменимости методов оценки погрешностей и достоверности полученных результатов измерений методами метрологии. В общем, метрологические методы интерпретации результатов зачастую не годятся для анализа специфических измерений в цифровых сетях связи. Во-вторых, отсутствие единой внутренне логически связанной с метрологией системы таких измерений приводит к необходимости решать многие новые измерительные задачи "с нуля", не опираясь на фундамент уже известных метрологических решений. В-третьих, отсутствие такой системы значительно затрудняет унификацию измерительных процедур, сопоставление количественных результатов, полученных для различных систем связи и, тем самым, сравнение этих систем. В четвертых, подготовка специалистов сводится к изучению имеющихся "комплексных измерительных решений" для конкретных систем связи, что неизбежно приводит к значительным затратам времени и отставанию уровня подготовки

обслуживающего персонала от современного уровня развития технологии. И, наконец, "комплексные измерительные решения", реализованные фирмами – разработчиками, зачастую не соответствуют действующим стандартам (фактически, противоречат закону), что вызывает значительные административные и юридические проблемы, которые решаются в каждом конкретном случае отдельно.

Метрологический подход к измерениям в области современных систем связи был широко развит отечественной наукой. В силу ограниченности самого подхода исследования велись обычно в направлении измерений параметров сигналов (например, в области технологии радиоизмерений, измерений параметров оптических и электрических кабелей). Возможно, ограничения метрологического подхода обусловили то, что до последнего времени тема алгоритмических измерений практически не обсуждалась в отечественной литературе, да и в настоящее время это обсуждение не носит системного характера.

Следует отметить, что для исключения путаницы между технологическим и метрологическим подходом вслед за И.Г. Баклановым мы будем использовать понятие **методологии измерений** как совокупности методов организации измерений физических величин. Методология является частью метрологии, но не единственной частью. При использовании технологического подхода рассмотрение методологии важно для понимания факторов, влияющих на точность измерений и правильность интерпретации результатов. Знание методологии помогает выделить "разумно-достаточную" спецификацию параметров при эксплуатационных измерениях.

## **1.2. Классификация измерительных технологий для цифровых сетей связи**

### *1.2.1. Области применения измерительных технологий*

Измерения применяются на всех этапах функционирования цифровых сетей связи от разработки до обслуживания. Перечислим основные типы измерений, присущие каждому этапу, в таблице 1.2.

ТАБЛИЦА 1.2.

Основные типы измерений на различных этапах функционирования сети

<b>Этапы функционирования сети связи</b>	<b>Основные типы измерений</b>
Разработка, интеграция, проверка на соответствие	Тестирование компонентов, взаимное согласование между программным и аппаратным обеспечением, нагрузочные тесты
Производство	Тестирование плат и компонентов (годен/не годен) при максимальной нагрузке
Инсталляция	Покомпонентный долговременный анализ
Поиск неисправностей и техническое обслуживание	Индикация и локализация неисправностей, реконфигурация, оптимизация рабочих характеристик сети, измерение качества обслуживания
Ремонт, калибровка	Локализация неисправностей с точностью до платы, симуляция эксплуатационных условий

### 1.2.2. Цели измерений

Проведение измерений на всех этапах функционирования сети связи преследует следующие цели.

- Проверка соответствия показателей качества системы требованиям соответствующих Рекомендаций ИТУ-Т (Международный союз электросвязи – подразделение телефонии) или ИТУ-Р (Международный союз электросвязи – подразделение радиосвязи).
- Тестирование готовности сети.
- Контроль качества предоставляемых услуг.
- Оптимизация сетевого планирования и расширения сети.
- Поиск неисправных линий.
- Контроль параметров сети при установке нового оборудования и программного обеспечения (при масштабировании).
- Проверка вновь сконфигурированных линий.
- Стрессовые и нагрузочные измерения.
- Статистический анализ.
- Контроль передачи сигнализации системой встроенного контроля.
- Анализ протоколов связи.
- Симуляция реального поведения сети или специфических ошибок.

- Проверка параметров (качества) среды распространения.
- Оценка допусков ошибок.
- Диагностика технического состояния компонентов, раннее обнаружение неисправностей.
- Решение проблем совместимости (внутрисистемной и межсистемной).

### *1.2.3. Системное и эксплуатационное измерительное оборудование*

Всю измерительную технику для современных систем связи можно условно разделить на два основных класса: системное и эксплуатационное измерительное оборудование. Требования к аппаратуре разных классов значительно отличаются, соответственно отличаются функции приборов, схемы их использования, спецификация тестов и т.д.

К **системному оборудованию** относится измерительное оборудование, обеспечивающее настройку сети в целом и ее отдельных узлов, а также последующий мониторинг состояния всей сети. Системным оно называется потому, что современное оборудование этого класса имеет широкие возможности интеграции в измерительные комплексы, сети измерительных приборов и может входить в качестве подсистем в автоматизированные системы управления связью.

Для системного оборудования основным требованием является максимальная функциональность прибора: его спецификация тестов должна удовлетворять всем существующим и большинству перспективных стандартов. В противном случае прибор не обеспечит полной настройки и оценки параметров сети или тестируемого устройства. Вторым требованием является возможность интеграции в системы приборов и с вычислительными средствами и сетями передачи данных. Требования модернизируемости важно в силу быстрого развития технологии и принятия новых стандартов. Удобство работы является следующим по важности, т.к. отсутствие "дружественного" интерфейса у многофункционального прибора может стать серьезным препятствием при его эксплуатации. Стоимость и портативность системного оборудования обычно не имеют решающего значения.

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

#### 1.2.4. Измерения в различных частях системы электросвязи

Структурная схема современной сети цифровой электросвязи представлена в таблице 1.3.

Таблица 1.3.

Структурная схема сети цифровой электросвязи

Среда распространения сигнала	Эфир, электрический кабель, оптоволокно
Первичная сеть	ИКМ (СРМ), PDH, SDH, АТМ
Вторичные сети	Телефония, сети передачи данных (пакетная связь), ISDN, АТМ, мобильная радиосвязь, специализированные сети связи, сети сигнализации (ОКС-7)

В основе системы электросвязи лежит **первичная сеть**, включающая в себя среду распространения сигнала и аппаратуру передачи сигнала, обеспечивающую создание типовых каналов и трактов первичной сети, которые используются для передачи информации. В современной системе электросвязи используется три среды распространения сигнала: радиоэфир, электрический кабель и оптоволокно. Цифровая первичная сеть строится на основе принципов импульсно-кодовой модуляции (ИКМ или по-английски – РСМ) и трех различных принципов мультиплексирования сигналов: плезиохронной цифровой иерархии (PDH) – принцип мультиплексирования, где все базовые системы и мультиплексоры более высоких порядков имеют собственное независимое тактирование, синхронной цифровой иерархии (SDH) – принцип синхронного мультиплексирования, и асинхронного режима передачи (АТМ) – принцип асинхронной передачи данных ячейками фиксированного размера.

Типовые каналы и тракты первичной сети используются различными **вторичными сетями**: цифровой телефонии, сетями передачи данных (пакетная связь), сетями с интегрированными услугами (ISDN) – передача аудио-, видео- и цифровой информации, АТМ – универсальная система передачи данных, мобильная радиосвязь, специализированные сети связи, сети сигнализации (ОКС-7) – система сигнализации сетей общего пользования. Специфической чертой технологии АТМ является то, что она охватывает не только вторичную, но и первичную сеть, образуя единую транспортную среду. В соответствии с описанной структурой может быть предложена следующая классификация измерительных технологий.



Первый уровень измерений – измерения в средах распространения сигналов: в кабелях и радиоэфире. Измерения включают в себя как тестирование параметров среды распространения, так и измерения параметров сигналов в среде. Радиоэфирные измерения обычно тесно связаны с измерениями более высокого уровня (на вторичных сетях).

Второй уровень измерений – это измерения цифровых трактов первичной сети.

Третий уровень измерений – измерения на вторичных сетях связи, обычно включающие следующие группы измерений:

- измерения канального уровня – измерения интерфейсов с первичной сетью, характеристик каналов вторичных сетей и цикловой (пакетной) структуры передаваемой информации – обычно тесно связаны с измерениями второго уровня, т.к. каналообразующая аппаратура (мультиплексоры) чаще всего конструктивно и функционально объединена с приемо-передающей аппаратурой;
- протокол – анализ работы устройств вторичных сетей – единая группа измерений для всех вторичных сетей при учете различий в протоколах сигнализации – необходим для анализа корректной работы и выявления возможных противоречий в работе узлов сети;
- измерения (имитация) трафика;
- измерения параметров качества предоставляемых услуг – это измерения весьма разнородных для различных вторичных сетей параметров, таких как время ожидания, задержки в канале, дисперсия задержек, пропускная способность, частота появления ошибок и т.п.

Все группы измерений, проводимых в среде распространения сигнала, и большинство измерений на первичной сети фактически сводятся к вполне традиционным с точки зрения метрологии измерениям амплитуды, фазы, частоты, времени задержки, частотного спектра сигнала, функции распределения ошибок. С другой стороны, большинство измерений на вторичных сетях сводятся к оценке нефизических параметров, например, эффективности или "качества работы" сети. Результаты таких измерений могут косвенно указать на возможную причину ухудшения параметров сети. Метрологический подход к таким измерениям, мягко говоря, весьма затруднен, да и вряд ли уместен, т.к. качественным (пороговым) критерием качества таких измерений является соответствие параметров сети связи Рекомендациям международных организаций, а единственным количественным критерием качества таких измерений, по-видимому, является коммерческий успех провайдера услуг связи.

## 2. СПЕЦИФИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЦИФРОВЫХ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Согласно принятым терминам и определениям под *каналом передачи* понимается комплекс технических средств и среды распространения, обеспечивающих передачу сигнала электросвязи в полосе частот и скоростью, характерных для данного канала. Если в канале информация передается в дискретном (цифровом) виде, такой канал называется *цифровым каналом*. Соответственно, важнейшим показателем назначения канала передачи информации, который необходимо измерять, является достоверность передачи информации. В цифровых каналах этот показатель характеризуется числом ошибок, возникающих при передаче дискретной информации.

Постоянно действующим фактором, вызывающим появление ошибок, является всегда присутствующий в канале стационарный шум. Можно справедливо полагать, что количество передаваемых дискретных символов в канале очень велико, при нормальной работе канала количество ошибок во много раз меньше общего числа передаваемых символов, но также очень велико, при этом ошибки возникают независимо друг от друга. Сделанные предположения определяют описание процесса возникновения ошибок пуассоновским процессом, который может быть полностью описан с помощью интервала времени  $T$  между последовательными ошибками. Величина  $T$  – случайная с плотностью распределения вероятности

$$W(T) = ae^{-aT}, T > 0,$$

где  $a$  – средняя плотность числа ошибок за единицу времени (или средняя скорость счета) [2]. Можно видеть, что величина  $a$  полностью определяет закон распределения вероятности возникновения ошибок. При заданной скорости передачи символов в канале она может быть определена как средняя плотность числа ошибок за фиксированное (большое) число переданных символов, т.е. как среднее значение отношения ошибочно переданных символов к общему числу переданных символов за время работы (или измерения) канала.

Однако помимо постоянно присутствующего в канале стационарного шума имеются другие факторы, вызывающие появление ошибок, как внутренние, так и внешние по отношению к каналу передачи информации [3].

*К внутренним источникам ошибок относятся:*

- различные нестабильности во внутренних цепях синхронизации цифровых устройств, дрейф в системе внутренней синхронизации устройства;

- нестабильности, связанные с измерением характеристик компонентов со временем;
- перекрестные помехи в цепях устройств;
- нарушения в работе эквалайзеров и в процессах, связанных с неравномерностью АЧХ;
- повышение порога по шуму, связанное с изменением параметров модулей устройств со временем.

К *внешним источникам ошибок* можно отнести различные параметры, воздействующие на цифровой канал:

- перекрестные помехи в каналах передачи;
- паразитная фазовая модуляция принимаемого сигнала (джиттер) в системе передачи;
- электромагнитная интерференция (помехи от машин, флуоресцентных ламп и т.д.);
- вариации питания устройств;
- импульсные шумы в канале;
- механические повреждения, воздействие вибрации, плохие контакты;
- деградация качественных параметров среды передачи (электрического или оптического кабеля, радиочастотного канала и т.д.);
- глобальные нарушения, связанные с разрушением канала цифровой передачи.

Очевидно, что все эти дополнительные факторы, влияющие на частоту появления ошибок, являются нестационарными процессами, т.е. частота появления ошибок может значительно увеличиваться в те интервалы времени, когда проявляется их действие. Именно эти интервалы времени и являются обычно поводом для проведения измерений, т.к. определяют качество работы канала передачи информации. Для описания нестационарного процесса появления ошибок применяются временные характеристики, описывающие динамику изменения основного параметра – средней частоты появления ошибок.

Если рассмотреть влияние помех на параметры качества работы цифровой системы передачи, можно отметить, что влияние ошибок отличается для различных услуг и систем передач в зависимости от следующих факторов:

- типа передаваемого трафика (голос, данные, видео, мультимедиа и т.д.);
- типа системы передачи, принципа кодирования и наличия цепей резервирования передачи сигнала;
- количества и частоты ошибок;
- распределения ошибок (равномерно распределенные ошибки, ошибки, возникающие пакетами и т.д.);

- источника помехи;
- устойчивости принятого в системе передачи принципа передачи цифровой информации к ошибкам;
- устойчивости принятого в системе передачи принципа передачи цифровой информации к другим факторам воздействия (джиттеру, нестабильности синхронизации и т.д.).

В связи с этим в качестве измеряемых параметров приняты к применению в различных приложениях несколько сходных величин, образованных от универсального параметра, характеризующего частоту появления ошибок в *бинарном* канале, т.к. одна ошибка в бинарном канале соответствует потере одного бита передаваемой информации.

## **2.1. Понятие бинарного канала и методы анализа его параметров**

*Бинарный цифровой канал* (рис. 2.1) – цифровой канал с передачей информации в простой двоичной форме (без линейного кодирования). В современных телекоммуникационных системах для передачи цифровой информации используются различные типы модуляции и многоуровневого кодирования, однако окончательное оборудование систем передачи в той или иной степени использует именно бинарный цифровой канал, поэтому методология измерений бинарного канала составляет фундамент измерений цифровых каналов связи и имеет особенное значение. Более того, даже для анализа систем с различными типами модуляции и кодирования с целью унификации номенклатуры измеряемых параметров и удобства сопоставления показателей качества используются данные методологии измерений по битам, т.е. имитируется процесс декодирования (демодуляции) сигнала до двоичного вида, а затем анализируется полученный сигнал. Таким образом, методология измерений параметров бинарного канала представляет собой определенный инвариант методологий измерений любых цифровых каналов.

Основное назначение бинарного цифрового канала – это передача цифровой информации в двоичной форме, т.е. в виде битов. Поэтому основные параметры качества такой цифровой передачи связаны с параметром ошибки по битам (Bit Error Rate – BER) и его производными. Измерения по параметру BER вошли в методики измерений первичных и вторичных сетей.

Различают два типа измерений бинарного канала – с отключением и без отключения канала. Измерения *с отключением канала* предусматривают, что канал не используется в процессе измерений для передачи реального цифрового трафика. В этом случае в качестве источника и приемника двоичного сигнала используются анализаторы цифрового канала.

Измерения *без отключения* канала предусматривают использование специальных алгоритмов анализа параметров канала при передаче реального трафика.

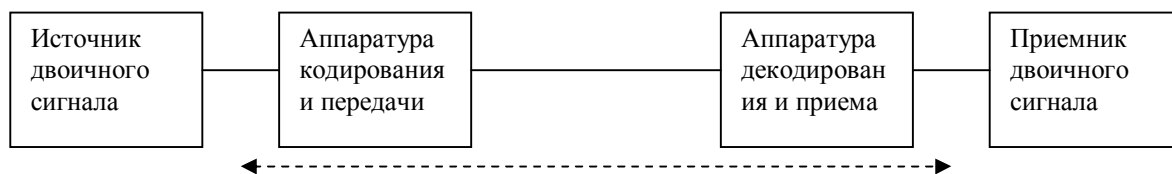


Рис. 2.1. Бинарный цифровой канал

При измерениях с отключением канала сигнал передается в виде тестовой последовательности, которая на другом конце канала (приемник) принимается и затем проводится анализ ошибок, вносимых каналом. Для проведения измерений анализатор приемника должен обеспечивать предсказание структуры последовательности, т.е. требуется так называемая синхронизация тестовой последовательности. Для измерений используются разные тестовые последовательности, фиксированные и псевдослучайные, с различными алгоритмами синхронизации тестовой последовательности. Измерения с отключением канала – это единственный метод анализа параметров бинарного цифрового канала с точностью до единичной битовой ошибки. Это гарантируется принципом сравнения реальной принятой последовательности битов с предсказанной, которая, в свою очередь, точно совпадает с генерируемой последовательностью.

Измерения без отключения канала часто называются *мониторингом*, поскольку измерения производятся в режиме работающего канала, а анализатор в этом случае подключается параллельно и осуществляет пассивный мониторинг канала. Алгоритм организации измерений основан на применении различных типов цикловых кодов или служебной информации, передаваемой в канале. Действительно, в реально работающем канале, несущем реальный трафик, нет возможности предсказания передаваемой информации, следовательно, нет возможности простого сравнения реальной последовательности битов с предсказанной последовательностью, поэтому невозможно локализовать единичную битовую ошибку. Методы измерения без отключения канала основаны на идентификации битовой ошибки в некотором блоке переданной информации, таким образом, объективная точность измерения ограничена размерами блока, обычно две ошибки в блоке идентифицируются как одна. В то же время несомненное преимущество метода – отсутствие необходимости отключения канала – определило широкое его распространение. Ниже будут рассмотрены основные принципы, используемые как в методах с отключением канала, так и в методах без отключения канала.

## 2.2. Основные параметры, измеряемые в бинарном цифровом канале

Как уже отмечалось выше, технология измерений параметров бинарного цифрового канала является фундаментом для измерений любых цифровых каналов, в связи с чем практически все параметры, измеряемые в бинарном цифровом канале, используются в технологии измерений цифровых каналов первичной и вторичных цифровых сетей.

Прежде чем рассматривать технологию измерений параметров бинарного цифрового канала, необходимо определить эти параметры. Ниже приведены основные параметры, измеряемые в бинарном цифровом канале, которые описаны в соответствии с сокращениями, используемыми в меню большинства приборов. В основном это параметры, используемые для анализа характеристик бинарного канала согласно рекомендациям ИТУ-Т G.821, G.826 и M.2100 (*ITU-T – International Telecommunication Union – Telephony group*).

**AS – availability seconds** – *время готовности канала (с)* – вторичный параметр, равный разности между общей длительностью теста и временем неготовности канала.

**AS (%) – availability seconds** – *относительное время готовности канала* – параметр, характеризующий готовность канала, выраженный в процентах. В отличие от AS, AS (%) является первичным параметром и входит в число основных параметров рекомендации G.821. Его можно интерпретировать как вероятностную меру качества предоставляемого пользователю канала.

**BBE – background block error** – *блок с фоновой ошибкой* – блок с ошибками, не являющийся частью SES (см. далее), применяется при анализе ошибок по блокам. Является важным параметром, вошедшим в рекомендацию ИТУ-Т G.826. Фоновая ошибка – это ошибка вследствие действия стационарного шума в канале.

**BIT или BIT ERR – bit errors** – *число ошибочных битов* – параметр, используемый при анализе канала на наличие битовых ошибок, является числителем в выражении для расчета BER. Битовые ошибки подсчитываются только во время пребывания канала в состоянии готовности.

**BBER – background block error rate** – *коэффициент ошибок по блокам с фоновыми ошибками* – отношение числа блоков с фоновыми ошибками ко всему количеству блоков в течение времени готовности канала за исключением всех блоков в течении SES. Является важным параметром, вошедшим в рекомендацию ИТУ-Т G.826.

**BER или RATE – bit error rate** – частота битовых ошибок, коэффициент ошибок по битам – основной параметр в системах цифровой передачи, равный отношению числа битовых ошибок к общему числу бит, переданных за время проведения теста по каналу, находящемуся в состоянии готовности. При обнаружении десяти последовательных секундных интервалов, сильно пораженных ошибками (SES), анализатор переключается на подсчет времени неготовности канала. При этом измерение BER прерывается до восстановления работоспособности канала. Таким образом, управляемые проскальзывания, связанные с потерей одного или нескольких циклов информации, практически не влияют на значение BER. (Проскальзыванием называется повторение или исключение группы символов в синхронной или плездохронной последовательности двоичных символов в результате различия между скоростями считывания и записи в буферной памяти, см. раздел 3). Измерения параметра BER универсальны в том смысле, что не требуют наличия цикловой и сверхцикловой структуры в измеряемом потоке, однако требуют передачи специальной тестовой последовательности и могут быть проведены только в случае полного или частичного отключения цифрового канала от полезной нагрузки.

**BLER – block error rate** – частота блоковых ошибок, коэффициент ошибок по блокам – редко применяемый на практике параметр, равный отношению числа ошибочных блоков данных к общему числу переданных блоков. Под блоком понимается заданное количество битов. Ошибочным блоком считается блок, содержащий хотя бы один ошибочный бит. Обычно значение параметра BLER больше (хуже), чем параметра BER. Его целесообразно измерять только в тех сетях передачи данных, где информация передается блоками фиксированного размера, а параметр BLER является важной характеристикой канала с учетом кадровой (цикловой) структуры передачи.

Например, для сетей АТМ принята кадровая структура передачи в виде кадров длины 53 бита. Ошибочный кадр уничтожается (дискартируется). В этом случае можно считать кадр АТМ как блок длиной в 53 бита, а эквивалентом BLER будет параметр ошибки по кадрам CER (Cell Error Rate) . В другом примере в качестве эквивалента блока может выступать сверхцикл ИКМ, а эквивалентом BLER будет ошибка по CRC.

**CLKSLIP или SLIP – clock slip** – число тактовых проскальзываний – параметр, характеризуется числом синхронных управляемых проскальзываний, появившихся с момента начала теста. Поскольку проскальзывание ведет к потере части информации, что в свою очередь ведет к потере цикловой синхронизации, на практике используются эластичные управляемые буферы с возможностью управления проскальзываниями. В этом

случае проскальзывания называются управляемыми. В наибольшей степени параметр CLKSLIP связан с параметром неготовности канала (UAS). Сопоставление CLKSLIP и UAS позволяет выявить причину неготовности канала, в частности, связана ли она с нарушением синхронизации. Значение параметра CLKSLIP зависит от размера имитируемого прибором буфера, который может быть от 1 бита до нескольких килобайтов.

**CRC ERR – CRC errors** – *число ошибок CRC* – параметр ошибки, измеренный с использованием циклового избыточного кода (CRC), распространенный параметр определения ошибок реально работающего канала без его отключения и без передачи тестовой последовательности. Необходимым условием измерения параметра CRC является наличие механизма формирования кода в аппаратуре передачи. Встроенные средства самодиагностики большей части современных цифровых систем передачи используют именно этот механизм. Таким образом, при измерении параметра можно не только оценить частоту ошибок, но и проверить работу системы самодиагностики.

При использовании CRC часто возникает вопрос о необходимости измерения одновременно с ним и параметра BER. Здесь необходимо учитывать две особенности применения CRC. Во-первых, каждая ошибка CRC не обязательно связана с ошибкой одного бита информации. Несколько битовых ошибок в одном сверхцикле могут дать только одну ошибку CRC для блока. Во-вторых, несколько битовых ошибок могут компенсировать друг друга и не войти в суммарную CRC. Таким образом, при использовании CRC можно говорить не об истинном уровне ошибок в канале, а только об оценке их величины. Тем не менее, CRC является удобным методом контроля ошибок при проведении сервисного наблюдения за работающим каналом, когда практически невозможно измерить реальные параметры битовых ошибок.

**CRC RATE – CRC errors rate** – *частота ошибок CRC* – показывает среднюю частоту ошибок CRC. По описанным выше причинам бывает лишь частично коррелирован с параметром BER.

**DGRM – degraded minutes** – *число минут деградации качества* – несколько временных интервалов продолжительностью 60 с каждый, когда канал находится в состоянии готовности, но  $BER \geq 10^{-6}$ . Ошибки во время неготовности канала не считаются, а интервалы по 60 с в состоянии готовности канала, пораженные ошибками несколько раз, суммируются.



**DGRM (%) – degraded minutes** – *процент минут деградации качества* – число минут деградации качества, выраженное в процентах по отношению ко времени, прошедшему с момента начала тестирования.

**EB – error block** – *число ошибочных блоков* – параметр, используемый при анализе канала на наличие блоковых ошибок, является числителем в выражении для расчета BLER. Блоковые ошибки подсчитываются только во время пребывания канала в состоянии готовности.

**EFS – errors free seconds** – *время, свободное от ошибок (с)* – один из первичных параметров, в рекомендации G.821 и M.2100/M.550. Отражает время, в течение которого сигнал был правильно синхронизирован, а ошибки отсутствовали, т.е. общее время пребывания канала в состоянии безошибочной работы.

**EFS (%) – errors free seconds** – *процент времени, свободного от ошибок (с)* – то же, что и предыдущий параметр, только выраженный в процентах по отношению к общему времени с момента начала тестирования.

**ES – errors seconds** - *длительность поражения сигнала ошибками, количество секунд с ошибками* - параметр показывает интервал времени поражения всеми видами ошибок в канале, находящемся в состоянии готовности. ES связан с другими параметрами простым соотношением:  $AS=ES+EFS$ .

**ES (%) – errors seconds** – *процент поражения сигнала ошибками* – параметр связан с EFS (%) соотношением:  $ES (\%) + EFS (\%) = AS (\%)$ .

**ESR – errors seconds rate** – *коэффициент ошибок по секундам с ошибками* – параметр, практически равный ES (%).

**LOSS – loss of signal seconds** – *длительность потери сигнала (с)* – параметр характеризует интервал времени, в течение которого сигнал был потерян.

**PATL – pattern loss** – *количество потерь тестовой последовательности* – параметр, характеризующийся числом потерь тестовой последовательности, появившихся с момента начала теста.

**PATL – pattern loss seconds** – *продолжительность времени потери тестовой последовательности* – общее время потери тестовой последовательности с момента начала теста.

**SES – several errors seconds** – *продолжительность многократного поражения ошибками, количество секунд, пораженных ошибками (с)* – SES – интервал времени, измеряемый в секундах, пораженный ошибками несколько раз. В это время частота битовых ошибок составляет  $BER > 10^{-3}$ . Подсчет SES производится только во время

готовности канала. Из определения видно, что SES – составная часть параметра ES. Вторая интерпретация параметра SES связана с измерениями по блоковым ошибкам, тогда SES определяется как односекундный интервал времени, содержащий более 30% блоков с ошибками. Можно сказать, что во время подсчета параметра SES качество канала чрезвычайно плохое. Поэтому параметр SES является очень важным и входит в перечень обязательных к измерению параметров ИКМ рекомендаций G.821 и M.2100/M.550.

**SES (%) – several errors seconds** – *относительная продолжительность многократного поражения ошибками* – тот же параметр, выраженный в процентах.

**SESR – several errors seconds rate** – *коэффициент ошибок по секундам, пораженным ошибками* – параметр, практически равный SES (%).

**SLIP** – *см. CLKSLIP.*

**SLIPS – или CLKSLIPS clock slips seconds** – *продолжительность тактовых проскальзываний* – параметр характеризуется общим временем с наличием синхронных управляемых проскальзываний.

**UAS – unavailability seconds** – *время неготовности канала (с)* – время неготовности канала начинает отсчитываться с момента обнаружения 10 последовательных интервалов SES и увеличивается после каждых следующих 10 последовательных интервалов SES. Счет UAS обычно начинается также с момента потери цикловой синхронизации или сигнала. Этот параметр связан со всеми предыдущими параметрами и определяет стабильность работы цифрового канала.

**UAS (%) – unavailability seconds** – *относительное время неготовности канала* – предыдущий параметр, выраженный в процентах.

### **2.3. Тестовые последовательности**

Для организации измерений с отключением канала используется генератор и анализатор тестовой последовательности, подключенные к разным концам цифрового канала. Между генератором и анализатором тестовой последовательности существует синхронизация по тестовой последовательности, т.е. процедура, в результате которой анализатор имеет возможность предсказания следующего значения каждого принимаемого бита.

В практике используются два типа тестовых последовательностей – фиксированные и псевдослучайные последовательности (ПСП, PRBS – Pseudorandom Binary Sequence).

Фиксированными последовательностями являются последовательности чередующихся повторяемых комбинаций битов. В качестве примера рассмотрим *альтернативную фиксированную последовательность* типа 1010, в которой после каждого 0 идет 1.

Процедура синхронизации тестовой последовательности в этом случае может быть чрезвычайно проста: анализатор заранее запрограммирован на ожидание альтернативной последовательности, при приеме 1 он предсказывает появление в качестве следующего бита 0, и в случае приема 1 делается вывод о битовой ошибке. Реальная процедура синхронизации несколько сложнее, поскольку требуется проверка, не является ли первый принятый бит ошибочным. Для этого производится проверка правильной синхронизации в течение нескольких последовательных групп битов (блоков), при этом сама процедура синхронизации аналогична. Такая процедура синхронизации представляет собой *процедуру без указания на начало цикла*.

Вторым способом синхронизации фиксированной тестовой последовательности является *процедура с указанием начала цикла*, согласно которой начало цикла задается специальным битом или последовательностью битов (ниже называемым битом f).

В практике могут использоваться обе процедуры синхронизации тестовой последовательности. В последнее время производители склоняются к максимально широкому внедрению процедуры с указанием начала цикла, поскольку в этом случае синхронизация тестовой последовательности осуществляется в течение нескольких циклов – порядка 8 - 16 переданных битов. Исключение составляют постоянные фиксированные последовательности 0000 и 1111, где процедура с указанием начала цикла не имеет смысла.

В современной практике используются следующие фиксированные тестовые последовательности:

**1111 – все единицы.** Фиксированная последовательность единиц, которая используется обычно для расширенного и стрессового тестирования канала. Например, если последовательность послана в неструктурированном потоке E1 (*E1 – поток двоичной информации ИКМ со скоростью передачи данных 2Мбит/с – 32 канала E0 по 64 Кбит/с*), то это будет понято как сигнал неисправности (AIS).

**1010 – альтернативная,** фиксированная последовательность из чередующихся нулей и единиц. Последовательность может передаваться без указания или с указанием начала цикла – f01010101.

**0000 – все нули.** Фиксированная последовательность нулей, используемая обычно для расширенного и стрессового тестирования канала.

**FOX.** Фиксированная последовательность FOX используется в приложениях передачи данных. Перевод последовательности в ASCII является предложением "Quick brown fox.". Синхронизация последовательности осуществляется правильным переводом предложения. Ниже приведена последовательность:

**2A, 12, A2, 04, 8A, AA, 92, C2, D2, 04, 42, 4A, F2, EA, 72, 04, 62, F2, 1A, 04, 52, AA, B2, 0A, CA, 04, F2, 6A, A2, 4A, 04, 2A, 12, A2, 04, 32, 82, 5A, 9A, 04, 22, F2, E2, 04, 8C, 4C, CC, 2C, AC, 6C, EC, 1C, 9C, 0C, B0, 50**

**1 - 3 – одна единица на три бита.** Промышленный стандарт 1 в 3-х используется для расширенного и стрессового тестирования канала. Последовательность передается с указанием на начало цикла: f010

**1 - 4 – одна единица на четыре бита.** Промышленный стандарт 1 в 4-х используется для расширенного и стрессового тестирования канала. Последовательность передается с указанием на начало цикла: f0100

**1 - 8 – одна единица на восемь битов.** Промышленный стандарт 1 в 8-ми используется для расширенного и стрессового тестирования канала. Последовательность передается с указанием на начало цикла: f01000000

**3 - 24 – три единицы на 24 бита.** Промышленный стандарт 3 в 24-х используется для расширенного и стрессового тестирования канала. Последовательность передается с указанием на начало цикла: f 0100 0100 0000 0000 0000 0100

Кроме перечисленных стандартных фиксированных последовательностей, могут использоваться произвольные слова и предложения. Процедура синхронизации и анализа битовых ошибок может быть организована на основе указания на начало цикла или на основе проверки правильности перевода слов и предложений. Вторая процедура наиболее часто используется в практике. Использование фиксированных последовательностей в последнее время рекомендовано главным образом для стрессового тестирования аппаратуры кодирования/декодирования. Поэтому часто используются тестовые последовательности с множеством нулей. Как известно, при передаче двоичной последовательности наличие последовательности из нескольких нулей равносильно отсутствию сигнала (0 часто передается сигналом нулевой амплитуды). В результате генерации последовательностей с множеством нулей можно проанализировать работу канала в случае естественного пропадания сигнала.

*Пример 1.* В системах ИКМ (поток E1) в недавнем прошлом использовался линейный код АМІ, в котором отсутствует устойчивость битовой синхронизации в случае появления длинных последовательностей нулей. (АМІ – *Alternate Mark Inversion*, биполярное

линейное кодирование двоичных импульсов, когда нули передаются нулевым уровнем напряжения, а единицы импульсами 1В с чередующейся полярностью). В результате возникает задача анализа частоты сбоев битовой синхронизации измеряемого канала с кодированием АМІ. Для измерений обычно используются последовательности с длинными последовательностями нулей: 1 - 4, 1 - 8 или 3 - 24. Длинная последовательность нулей в этом случае создает возможность сбоя битовой синхронизации, фиксируемого как битовые ошибки при передаче единиц.

*Пример 2.* Неустойчивость битовой синхронизации в случае появления длинных последовательностей нулей кодирования АМІ было преодолено в современном коде ИКМ-систем HDB3, где используется процедура инверсии шестого нуля в алгоритме кодирования (последовательность из шести нулей заменяется специальным символом, передающим информацию о полярности импульса, соответствующей этой последовательности). Работоспособность этой процедуры можно проверить при помощи фиксированных последовательностей с длинными последовательностями нулей: 1 - 8 или 3-24. Кроме того, стабильность битовой синхронизации может быть проверена генерацией последовательности 0000.

Вторым направлением стрессового тестирования является анализ систем передачи с заполнением.

*Пример 3.* В некоторых ИКМ системах сбой аппаратуры на удаленном конце при организации транзита приводит к процедуре заполнения потока Е1 единицами. Эта процедура используется для имитации сбоя: передатчик генерирует последовательность 1111 и анализирует сигнал AIS, передаваемый принимающей стороной.

*Пример 4.* Наличие систем с заполнением требует с особенной осторожностью использовать при измерениях фиксированные последовательности. В некоторых случаях фиксированная последовательность может совпасть с последовательностью заполнения, что может привести к ошибочным результатам.

Так, например, известен случай анализа спутникового канала по параметру ошибки (BER). При анализе использовалась альтернативная последовательность 1010, которая совпала с последовательностью заполнения выходного канала передачи данных от модема. В результате даже после пропадания радиочастотного спутникового канала, анализатор выдавал результат по параметру ошибки  $BER=10^{-5}$ .

Для того чтобы избежать подобных ситуаций, рекомендуется использовать фиксированные последовательности в виде слов или предложений (например, применение

последовательности FOX в описываемом примере сразу идентифицировало неготовность канала), или ПСП.

Псевдослучайные последовательности характеризуются количеством регистров сдвига, используемых при генерации, ( $N$ ) с длиной цикла последовательности  $L=2^N - 1$ . Структура псевдослучайной последовательности связана со схемой генератора ПСП, представленной на рис. 2.2.

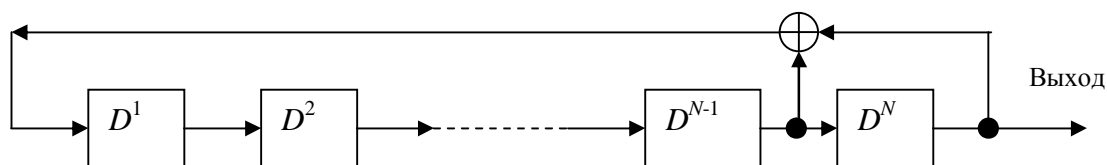


Рис. 2.2. Генератор псевдослучайной последовательности

В основе принципа работы генератора ПСП лежит процедура сверточного кодирования с использованием  $N$  регистров сдвига с одной обратной связью перед регистром  $N$ . Это эквивалентно кодеру сверточного кодирования с полиномом (порождающим многочленом)  $D^N + D^{N-1} + 1$ . Соответственно длина кодированной последовательности зависит от количества регистров сдвига и составляет  $2^N - 1$ . Процедура предусматривает циклическое повторение последовательности через  $2^N - 1$  тактовых импульсов (эквивалентно, битов). Большее количество регистров определяет меньшую повторяемость последовательности.

Для анализа принимаемой ПСП используются два типа анализаторов псевдослучайной последовательности, схемы которых представлены на рис. 2.3 и 2.4. Наиболее часто используется метод анализа ПСП последовательности с обратной связью (рис. 2.3). В этом случае синхронизация последовательности осуществляется следующим образом: петля обратной связи размыкается, производится загрузка данных в регистры сдвига до полного заполнения, затем петля обратной связи замыкается и производится синхронизация по тестовой последовательности.

Вторым методом построения анализатора ПСП является метод без обратной связи, в котором обратная связь является разомкнутой (рис. 2.4). Этот метод в настоящее время практически не используется и признан устаревшим. Основным недостатком его является наличие процессов подавления данных при измерениях каналов с высоким параметром ошибки. Метод был разработан для случаев низкого параметра ошибки в предположении, что сами ошибки возникают случайным образом и описываются нормальным распределением.

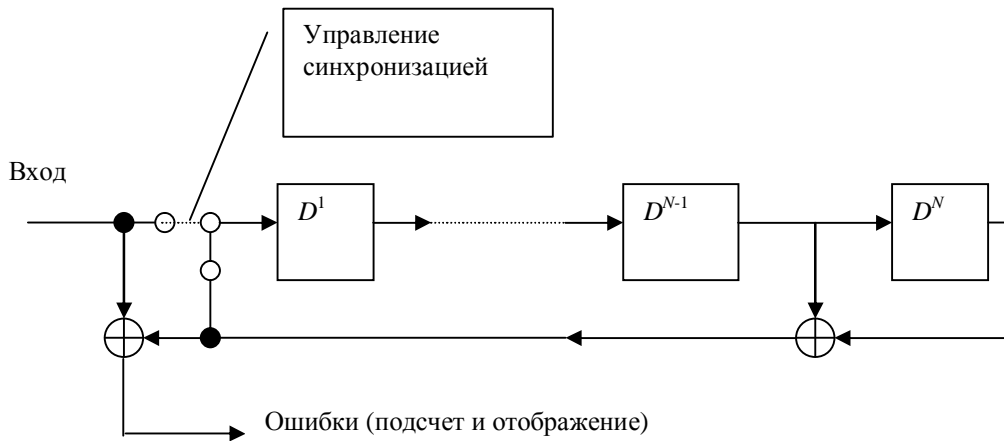


Рис. 2.3. Анализатор ПСП с обратной связью, метод побитового измерения ошибок

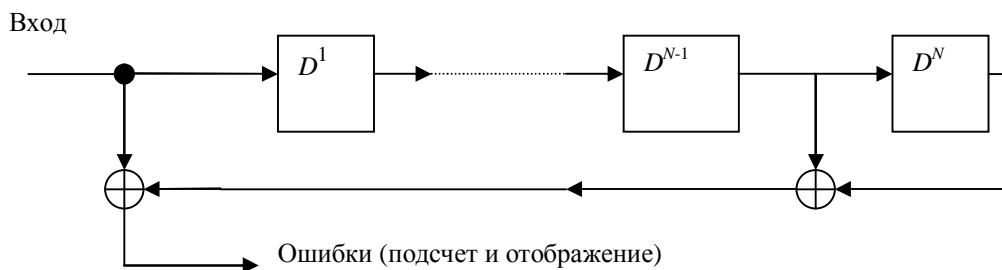


Рис. 2.4. Анализатор ПСП без обратной связи

Современные системы передачи используют алгоритмы кодирования и принципы передачи, приводящие к появлению всплесков ошибок, когда ошибки возникают в виде пакетов. В этом случае алгоритм анализа без обратной связи дает нестабильную работу. В дальнейшем при описании анализа ПСП мы будем исходить из принципов анализа с обратной связью.

Типы псевдослучайных последовательностей, используемые в современной практике:

**2e23** – стандартная  $2e^{23}-1$  псевдослучайная последовательность битов. Сигнал формируется из 23-фазного регистра сдвига без ограничения нулей. Эта последовательность соответствует техническому стандарту ITU O.151. Получила распространение для тестирования высокоскоростных цифровых каналов первичной сети (например, каналов SDH).

**2e20** – стандартная  $2e^{20}-1$  псевдослучайная последовательность битов. Сигнал формируется из 20-фазного регистра сдвига без ограничения нулей. Эта последовательность соответствует техническому стандарту ITU O.151.

**2e15** – стандартная  $2e^{15}-1$  псевдослучайная последовательность битов. Сигнал формируется из 15-фазного регистра сдвига без ограничения нулей. Последовательность может содержать до 14 нулей в строке. Последовательность получила наиболее широкое

распространение для анализа каналов PDH с относительно невысокой скоростью передачи.

**20ITU** – стандартная  $2e^{20}-1$  псевдослучайная последовательность битов. Сигнал формируется из 20-фазного регистра сдвига без ограничения нулей. Последовательность соответствует техническому стандарту ITU O.153. Однако эта последовательность отличается от  $2e^{20}$  последовательности, потому что используются разные механизмы обратной связи при выдаче посредством регистров сдвига. 20ITU подавляет последовательности из более чем 18 нулей, в отличие от 14 нулей в  $2e^{20}$ .

**2047** – короткая ПСП. Сигнал формируется из 11-фазного регистра сдвига без ограничения нулей. Стандартный 2047-битный код получил широкое распространение для анализа вторичных сетей передачи данных, приложений IDN и ISDN.

**511** – короткая ПСП. Сигнал формируется из 9-фазного регистра сдвига без ограничения нулей. Стандартный 511-битный код получил широкое распространение для анализа вторичных сетей передачи данных, в частности он соответствует техническому стандарту ITU V.52.

**127** – короткая ПСП. Сигнал формируется из 7-фазного регистра сдвига без ограничения нулей. Стандартный 127-битный код получил распространение для анализа низкоскоростных каналов передачи данных (например, модемных каналов).

**63** – самая короткая ПСП, применяемая в практике измерений. Сигнал формируется из 6-фазного регистра сдвига без ограничения нулей. Стандартный 63-битный код получил распространение для анализа низкоскоростных каналов передачи данных (например, модемных каналов).

Основными характеристиками ПСП являются:

- длина последовательности в битах;
- вид полинома, соответствующая конфигурация регистров генератора и анализатора ПСП;
- спектральный состав сигнала, зависящий от скорости передачи в канале.

Спектральный состав сигнала ПСП схематически представлен на рис. 2.5. В зависимости от скорости передачи данных в канале используются ПСП различной длины: чем больше скорость, тем большая длина последовательности допускается. Рекомендация ITU-T O.151 определяет значения используемых длин ПСП в зависимости от скорости цифровой передачи в канале согласно табл. 2.1. Кроме рекомендации O.151 существует также рекомендация по выбору тестовой последовательности для канала 64 кбит/с -  $2^{11}-1$ , приведенная из рекомендации O.152.



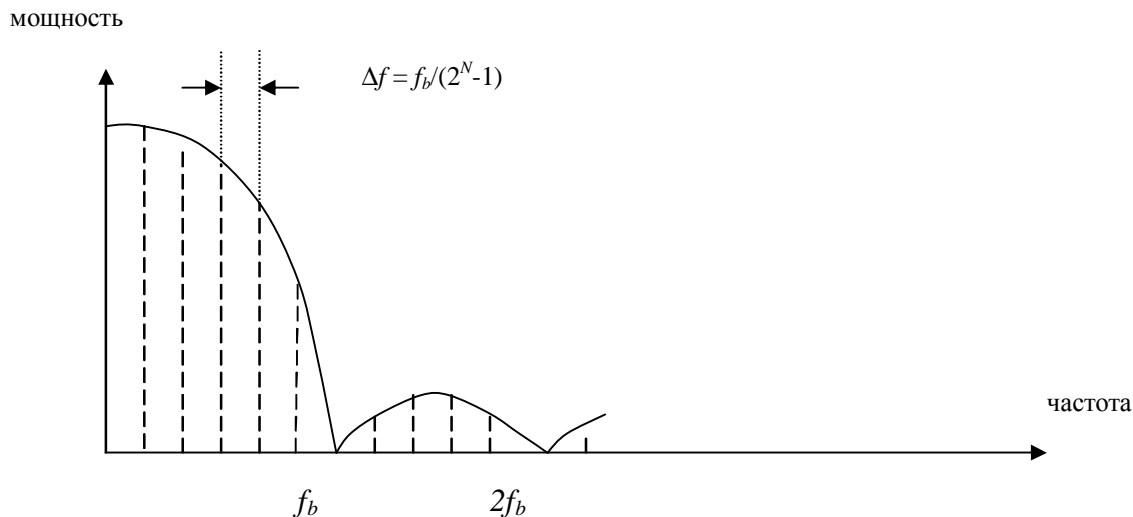


Рис. 2.5. Спектральный состав ПСП

ТАБЛИЦА 2.1.

Рекомендованные в О.151 длины тестовых последовательностей ПСП

Скорость передачи, кбит/с	Длина ПСП, бит	Конфигурация кодера, полином	Спектральное расстояние Df, Гц
64	$2^{15}-1$	$D^{15}+D^{14}+1=0$	1,95
2048	$2^{15}-1$	$D^{15}+D^{14}+1=0$	62,5
8448	$2^{15}-1$	$D^{15}+D^{14}+1=0$	257,8
34368	$2^{23}-1$	$D^{23}+D^{18}+1=0$	4,1
139264	$2^{23}-1$	$D^{23}+D^{18}+1=0$	16,6

Основным требованием, предъявляемым к спектральному расстоянию  $\Delta f$ , является возможность успешной синхронизации при наличии на приемной стороне узкополосной цепи синхронизации от входящего потока. В этом случае требуется малое расстояние между двумя гармониками принимаемого сигнала. В случае большого расстояния может возникнуть джиттер регистров сдвига (*подробнее в разделе 3*). Механизм возникновения джиттера довольно простой: длинная последовательность нулей, характерная для ПСП большой длины, приводит к накоплению фазовой ошибки за время ее передачи, в результате появляется джиттер. Такой джиттер обусловлен алгоритмом работы генератора ПСП, его структура зависит от конфигурации генератора. Для того чтобы избежать появления джиттера регистров сдвига, используются рекомендованные ПСП.

## 2.4. Методы вычисления параметров ошибок в цифровых каналах

Помимо технологии выбора тестовой последовательности и параметров измерений, которые могут значительно влиять на результаты измерений, рассмотрим еще один фактор, существенно влияющий на результаты измерений – алгоритм подсчета результатов.

Как видно из раздела 2.2., основными параметрами при измерении цифрового бинарного канала являются BITS (количество ошибочных битов), BER (параметр ошибки по битам) и ES (количество секунд, пораженных ошибками). Все остальные параметры являются производными этих трех параметров. Выше описывалась методология подсчета количества ошибочных битов. Рассмотрим теперь методы вычисления параметра BER и параметра ES.

### 2.4.1. Методы расчета параметра BER

Параметр BER считается основным параметром тестирования любых цифровых каналов и систем, т.к. он определяет функцию распределения вероятности возникновения ошибки в цифровом канале. Таким образом, параметр BER является наиболее распространенной статистической характеристикой качественных параметров канала. По отношению к измеряемым величинам этот параметр является вторичным и вычисляется на основании данных о количестве принимаемых ошибок в тестовой последовательности в различные периоды времени. Поэтому необходимо говорить о методах расчета параметра BER по данным о количестве ошибок.

Как было показано выше, существует несколько алгоритмов анализа ошибок в принимаемом потоке с ПСП. Рассмотрим теперь, как по данным об ошибках рассчитывается параметр BER. На рис. 2.6 представлены три основных алгоритма такого расчета.

Известно, что в процессе измерения существует две точки синхронизации измерений: начало измерения и время, при котором достигается заданный порог ошибки (на рисунке – 100 ошибок). Выбор параметра BIT ERR = 100 основан на предположении нормального распределения возникновения ошибок. В этом случае относительная погрешность измерений определяется как:  $\eta = 1/\sqrt{N}$ , где  $N$  - количество ошибок. Учитывая, что для большей части эксплуатационных измерений относительная погрешность в 10% является вполне допустимой, в качестве границы интервала синхронизации может быть выбрано время BIT ERR = 100.

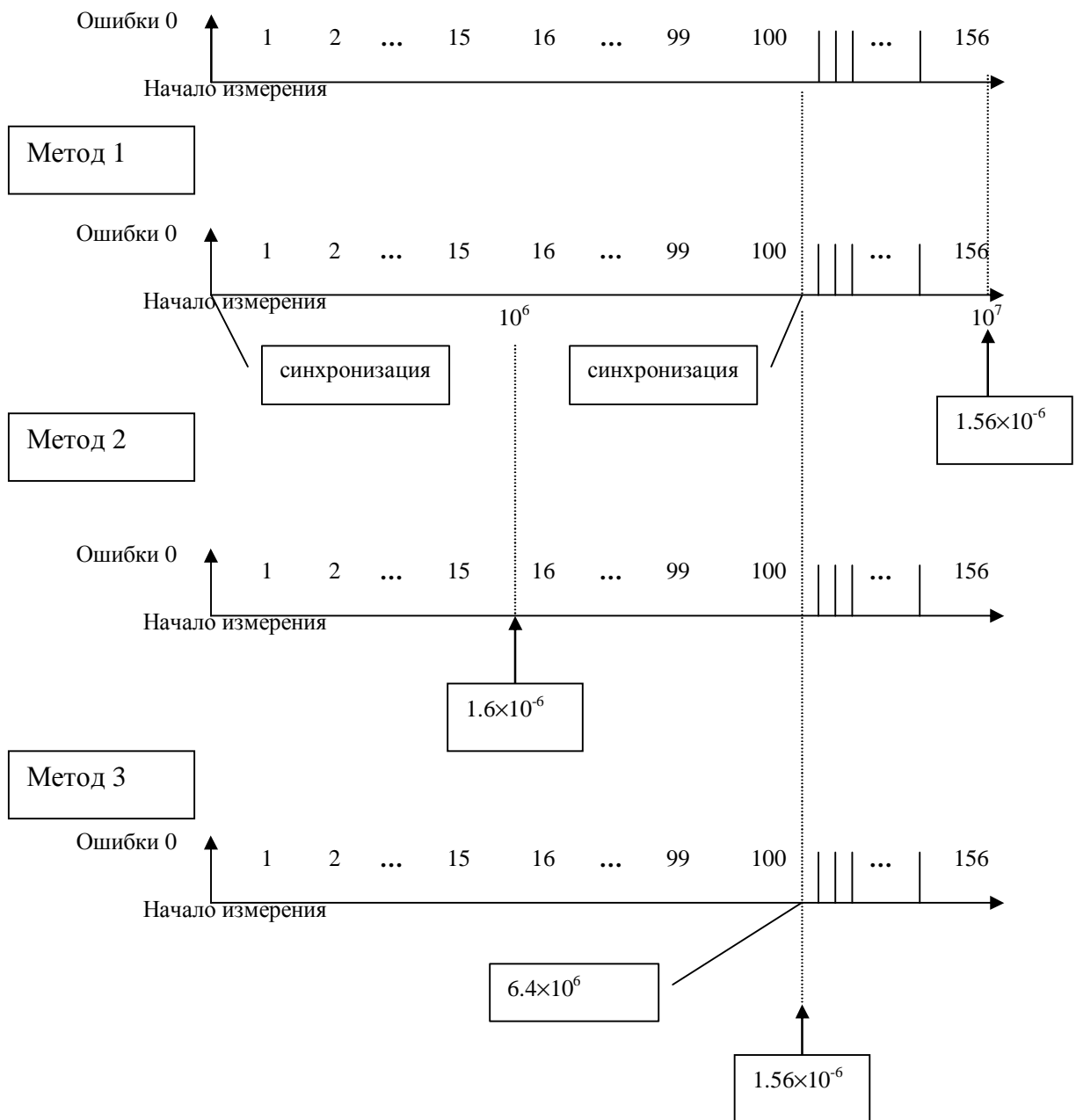


Рис. 4.6. Методы измерения параметра BER

Следует отметить, что предположение о нормальном законе распределения возникновения ошибок будет уместным в случае независимого возникновения ошибок. Однако, как уже отмечалось, в современных цифровых каналах передачи имеется тенденция к группировке ошибок, т.е. моменты возникновения ошибок коррелируют с некоторыми внешними факторами и не являются независимыми. Этот эффект является крайне нежелательным еще и по той причине, что независимые ошибки намного лучше поддаются исправлению с помощью корректирующих кодов. Для декорреляции ошибок в цифровом канале в современных системах связи (например, в LAN по стандартам IEEE 802.x) используется скремблирование информации: при мультиплексировании

*информационные биты канальных сигналов перетасовываются во времени. Очевидно, что при этом после демультимплексирования ошибочные биты в канальных сигналах оказываются значительно менее зависимыми друг от друга [4].*

Таким образом, все время измерений разбивается на два интервала: от начала измерений до точки BIT ERR=100 и после этой точки. Соответственно различаются три метода подсчета BER.

*Первый метод* – расчет отношения BER после приема первых 100 ошибок, что автоматически гарантирует высокую точность измерения (лучше 10%). Однако от начала измерения до получения результата необходимо некоторое (иногда достаточно большое время).

*Второй метод* – возможность расчета отношения непосредственно после начала измерения без привязки к количеству принятых битовых ошибок. В этом случае для обеспечения точности измерений расчет отношения делается после приема определенного количества битов (на рисунке –  $10^6$ ), а точность измерения определяется пороговым значением количества принятых битов. Обычно предполагается, что точность на порядок хуже обратного значения количества принятых битов (в примере рис. 2.6 точность измерения BER =  $10^{-5}$  сразу после начала расчета отношения). В отличие от первого метода этот метод обеспечивает определенное время начала отображения результата измерений, не связанное с количеством ошибок. С точки зрения алгоритма проведения эксплуатационных измерений по параметру ошибки, многие из которых носят иногда оценочный характер, такая методика подсчета является наиболее эффективной и получила наибольшее распространение. Отрицательной стороной методики является необходимость учета количества переданных/принятых битов ПСП при анализе результата. Это связано с тем, что отношение вычисляется математически без указания точности измерений в каждый конкретный момент. Например, если прибор показывает BER =  $10^{-12}$  при общем количестве принятых битов  $10^8$ , то необходимо констатировать - измерение параметра BER лучше  $10^{-7}$ , но не лучше, поскольку этим значением ограничена точность измерения. В методе 1 такой ситуации не может возникнуть, поскольку измерение делается заведомо с точностью 10% и лучше.

*Третий метод*, используемый в некоторых индикаторах, предусматривает вычисление BER точно после приема 100 ошибочных битов. Этот метод является модификацией метода 1 со свойственными ему негибкостью в отображении результатов эксплуатационных измерений и необходимостью ожидания до индикации результата.

Таким образом, наибольшее распространение в современной практике получил метод 2, однако его применение обычно не обеспечивает автоматического учета точности измерений, что необходимо учитывать при проведении эксплуатационных тестов.

#### *2.4.2. Методы расчета параметра ES*

Вторым наиболее часто используемым параметром (вторым по важности после BER) при анализе цифровых каналов является параметр количества секунд с ошибками (ES).

Если параметр BER определяет средний интегральный уровень качества цифровой передачи в канале, то параметр ES и, в особенности, дополнительный к нему параметр EFS определяет долю общего времени, в течение которого канал является свободным от ошибок, т.е. время, в течение которого оператор гарантирует бесперебойную цифровую передачу по каналу. Таким образом, этот параметр является крайне важным для операторов цифровых систем передачи, первичной и вторичных сетей. Это его особенное значение обусловило то, что параметр ES вошел во все основные рекомендации и нормы на параметры цифровых каналов (например, в рекомендации ITU-T G.821, G.826 и M.2100).

По отношению к измеряемому параметру – количеству принятых ошибочных битов, параметр ES также как и параметр BER является вторичным. Метод его подсчета тесно связан с определениями, даваемыми этому параметру в европейской (одобренной ITU-T) и американской практике.

*В европейской практике* параметр EFS определяется как все односекундные интервалы времени, не содержащие ошибок в течение интервала измерений. С точки зрения методики подсчета ES, это определение означает использование асинхронного метода, представленного на рис. 2.7. Асинхронный метод предусматривает разделение всего времени измерений на интервалы по 1 с и подсчет количества интервалов, в течение которых принималась одна или несколько битовых ошибок.

*В американской практике* измерений получил распространение метод синхронного подсчета ES, согласно которому секундой, пораженной ошибками, называется односекундный интервал, следующий за появлением ошибки. В результате измерение параметра ES синхронизируется со временем появления ошибок.

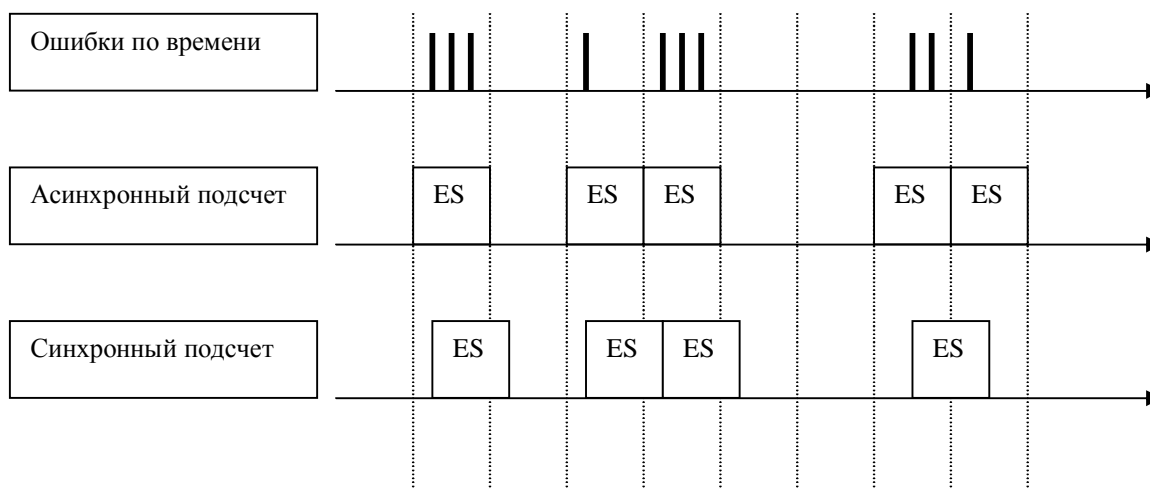


Рис. 2.7. Методы подсчета параметра ES

Как видно из рис. 2.7, применение двух описанных методов к реальной ситуации дает различные результаты. Точный анализ показывает, что методы дают близкие результаты только в предположении малого параметра ES и нормальной функции распределения вероятности возникновения ошибки. В случае возникновения ошибок в виде пакетов разница в параметрах, измеренных разными методами, может достигать 18%. Следует также учесть, что проведенные рабочими группами ИТУ-Т исследования показали: большая часть цифровых систем передачи (в особенности радиочастотные системы передачи с различными методами помехозащищенного кодирования) при работе дает именно пакетное распределение ошибок.

Каждый метод имеет свои преимущества и недостатки. Несомненным преимуществом асинхронного метода измерения является простота его реализации в конкретных приборах. Преимуществом метода синхронного подсчета является его инвариантность относительно выбора времени начала измерения, что приводит к следующим важным следствиям:

- результаты, измеренные разными приборами одновременно на одном канале, точно совпадают;
- результаты, полученные при измерениях в различных частях цифрового канала, точно совпадают при условии, что канал не вносит дополнительных ошибок;
- результаты, полученные методом синхронного подсчета, более отражают смысл измерения ES как общего времени негарантированной цифровой передачи, и могут использоваться операторами для гибкого регулирования тарифной политики и т.д.

Таким образом, использование метода синхронного подсчета параметра ES представляет оборудование систем передачи в более выгодном свете, однако результаты таких измерений являются инвариантными к времени начала теста и учитывают возможное распределение ошибок в виде пакетов.

Основным недостатком синхронного метода подсчета параметра ES является вторичное значение другого важного параметра - EFS. Действительно, в контексте методологии синхронного измерения ES параметр EFS невозможно определить явно, только как производную параметра ES.

## 2.5. Методология измерений без отключения канала

Для проведения измерений без отключения цифрового канала используются алгоритмы анализа избыточного циклового кода. Алгоритм такого анализа представлен на рис. 2.8.

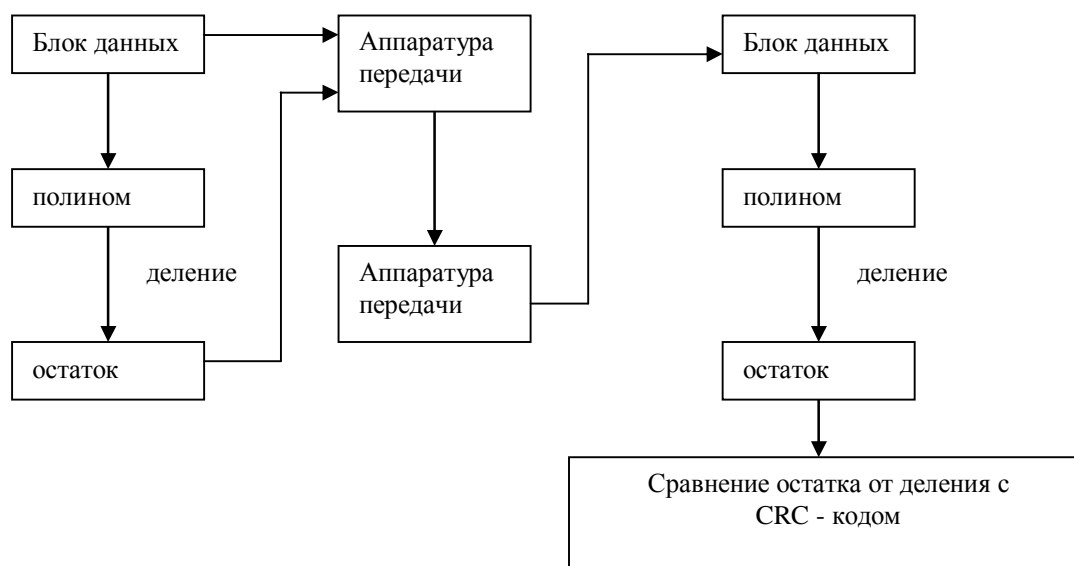


Рис. 2.8. Алгоритм использования избыточного циклового кода

Информационный поток, передаваемый затем по цифровому каналу, разбивается на несколько блоков данных фиксированного размера. Для каждого блока данных выполняется операция деления последовательности битов на полином заданного вида (в зависимости от типа кода). В результате деления образуется остаток, который передается вместе с блоком данных в составе цикла (кадра) в канале. Процедура деления потока данных на блоки и передача их с рассчитанным остатком от деления приводит к необходимости использования в аппаратуре передачи цикловой структуры. Таким образом, измерения параметров ошибки без отключения канала возможны только для систем передачи с цикловой структурой. Остаток от деления передается в составе цикла в виде контрольной суммы (CRC – кода). На приемной стороне делаются аналогичные

вычисления остатка от деления. Результат расчета сравнивается с переданной контрольной суммой. В случае расхождения результатов делается вывод о наличии битовой ошибки в блоке.

Операция деления обычно выполняется аппаратно линейными цепями на основе регистров сдвига и сумматоров по модулю 2. Схема деления входной последовательности на полином вида  $x^6+x+1$  (код 1000011) представлена на рис. 2.9. Если, например, на вход схемы будет подан полином 10-го порядка, то после десяти тактов работы схемы в регистрах будет записан остаток от деления.

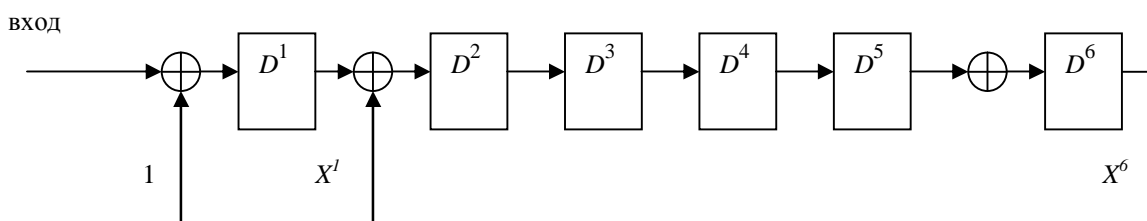


Рис. 2.9. Схема деления входной последовательности на полином  $x^6+x+1$ .

Как видно из описанной методологии, блок анализируется в целом, несколько битовых ошибок в составе блока приводят к регистрации одной ошибки в блоке. Таким образом, ошибки в составе одного блока не локализуются. Кроме того, допустима ситуация компенсации ошибок друг друга. Как следствие, параметры BER и CRC ERR при измерениях могут не совпадать друг с другом. Точность измерений без отключения канала параметра ошибки эквивалента измерениям BLER и зависит не от количества переданных битов, а от количества переданных блоков, т.е. точность ниже.

Единственным и главным преимуществом методики измерения без отключения канала является возможность измерения на реально работающем канале, несущем рабочий трафик. Для целей эксплуатационного мониторинга качества цифровых систем передачи возможность таких измерений очень важна, что и обусловило широкое распространение этой методологии измерений. В настоящее время именно такие алгоритмы измерений используются во встроенных системах самодиагностики современных цифровых систем передачи и во вторичных сетях передачи данных. В зависимости от типа цикловой структуры используются различные типы цикловых кодов, некоторые из которых представлены в табл. 2.2.

*Пример 5.* Пример расчета контрольного остатка (CRC – кода)



Передаваемый блок: 1110010101 Тип полинома:  $X^6+X+1$  (код 1000011) Рассмотрим расчет контрольной суммы CRC-6

	1110010101000000
Остаток	1000011
1	110001 <u>1000011</u>
2	100000 <u>1000011</u>
3	000011 <u>000000</u>
4	00011 <u>000000</u>
5	00111 <u>000000</u>
6	011100 <u>000000</u>
7	111000 <u>1000011</u>
8	110011 <u>1000011</u>
9	100101 <u>1000011</u>
10	001001

Передаваемые 6 битов последовательности CRC –6: 001001.

ТАБЛИЦА 2.2.

Основные типы кодов, используемые для измерения параметра ошибки без отключения каналов

Тип кода	Используемый полином	Контрольная сумма, бит	Использование для измерений
CRC-6	$X^6+X+1$	6	DS1(самый низкоскоростной стандарт – 1.5 Мбит/с)
CRC-4	$X^4+X+1$	4	E1

CRC-16	$X^{16}+X^{12}+X^5+1$	16	HDSL(high-bit-rate digital subscriber line), V.41, Frame Realy (ОВ сеть с ретрансляцией кадров, упрощенный контроль ошибок) , ISDN
CRC-32	$X^{32}+X^{26}+X^{23}+X^{22}+X^{16}+X^{12}+X^{11}+X^{10}+X^8+X^7+X^6+X^4+X^2+$ $+X+1$	32	SMDS(switched multi-megabit data service), LAN (например, LAN по стандартам IEEE 802.x)

## 2.6. Объективность измеренных результатов

### 2.6.1. Проблема выбора времени проведения измерения

Помимо алгоритма подсчета параметров ошибок в цифровом канале на результаты измерений может оказывать существенное влияние время проведения измерений, причем как длительность этого времени, так и выбор времени проведения тестов по отношению к загруженности трафиком сети.

Проблемы, связанные с выбором параметров длительности проведения тестов, связаны с необходимостью объективации результатов измерений. Действительно, при анализе параметров многоканальной системы передачи, в которой для измерений задействована лишь часть емкости, возникают два основных вопроса: "Действительно ли измеренные параметры соответствуют всей системе передачи или только каналу, в котором проводятся измерения?" и "Будут ли сохраняться результаты измерений постоянными в течение суток?". Ответы на эти вопросы тесно связаны с проблемой выбора времени проведения измерений и анализом инвариантности полученных результатов.

### 2.6.2. Коэффициент достоверности измеренных величин

Предположим, что в течение определенного времени проведения измерения в цифровом канале зарегистрировано  $N$  ошибок. Возникает вопрос, насколько достоверным является измеренный результат. Для оценки достоверности обычно используется статистическая модель со случайным возникновением ошибок. В этом случае может быть рассчитан коэффициент достоверности результата, т.е. среднее отклонение от измеренной величины. В табл. 2.3 приведены коэффициенты достоверности для различного

количества измеренных ошибок. Коэффициент достоверности позволяет оценить реальный параметр ошибки в предположении наихудшего варианта и широко используется в методологии измерений цифровых каналов.

ТАБЛИЦА 2.3.

Коэффициент достоверности измеренных результатов

Количество измеренных ошибок	Статистическая достоверность измерения		
	95%	90%	70%
2	3,2	2,6	1,8
5	2,1	1,85	1,4
10	1,7	1,55	1,25
20	1,45	1,35	1,16
50	1,26	1,2	1,09
100	1,18	1,15	1,06
200	1,12	1,1	
500	1,08	1,06	

*Пример 6.*

*Например, при анализе цифровой системы передачи со скоростью 2048 кбит/с было измерено в течение 1 минуты 200 ошибок, что соответствует  $1,63 \times 10^{-6}$ . Статистически средний уровень ошибок может быть с вероятностью 95% на 12% выше, а  $BER = 1,83 \times 10^{-6}$ .*

### 2.6.3. Влияние времени проведения измерения

При проведении измерений полученные результаты могут существенно варьироваться по времени суток, что связано с влиянием трафика в системе передачи. Результаты, измеренные в часы неиспользуемой сети, сильно отличаются от результатов, измеренных в периоды пиковой нагрузки. Если предполагается подобная ситуация, для объективности используются методы долговременного анализа в течение суток. Это единственный корректный способ объективации результатов, поэтому он является основой для разработки методологии измерений цифровых каналов. В результате основные рекомендации, связанные с методологией измерения параметров цифрового канала, включают обязательные требования долговременных измерений. При анализе радиочастотных систем передачи, где имеют место сезонные изменения параметров среды передачи, требуются долговременные измерения в течение 30 дней. В реальной практике долговременные измерения выполняются только для проведения приемо-сдаточных испытаний систем передачи. Для устранения проблем и эксплуатационного тестирования обычно выполняются кратковременные измерения, в этом случае объективация

результатов выполняется методом оценки с использованием коэффициента достоверности (см. выше). При этом точное значение параметра BER остается неизвестным, а имеются лишь оценочные значения.

## **2.7. Методы нормирования параметров цифровых каналов**

Эксплуатационные измерения параметров цифровых каналов первичной сети выполняются обычно в контексте соответствия или несоответствия результатов определенным нормам этих параметров. Для правильного понимания этих норм важно рассмотреть методы нормирования параметров цифровых каналов.

### *2.7.1. Гипотетическая модель цифрового тракта*

К основным показателям качества цифровых систем передачи и коммутации относятся параметры ошибки и готовности канала. В рамках международных стандартов были приняты следующие основные параметры качества цифровых систем передачи: BER – параметр ошибок, ES – количество секунд, пораженных ошибками, EFS – количество секунд, свободных от ошибок, SES – количество секунд, несколько раз пораженных ошибками, AS – количество секунд готовности канала и UAS – количество секунд неготовности канала. Как было отмечено выше, параметры EFS, SES, AS и UAS могут иметь как абсолютное, так и процентное выражение.

В настоящем разделе мы коснемся норм, которые предъявляются к перечисленным параметрам в зависимости от типа цифрового канала.

Стандартизация и нормирование параметров качества цифровых каналов велось исторически двумя комитетами в составе МСЭ – МККТТ, ныне ITU-T, и МККР, ныне ITU-R. Стандартизация параметров качества потребовала создания моделей цифровых систем передачи и коммутации, так называемых гипотетических моделей или *условных эталонных цифровых трактов*, для которых затем были разработаны нормы на параметры качества. В результате работы комитетов была сформирована *единая гипотетическая модель на основании подхода к сетям ISDN (Integrated Service Digital Networks 2 Мбит/с)*, т.е. цифровым сетям с доведением цифрового потока от абонента до абонента без аналого-цифровых преобразований. Такая модель получила одобрение МККТТ и носит название эталонного международного коммутируемого соединения ISDN (Hypothetical Reference Connection - HRX), длина которого была принята равной 27500 км с возможностью включения в ее состав секции радиочастотной системы передачи длиной 2500 км, параметры которой регламентированы МККР, разработавшим *гипотетическую модель радиочастотной цифровой системы передачи* (Hypothetical Reference Digital Path

– HRDP). Гипотетическая модель МККР была применена для разработки норм на радиорелейные и спутниковые системы передачи.

Таким образом, в настоящее время все нормы на параметры цифровых каналов ориентированы на две гипотетические модели HRX и HRDP, связанные друг с другом тем, что в состав HRX входит HRDP. Обе модели значительно повлияли не только на стандартизацию норм, но и на саму технологию организации измерений, в частности на параметры времени проведения измерений.

Ниже обе модели будут рассмотрены с учетом соответствующих норм на параметры качества. При рассмотрении моделей нас будут в первую очередь интересовать методы нормирования параметров цифровых каналов, а не сами эти параметры. Нормы на параметры цифровых каналов могут быть найдены в соответствующих рекомендациях МККТТ и МККР, а также в отечественных приказах, в частности в Приказе 92 от 10.08.96 "Нормы на электрические параметры цифровых каналов и трактов магистральной и внутризональной первичных сетей". Сейчас будут рассмотрены только принципы создания самих норм.

#### *2.7.2. Гипотетическая модель ISDN (HRX)*

Гипотетическая модель ISDN предполагает нормирование параметров качества для общего цифрового канала (ОЦК) 64 кбит/с, сформированного системами передачи и коммутации ISDN. Нормы качества разработаны для составного канала ОЦК от абонента до абонента. При разработке норм МККТТ основывался на следующих соображениях:

1. Услуги цифровой связи будущего предполагается предоставлять на основе технологии ISDN, поэтому ISDN была выбрана как "эталонная сеть".

2. В качестве основных показателей были выбраны параметры ошибок и готовности, поскольку именно они влияют на качественные параметры передачи речевой информации и данных пользователя.

3. Хотя голосовой трафик более распространен, чем трафик ISDN, требования к нормам качества резонно строить на основе ISDN, так как предполагается, что сеть ISDN будет использоваться для передачи сервисной информации даже для услуг телефонной связи обычного качества. Поэтому сеть ISDN должна соответствовать универсальным нормам.

В результате рассмотрения параметров качества была сформирована гипотетическая модель тракта ISDN, представленная на рис. 2.10.

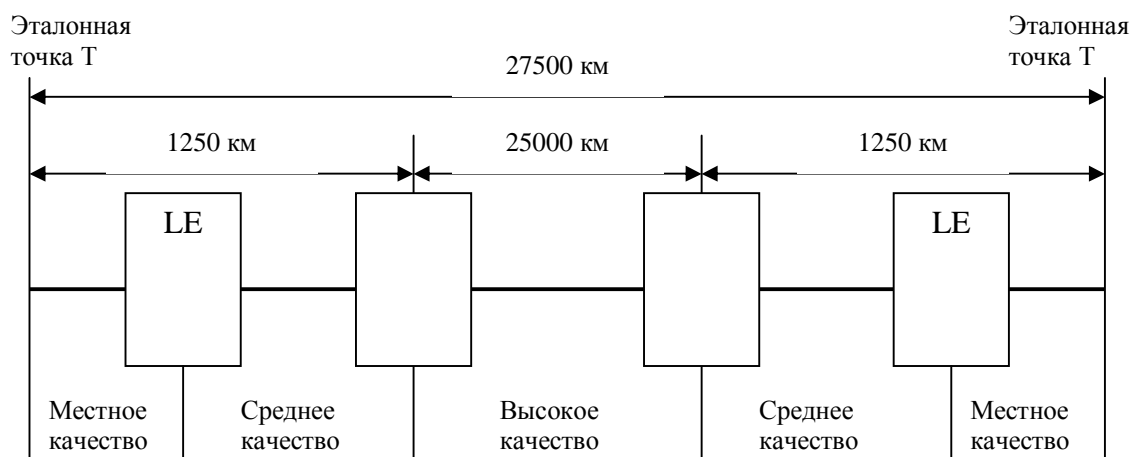


Рис. 2.10. Международное эталонное коммутируемое соединение (HRX)

За основу был взят цифровой тракт общей протяженностью 27500 км. Тракт был разбит на участки местного качества, среднего качества и высокого качества. Была установлена максимальная протяженность участков от абонента до цифровой системы передачи магистральной первичной сети – 1250 км (этот параметр соответствует половине длины HRDP) и протяженность цифрового тракта магистральной первичной сети – 25000 км. Тракт от абонента до магистральной первичной сети включает в себя участок местного качества (от точки T до ближайшего коммутационного узла (LE)) и участок среднего качества от коммутационного узла до узла магистральной первичной сети, где могут использоваться системы передачи местной первичной сети или системы коммутации вторичных сетей.

Полученная таким образом модель описывает нормы на параметры качества международного коммутируемого соединения IDN/ISDN (HRX). Нормы на характеристики ошибок в таком международном соединении содержатся в рекомендации ITU-T G.821.

По времени было предложено разделить требования к параметрам ошибки на три категории: для минут низкого качества (категория А), для пораженных ошибками секунд SES (категория Б) и для секунд с ошибками ES (категорий В). Эти категории качества каналов представлены в табл. 2.4 вместе со сформированными применительно к модели HRX нормами на параметры ошибок в составном цифровом канале 64 кбит/с.

Помимо деления на три категории качества каналов было сделано деление по параметрам готовности канала, представленное на рис. 2.11.

ТАБЛИЦА 2.4.

Три категории качества ITU-T для международного соединения ISDN 64 кбит/с (G.821)

Часть	Нормы на BER	Условия
А	BER < $10^{-6}$ при $T_0 = 1$ мин	Больше 90% одномоментных интервалов имеют 38 или менее ошибок
Б	BER < $10^{-3}$ при $T_0 = 1$ с	Больше 99,8% односекундных интервалов имеют менее 64 ошибок
В	BER = 0 при $T_0 = 1$ с (EFS)	Больше 92% секунд

**Общее время измерений T = 1 месяц***Примечания к таблице:*

1. Термины "минуты низкого качества", "секунды, пораженные ошибками" и "секунды с ошибками" использованы в качестве удобной и краткой классификации эксплуатационных норм. Их использование не означает приемлемости или неприемлемости этого уровня качества.

2. Одноминутные интервалы получены после исключения времени неготовности и сильно пораженных ошибками секунд из общего времени и последующего последовательного группирования остальных секунд в блоки по 60 секунд. Базовые односекундные интервалы получают исходя из фиксированного периода времени.

3. Временной интервал, на котором определяются процентные нормы, не нормирован, так как этот период может зависеть от конкретного применения. В качестве стандартного предлагается период порядка одного месяца.

4. По практическим соображениям при скорости 64 кбит/с минута, содержащая четыре ошибки (что соответствует коэффициенту ошибок  $1,04 \times 10^{-6}$ ), не считается минутой низкого качества. Однако это не следует рассматривать как снижение нормы коэффициента ошибок.

5. Секундой неготовности канала считается секунда, в течение которой было отмечено более 64 ошибок.

6. Для проведения практических измерений обычно используют 10-минутные интервалы, однако обсуждается альтернативный подход с использованием 5-минутных интервалов.

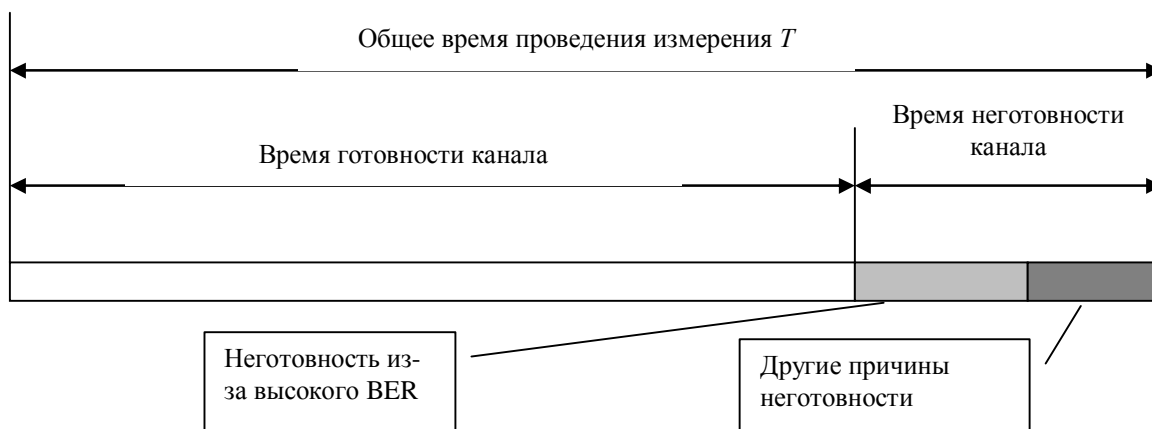


Рис. 2.11. Разделение времени работы канала по параметрам его готовности (G.821)

Разделение времени работы канала по категориям готовности и неготовности в зависимости от различных причин позволило затем сформулировать нормы на основные параметры качества цифровой передачи для периода готовности. Эти параметры нашли отражение в рекомендации G.821.

Таким образом, был сформулирован следующий подход к методологии нормирования параметров цифровых каналов на основе HRX:

1. Все время использования канала делится на три категории по параметрам готовности и неготовности канала и формулируются требования к этим параметрам.
2. Для времени готовности канала формулируются параметры качества цифровой передачи в зависимости от категории качества соединения (для интервалов высокого качества ES и SES нормы формируются отдельно).

Эта методология нашла применение при разработке национальных (в том числе и отечественных) норм на цифровые каналы и тракты, и, как будет показано ниже, при нормировании параметров для эталонной модели HRDP.

Обычно нормы на параметры цифрового тракта учитывают тип передаваемого в нем трафика. Так, например, рекомендация G.821 определяет следующие параметры BER для канала, по которому передаются речь и данные:

ТАБЛИЦА 2.5.

Нормы по параметру ошибок BER для международного соединения ISDN

To = 1 мин для передачи речи		To = 1 с для передачи данных	
BER в интервале 1 мин	% минут готовности	BER в интервале 1 с	% секунд готовности
$>10^{-6}$	$< 10\%$	$>0$	$< 8\%$ (ES)
$<10^{-6}$	$> 90\%$	0	$> 92\%$ (EFS)



Как видно из таблицы, описанные выше методы нормирования, использованы здесь полностью.

### *2.7.3. Гипотетическая модель радиочастотной системы передачи (HRDP)*

Требования по параметрам готовности и параметрам канала цифровой передачи международного соединения ISDN (HRX) получили развитие при разработке норм на параметры радиочастотных трактов систем передачи на основе гипотетической модели тракта радиосистемы HRDP.

На основании данных рекомендации G.821 были сформулированы следующие основные параметры HRDP:

1. Длина HRDP была принята равной 2500 км, что соответствует рис. 2.10
2. Поскольку для HRX было установлено требование по параметру BER магистрального участка высокого качества – 1 ошибка на  $10^{10}$  на километр, то для тракта HRDP было установлено значение параметра ошибки  $2,5 \times 10^{-7}$ , не включая вклад мультиплексирующего оборудования. Было установлено, что такое значение параметра BER должно выполняться в течение 99% от общего времени работы канала.
3. МККТТ устанавливает норму на параметр EFS от LE до LE равную 95%. Соответственное нормирование параметра EFS для HRDP дало значение  $EFS = 99,5\%$ .
4. Окончательные требования по параметру BER были определены в рекомендации МККР 594, где были установлены следующие требования:  
BER >  $10^{-7}$  не более, чем 1% времени любого месяца;  
BER >  $10^{-3}$  не более, чем 0,05% времени любого месяца.

Как видно, принципы нормирования, описанные в предыдущем разделе, использовались при формулировании норм на параметры HRDP.

### *2.7.4. Пересчет параметров гипотетической модели в параметры реального канала*

Методология нормирования параметров цифровых каналов с использованием гипотетических моделей включает не только разработку норм на параметры эталонных трактов, но и методику пересчета параметров эталонного тракта в параметры реального канала.

Анализ применяемых в настоящее время методов пересчета показывает, что с этой целью наиболее часто используется принцип линейной аппроксимации результатов по длине реального участка. В качестве примера рассмотрим методологию пересчета, описанную в докладе 930 МККР по расчету параметров реальной радиочастотной

системы передачи. В соответствии с предлагаемой методикой параметры радиочастотной системы длиной  $L$  могут быть найдены следующим образом:

$BER > 1/2500 \times 10^{-7}$  не более, чем  $L/2500$  (%) времени любого месяца;

$BER > 10^{-3}$  не более, чем  $L/2500 \times 0,05$  (%) времени любого месяца.

Анализ методики расчета параметров цифровых трактов, изложенной в отечественном Приказе 92, также показывает, что используются методы линейной аппроксимации (в ряде случаев с весовыми коэффициентами).

#### *2.7.5. Недостатки линейной аппроксимации.*

##### *Дальнейшее развитие методологии нормирования параметров цифровых каналов*

Сформулируем основные положения, используемые современной методологией нормирования цифровых каналов.

1. В основе нормирования лежит использование гипотетических моделей эталонных соединений в современных сетях.

2. Для каждой такой модели формулируются основные параметры в соответствии с категориями качества канала, параметрами готовности и типами трафика, передаваемыми в канале.

3. Параметры реального цифрового канала рассчитываются на основании параметров эталонного соединения методом линейной аппроксимации.

Как видно из этих положений, нормирование параметров цифровых каналов в настоящее время использует предположение о случайном распределении возникающих в канале ошибок, что допускает линейную аппроксимацию результатов. Этим обуславливается методология нормирования и измерений основных параметров, которая основана на асинхронном методе измерений основных параметров цифрового канала.

В то же время, как уже отмечалось выше, ряд систем передачи, используемых в современных сетях, имеют отличные от гауссова распределения возникающих ошибок, так как последние возникают в виде пакетов и не описываются в полной мере современной принятой методологией их нормирования и измерения. Поэтому в настоящее время идет процесс обсуждения новой методологии нормирования и измерения цифровых каналов, учитывающих произвольные распределения возникновения ошибок.

#### **2.8. Утвержденные методологии G.821/G.826/M.2100**

Выше были рассмотрены основные подходы к созданию методологии, их достоинства и недостатки. В этом разделе мы рассмотрим утвержденные методы измерений

параметров цифровых каналов, применяемые в современной практике. Эти методы нашли в основном отражение в трех рекомендациях ИТУ-Т-G.821, G.826 и M.2100 (M.2101).

### 2.8.1. Методология G.821

Рекомендация G.821 была впервые опубликована в 1980 г. и определила параметры качества международного соединения HRX. В основных чертах она рассмотрена выше при описании гипотетической модели эталонного международного коммутируемого соединения.

Здесь необходимо добавить, что рекомендация определяет нормирование всех параметров качества к скорости ОЦК – 64 кбит/с и предусматривает измерение следующих параметров: ES, EFS, SES, DGRM (DM) и UAS.

Измерение параметров выполняется согласно схеме, представленной на рис. 2.12.

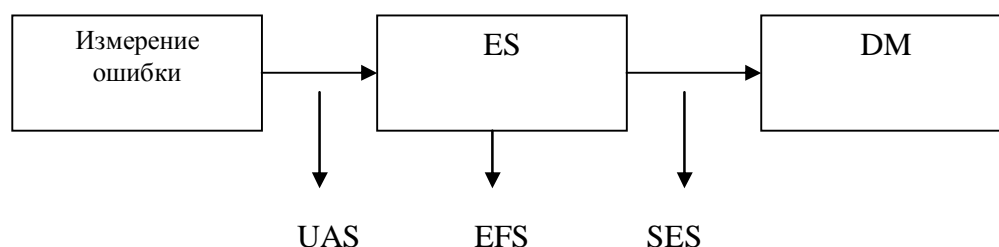


Рис. 2.12. Алгоритм измерения параметров G.821

Измерения основаны на подсчете количества ошибок. Сначала идет разделение всего времени проведения измерений на время готовности и время неготовности канала, в результате выделяется параметр UAS. Затем во время готовности канала производится подсчет секунд с ошибками ES, автоматически рассчитывается параметр EFS. Для секунд с ошибками рассчитывается параметр BER и вычисляется параметр SES. На основе анализа SES рассчитывается параметр DM.

Основным недостатком методологии G.821 является необходимость ее расширения для определения параметров цифровых систем передачи со скоростями выше 64 кбит/с.

### 2.8.2. Методология G.826

Методология рекомендации G.826, впервые опубликованной в 1993 г., является развитием методологии G.821 и учитывает ее недостатки. Основными принципами методологии являются:

- применимость к цифровым системам передачи со скоростями выше 64 кбит/с,

- учет основных скоростей передачи, используемых в современных цифровых системах PDH/SDH,
- определение параметров измерений без отключения канала, т.е. ориентация на эксплуатационные измерения работающих систем.

Параметры, измеряемые в методологии G.826, связаны с измерениями без отключения канала, т.е. с анализом параметра ошибки по блокам. Согласно G.826 предусмотрено измерение следующих параметров: EB, ES, SES, BBE. Результатами измерений являются различные параметры ESR, SESR, BBER.

Рекомендацией G.826 установлены следующие допустимые значения параметров (табл. 2.6):

ТАБЛИЦА 2.6.

Параметры цифровых систем передачи по G.826

Скорость, Мбит/с	1,5 – 5	5 - 15	15 - 55	55- 160	160 - 3500
Размер блока, бит	2000 – 8000	2000 - 8000	4000 - 20000	6000 - 20000	15000-30000
ESR	0,04	0,05	0,075	0,16	не определено
SESR	0,002	0,002	0,002	0,002	0,002
BBER	$3 \times 10^{-4}$	$2 \times 10^{-4}$	$2 \times 10^{-4}$	$2 \times 10^{-4}$	$1 \times 10^{-4}$

Схема измерений параметров согласно методологии G.826 представлена на рис. 2.13.

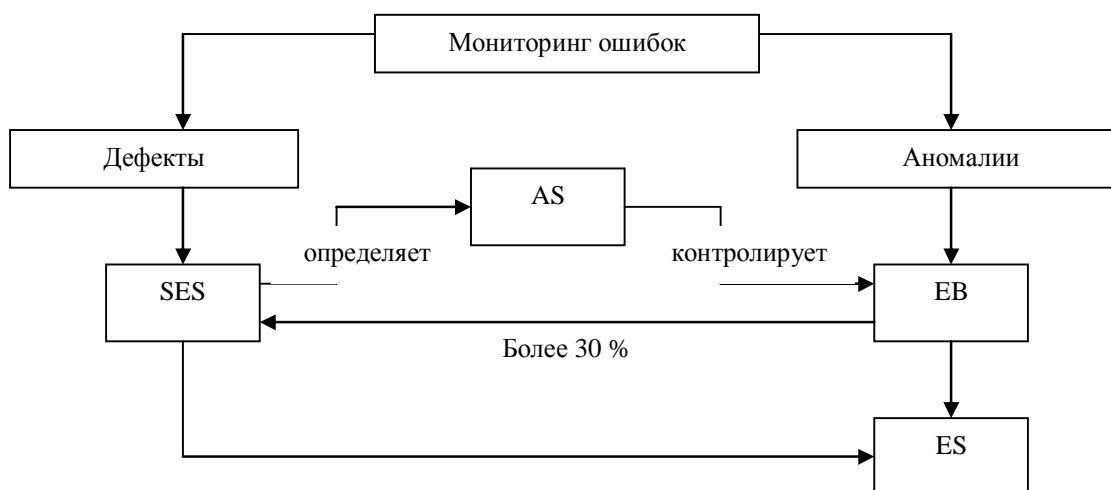


Рис. 2.13. Алгоритм измерения параметров G.826

Согласно рекомендациям G.821 и G.826 определяется время проведения измерений – 30 дней. Этот период обеспечивает корректную объективацию результатов измерения, включая специфические особенности радиочастотных цифровых систем передачи. На

практике измерения в течение такого длительного периода проводятся довольно редко. Обычно для эксплуатационных измерений считается достаточным для объективации проведения измерений в течении 24 часов, что определено в рекомендации M.2100.

### 2.8.3. Методология эксплуатационных измерений M.2100/M.2101

Методология M.2100/M.2101 была разработана с целью расширения методики G.821/G.826 для целей эксплуатации. Отличительной особенностью методик M.2100/M.2101 является ориентация на индикационные измерения, когда в качестве результатов измерения делается вывод о прохождении/не прохождении теста, а не получают количественные величины параметров. В качестве основных параметров для измерений выбраны параметры SES и ES.

Рекомендация M.2100 была впервые опубликована в 1993 г. и определила параметры пороговых значений для проведения измерений для цифровых систем передачи PDH. Развитие технологии цифровой первичной сети и внедрение технологии SDH привело к необходимости доработки методологии и появления рекомендации M.2101, где определены пороговые значения для проведения измерений систем передачи SDH.

Второй важной особенностью методологии M.2100/M.2101 является уменьшение времени проведения измерений до 15 минут с последующими измерениями в течение 24 часов, если результат кратковременного измерения окажется в "средней зоне" (рис. 2.14).

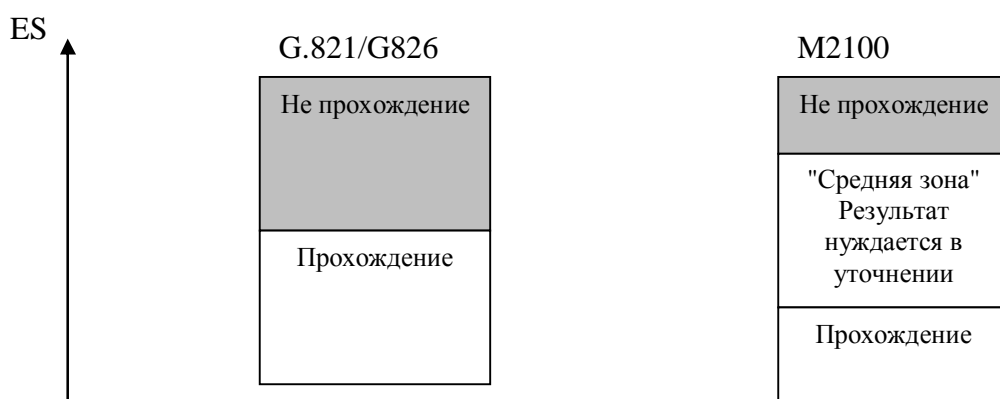


Рис. 2.14. Методика индикационных измерений M.2100

Наконец, третьей отличительной особенностью методологии M.2100/ M.2101 является использование не одного как в G.821/G.826, а двух пороговых значений для выделения "средней зоны" (рис. 2.14). Если результат измерения попадает в "среднюю зону", он нуждается в дополнительном уточнении методами долговременного анализа.

#### 2.8.4. Параметры ошибок и методы их измерений по Приказу №92

Приказ Госкомсвязи №92 представляет единственный действующий российский стандарт, определяющий нормы на параметры ошибок в каналах и трактах цифровой первичной сети. С точки зрения описанных выше подходов к методологии, Приказ №92 является объединением перечисленных выше норм. Перечень параметров ошибок, описываемый Приказом, представлен на рис. 2.15.

Все нормы на параметры цифровой первичной сети в Приказе разделены на две группы: долговременные и оперативные нормы. *Долговременные нормы* в свою очередь отдельно формулируются для каналов первичной сети (ОЦК) и для трактов PDH. В соответствии с международными стандартами нормы на параметры ОЦК сформулированы на основе G.821, нормы на параметры трактов PDH – на основе рекомендации G.826.

Методология *оперативных* (эксплуатационных) измерений создана на основе методологии M.2100, M.2110, M.2120. В Приказе №92 нашли отражение различная интерпретация параметров ES и SES по G.821 и G.826. Для разделения параметров ES и SES для канала и тракта используются префиксы ES<sub>К</sub> и ES<sub>Т</sub> соответственно. Соответственно описанным выше методологиям, для долговременных и оперативных измерений определен набор измеряемых параметров. Стандарт определяет нормы по каждому параметру и методы расчета параметров для реальной системы передачи.

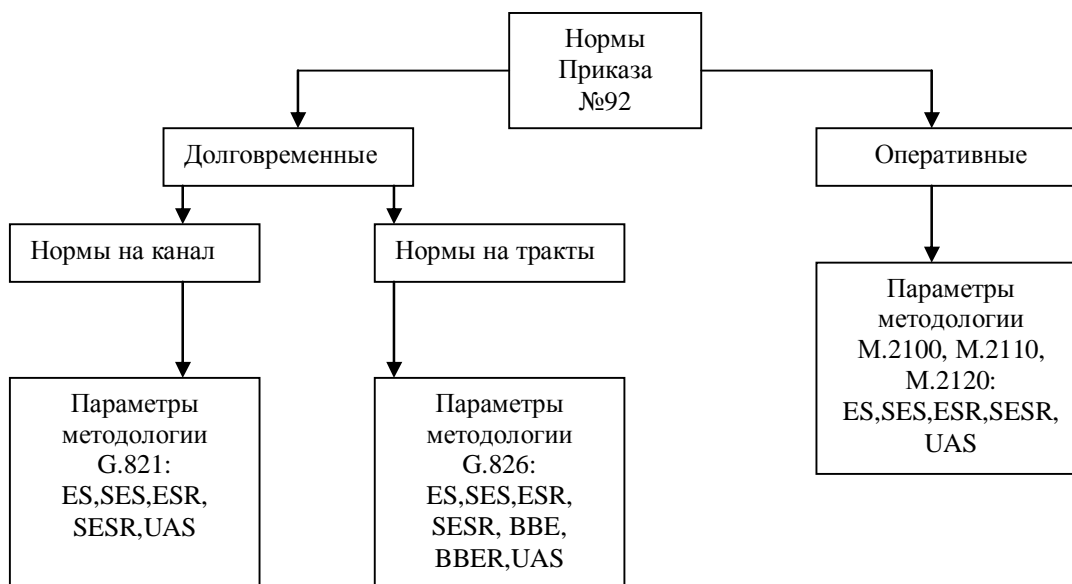


Рис. 2.15. Методология измерений Приказа №92

Необходимо отметить, что параметры, определенные в этом стандарте, не включают дополнительные производные параметры ошибок. Таким образом, реальные возможности

измерительных приборов и методик, лежащих в основе Приказа, оказываются несколько шире, предусмотренных Приказом.

## 2.9. Методология измерений параметров аналого-цифровых преобразований ИКМ

### 2.9.1. Значение методологии измерений аналого-цифровых преобразователей

Выше рассматривалась в основном методология измерения параметров цифровых каналов. В то же время отечественная сеть до последнего времени представляет собой в основном аналоговую сеть. В результате, развитие цифровых телекоммуникаций в той или иной степени включает в себя оборудование аналого-цифровых преобразователей для стыка с аналоговыми подсистемами и для сопряжения с аналоговым оборудованием пользователя. Последнее наиболее существенно, поскольку не теряет актуальности на этапе развития цифровых систем связи.

Поэтому ниже будет рассмотрена методология измерений аналоговых каналов и сигналов аналоговой телефонии в контексте анализа аналого-цифровых преобразователей ИКМ, как наиболее часто встречаемых типов АЦП, поскольку современная концепция построения первичной сети полностью ориентирована на технологию цифровых систем передачи с использованием ИКМ-технологии для преобразования аналоговых сигналов.

На рис. 2.16 представлена схема участка современной цифровой сети, в которой используются АЦП, и схематически показаны методы организации измерений.

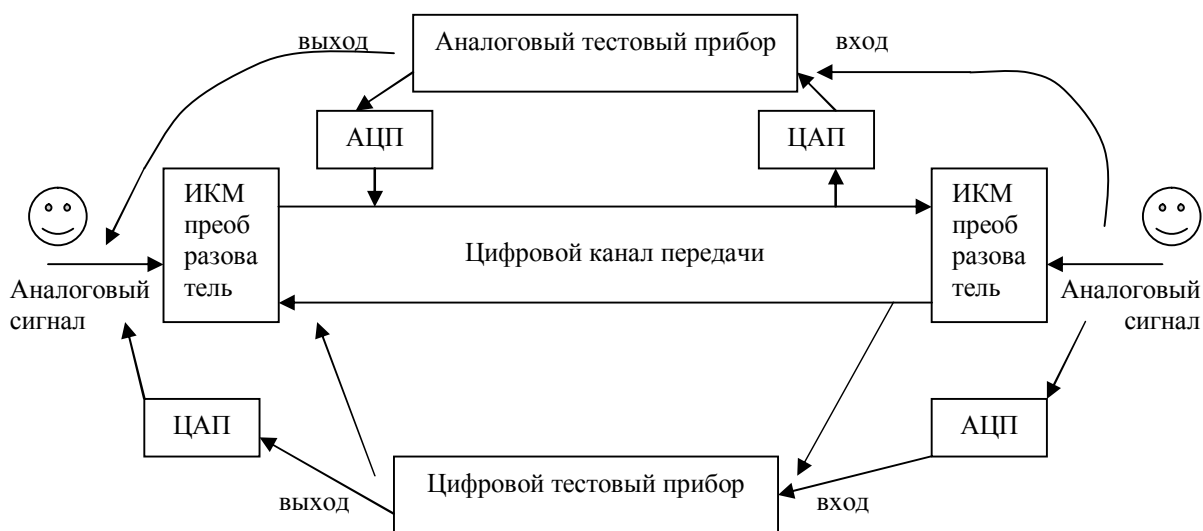


Рис. 2.16. Схема организации измерений аналого-цифровых преобразователей ИКМ

Как видно из рисунка, на представленном участке имеются аналоговые и цифровые каналы, а также ИКМ-преобразователи, обеспечивающие переходы между ними. Для измерений в такой системе могут использоваться аналоговые и цифровые измерительные приборы. В случае необходимости для сопряжения приборов с каналами используются

АЦП и ЦАП конверторы. Из рисунка видны возможные схемы организации измерений аналого-цифровых преобразователей: А-А (аналог - аналог), А-Ц (из аналогового канала в цифровой канал) и Ц-Ц (измерения в цифровом канале). Рассмотрим основные особенности выполнения измерений по этим схемам.

### *2.9.2. Методы измерений аналоговых каналов*

Как было сказано выше, несмотря на то, что общей тенденцией развития современных систем связи является переход к цифровым методам передачи и коммутации, методология измерений параметров аналоговых сигналов по-прежнему существенна. Переход к цифровым сетям связи значительно расширил задачи методологии применительно к системам передачи/коммутации. В то же время оконечные сигналы современных систем связи – сигналы в абонентских телефонных каналах, остались в подавляющем большинстве аналоговыми. Даже в наиболее развитых странах доля речевого трафика на сетях связи составляет более 90%. Этот речевой трафик передается абоненту в виде аналогового сигнала в полосе от 300 Гц до 3400 Гц (полоса канала ТЧ), следовательно, для анализа конечного качества работы сети требуется анализ этого аналогового сигнала.

На примере эволюции методологии измерений канала ТЧ можно увидеть, как внедрение новых технологий влияет на параметры и принципы "старых" классических измерений. В последние годы измерения каналов ТЧ изменились в соответствии с новыми факторами работы систем связи: во-первых, широкое внедрение систем цифровой передачи привело к появлению новых источников воздействия на параметры аналоговых сигналов (например, возникли шумы квантования). Во-вторых, расширение номенклатуры услуг, использующих каналы ТЧ, в частности, широкое внедрение принципов факсимильной и модемной передачи данных привело к необходимости учитывать некоторые параметры аналоговых сигналов, до тех пор не учитывавшихся.

В результате методология измерений изменилась в соответствии с новыми условиями работы сетей и новыми требованиями к каналам ТЧ и в настоящее время в целом устоялась. Она полностью стандартизирована как международными, так и отечественными стандартами, хотя некоторые вопросы до последнего времени обсуждаются как в зарубежной, так и в отечественной технической литературе.

**Эволюцию методологии измерений каналов ТЧ** наиболее наглядно можно проследить на примере методов измерения шумов.

Измерение шумов является основополагающим измерением при анализе аналоговых сигналов. Казалось бы, эта простая задача потребовала целой эволюции в подходе к измерениям шумов. Первые анализаторы шумов в телефонных линиях использовали



принцип равномерного измерения шумов во всей полосе от 0,3 до 3,4 кГц. Однако вскоре было обнаружено, что человеческое ухо обладает свойством избирательности по отношению к принимаемому акустическому сигналу. Стало очевидно, что для корректного измерения шумов необходим анализ взвешенного шума с учетом человеческого восприятия. Так, появился фильтр с АЧХ в виде кривой С (рис. 2.17), структура которой была определена исследованиями IEEE. Однако фильтр с равномерной полосой оказалось невозможным исключить из технологии измерений, поскольку фильтр С в несколько раз ослабляет сигнал на низких (в районе 50 Гц) частотах и не может быть использован для поиска индуктивных помех. Таким образом, технология измерений потребовала уже двух фильтров. Работы МККТТ в области исследований восприятия человеком акустических сигналов привели к результатам, отличным от результатов IEEE. На основании результатов МККТТ был создан психометрический фильтр, который является альтернативой фильтру С и официально стандартизирован для Европы и России.

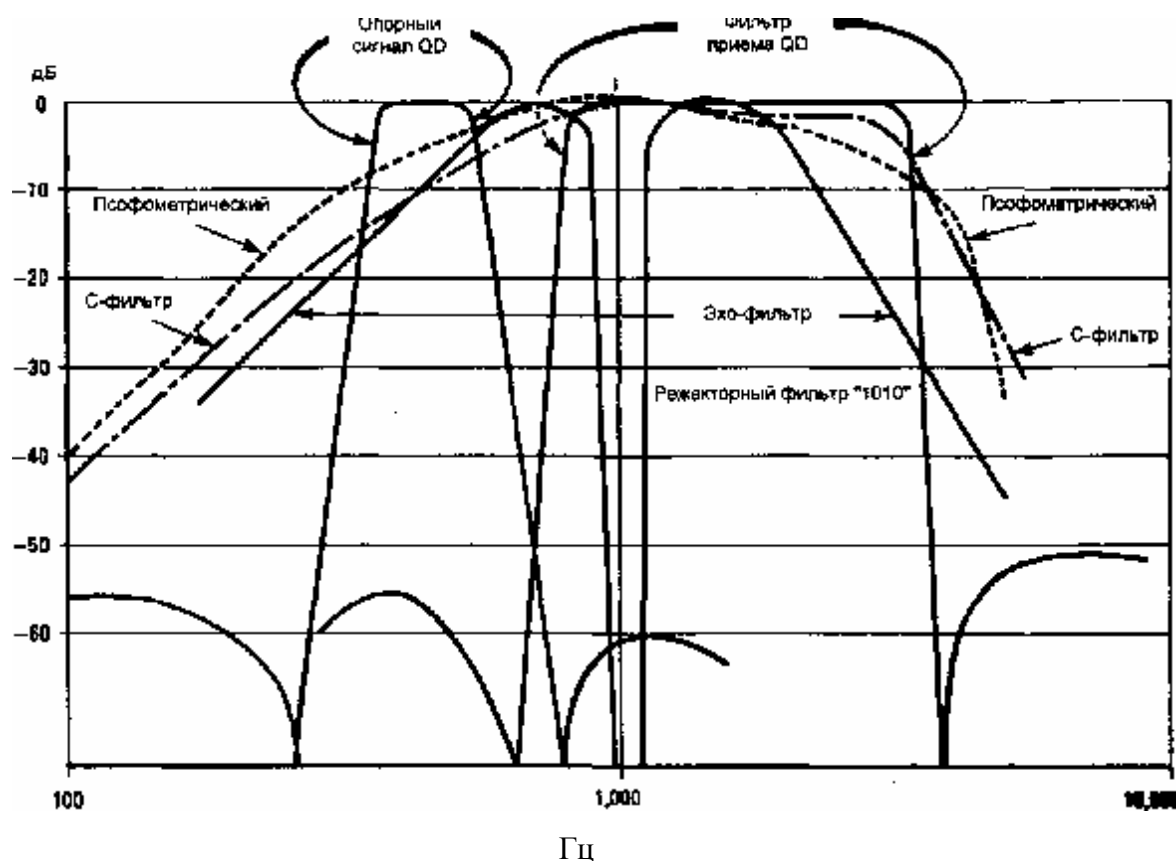


Рис. 2.17. Фильтры, обычно используемые при анализе каналов ТЧ

Как было показано выше, широкое внедрение принципов цифрового мультиплексирования на основе ИКМ привело к тому, что в каналах ТЧ появились шумы квантования. Их измерения потребовали особенно тщательной подготовки методики,

поскольку шумы квантования не появляются в системе, где нет активного сигнала. Единственным приемлемым решением оказалось воздействовать на канал специальным аналоговым сигналом – опорным сигналом QD в диапазоне от 350 до 550 Гц и для анализа полученных шумов квантования использовать специальный фильтр с полосой 2600 Гц и центральной частотой 2100 Гц, получивший название фильтра шумов квантования или фильтра QD.

Следующим шагом в развитии методологии измерений шумов стала необходимость анализа эффектов появления эха в телефонном канале. Здесь также была разработана методика воздействия на канал одночастотным сигналом 1020 Гц и анализа эхо-сигнала режекторным фильтром. Дальнейшее развитие спецификации на измерения в канале ТЧ потребовало дополнительно введения ряда фильтров для анализа шумов, представленных в табл. 2.7.

ТАБЛИЦА 2.7.

Основные измерения в каналах ТЧ и соответствующие фильтры

<b>Измерения</b>	<b>Фильтры</b>
Уровень и частота	ФВЧ с частотой 50-60 Гц, ФНЧ с частотой 10 кГц для снижения влияния АМ - помех
Шумы	Фильтр С, псофометрический. Селективный перестраиваемый. Широкополосный фильтр 3 кГц. Фильтр Баттерворта 15 кГц
Переходные помехи	Селективный фильтр, фильтр С со специальной фазовой характеристикой
Фазовый и амплитудный джиттер	Перестраиваемые фильтры для измерения джиттера в различных диапазонах
Возвратные потери (потери на отражение)	Фильтры взвешенных шумов для имитации источников шумов в канале
Интермодуляция	ФНЧ на 520, 1900 и 2240 Гц
Селективный уровень	Перестраиваемые фильтры 3, 10, 30, 100 Гц
Шумы квантования	П-образные фильтры с шириной полосы 200 и 2600 Гц

Помимо развития методологии в направлении создания фильтров для измерения шумов квантования, сама методология измерений аналоговых каналов претерпела значительные изменения. Для измерения фазовых шумов требуется определенная стимуляция канала, в результате измерения делаются по методу "воздействие – отклик". Большое количество параметров измерения в современных аналоговых каналах, необходимость автоматизации

измерений и сокращения времени проведения тестов для различных параметров стимулировали применение сложных аналоговых сигналов для стимуляции канала. На рис. 2.18 представлен общий вид сложного сигнала, используемого в современном анализе аналоговых каналов по параметру группового времени запаздывания (ГВЗ) (рекомендация О.81). Как это видно из рисунка, для обеспечения быстрой синхронизации тестового сигнала в нем используются три варианта модуляции.

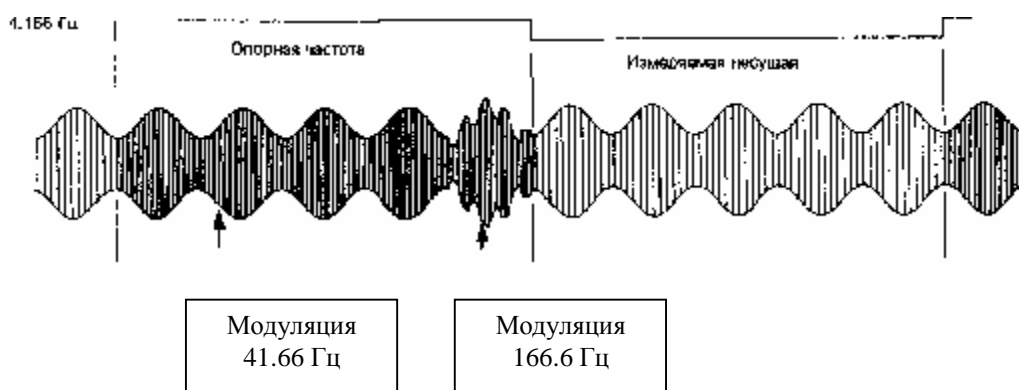


Рис. 2.18. Сложный сигнал для анализа аналогового канала по параметру ГВЗ

### 2.9.3. Влияние шумов квантования на параметры тестовых аналоговых сигналов

При наличии шумов квантования воздействие их на аналоговый сигнал сильно зависит от распределения исследуемого сигнала по амплитуде. В результате вопрос о выборе тестового сигнала для анализа шумов квантования и проведения измерений других параметров составного канала, использующего ИКМ-преобразования, становится непростым. Помимо описанных выше методов, использующих специальные фильтры, для анализа шумов квантования могут использоваться одночастотный (синусоидальный) сигнал или гауссов шум в качестве представления речевого сигнала. Анализ шумов квантования и эффектов компрессирования в этом случае выполняется на основании соответствия полученных результатов определенным маскам.

Влияние ИКМ-преобразователей на параметры шумового и одночастотного сигналов тем более существенны, что эти два типа сигналов используются при измерении других параметров шума, усиления и т.д. В результате методики проведения измерений на составном канале, включающем участки аналого-цифровых преобразований, должны учитывать влияние шумов квантования на параметры тестового сигнала.

В качестве примера рассмотрим влияние процесса компрессирования на параметры одночастотного сигнала. На рис. 2.19. показана характеристика компрессора по А-закону. Здесь имеет место процесс неравномерного квантования в зависимости от уровня сигнала

(рис. 2.20). Такая неравномерность усиления должна учитываться при проведении ряда измерений (например, при анализе АЧХ составного канала методом простого одночастотного тестирования). Анализ параметров усиления при квантовании должен выполняться при анализе работы компрессора.

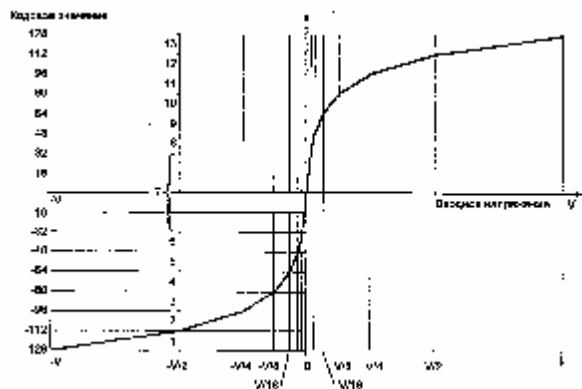


Рис. 2.19. Характеристика компрессора по А-закону

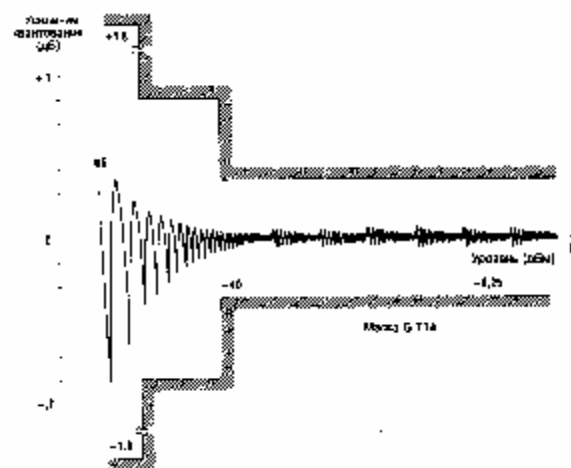


Рис. 2.20. Неравномерное усиление шумов квантования при компрессировании сигнала (А-закон)

Особенности влияния фазовых шумов должны учитываться особенно при измерении отношения сигнал/шум в канале. Для одночастотного сигнала отношение сигнал/шум определяется маской G.714 (рис. 2.21). В случае стимуляции канала шумовым сигналом с гауссовым распределением, отношение сигнал/шум различается для аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразований (рис. 2.22).

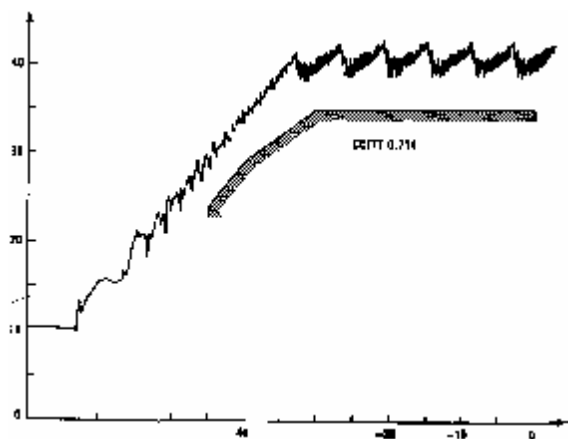


Рис. 2.21. Характеристика отношения сигнал/шум ( $S/N$ ) для компрессора А-закон и одночастотного тестового сигнала

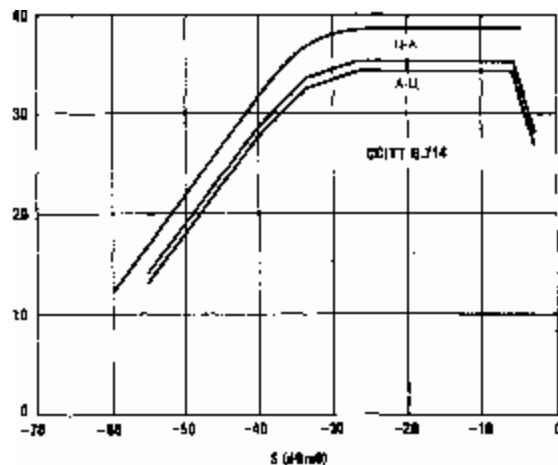


Рис. 2.22. Характеристика отношения сигнал/шум ( $S/N$ ) для компрессора А-закон и тестового сигнала в виде гауссова шума

#### 2.9.4. Методология измерений А-Ц (аналог-цифра)

Различные методы А-Ц и Ц-А измерений используются обычно для оптимизации тестирования методами полуканальных измерений. Действительно, если тестовый сигнал можно генерировать в аналоговой форме, а анализировать в цифровой, для некоторых приложений такие измерения представляют собой возможность повышения эффективности измерений, в особенности при анализе ИКМ-преобразований и мультиплексорного оборудования.

Влияние процессов квантования в этом случае является существенным при разработке методики пересчета данных полуканальных тестов в результаты анализа на всем канале.

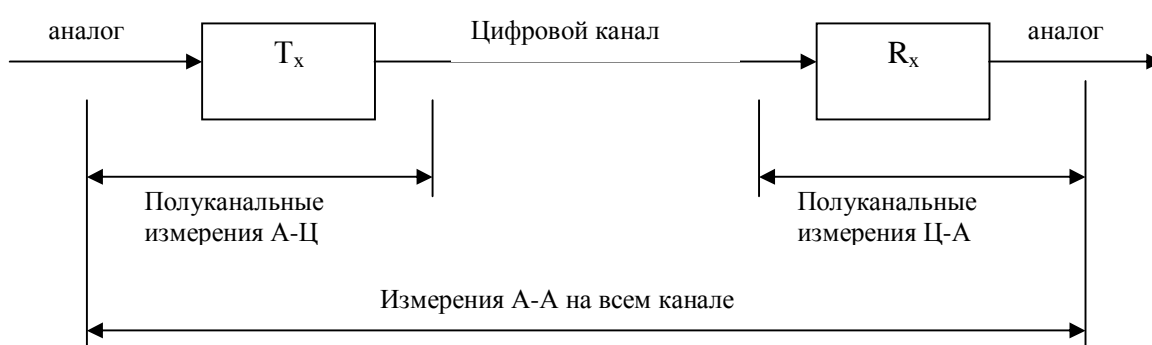


Рис. 2. 23. Метод полуканальных измерений

Рассмотрим методологию полуканальных измерений по принципу А-Ц или Ц-А, представленную на схеме рис. 2.23. В качестве примера методики пересчета результатов рассмотрим измерение параметра усиления на участках А-Ц и Ц-А. Казалось бы естественным предположить, что измеренное усиление на участке А-А в виде суммы усиления, измеренных на участках А-Ц и Ц-А. однако, из-за наличия неравномерности квантования в АЦП/ЦАП ИКМ-канала это не так. Дело в том, что устройства АЦП/ЦАП измерительного цифрового прибора (см. рис. 2.16) должны выполнять преобразование аналоговых сигналов в цифровые и обратно по линейному закону (без компандирования). Иначе такой цифровой прибор потеряет свою универсальность, например, с его помощью уже невозможно будет проконтролировать характеристику компандера ИКМ-канала. Таким образом, при выполнении измерений на половине канала (А-Ц или Ц-А) необходимо учитывать наличие в составном канале квантованного усиления и квантовых шумов.

В качестве еще одного полезного результата рассмотрения возможности измерений с аналоговой и цифровой стороны ИКМ-преобразователей можно привести сводную

таблицу параметров аналоговых и цифровых каналов, которые могут анализироваться в разных комбинациях измерений А-Ц (табл. 2.8).

ТАБЛИЦА 2.8.

Типичные измерения параметров ИКМ-преобразователей

Вид измерения	Комбинация измерений				Измерения		
	А-А	А-Ц	Ц-А	Ц-Ц	уровня	частоты	времени
Затухание	X	X	X	X	X	X	X
Уровень	X	X	X	X		X	X
Максимальный уровень кодирования		X			X		
Смещение по кодеру		X			X		
Нарушение связности канала	X	X	X	X			
Перекрестные помехи	X	X	X		X	X	
Шум незанятого канала	X	X	X		X		
Неравномерность запаздывания	X	X	X	X		X	
Монитор цикловой структуры				X			X
Параметр ошибок				X			X
Анализ сигнализации				X			X

### 3. МЕТОДОЛОГИЯ ИЗМЕРЕНИЙ ДЖИТТЕРА В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ

#### 3.1. Понятие джиттера, его классификация и влияние на параметры качества цифрового канала

Переход к цифровым методам передачи и коммутации помимо преимуществ, обусловленных новыми технологиями связи, вызвал множество проблем, специфически связанных с принципами передачи сигналов в цифровом виде. Новым и очень важным классом задач в теории и практике цифровых телекоммуникаций являются задачи дискретизации и восстановления сигналов, синхронизации сети и ее стабильности. В этом разделе нас будет интересовать методология измерений параметра, непосредственно связанного с тестированием систем синхронизации – джиттера.

*Джиттером или фазовым дрожанием* называется явление фазовой модуляции принимаемого сигнала (как аналогового, так и цифрового). На практике получили распространение два основных подхода к определению джиттера - в терминах фазы и в терминах частоты. Учитывая, что параметры частоты и фазы связаны простым соотношением, оба подхода эквивалентны. Подход к описанию джиттера в терминах фазовой нестабильности принимаемого цифрового сигнала является распространенным теоретическим описанием процесса. Распространение этого подхода привело к появлению определений джиттера как фазового дрожания. Однако для целей практического измерения параметров джиттера, его рассмотрение в терминах фазы оказалось неудобным, что связано объективными трудностями фазовых измерений. В результате появилось прикладное рассмотрение *джиттера как вариации частоты принимаемого сигнала*. В этом случае основными параметрами джиттера становятся его амплитуда и частота. Такое рассмотрение получило широкое практическое применение в методиках измерений и в технологии анализа результатов. Естественно, вариации фазы связаны с вариациями частоты интегральным соотношением, поэтому оба рассмотрения в этом смысле эквивалентны. В дальнейшем рассмотрение параметров будет строиться в терминах частоты.

Рассмотрим функцию нестабильности частоты принимаемого цифрового сигнала (рис. 3.1).

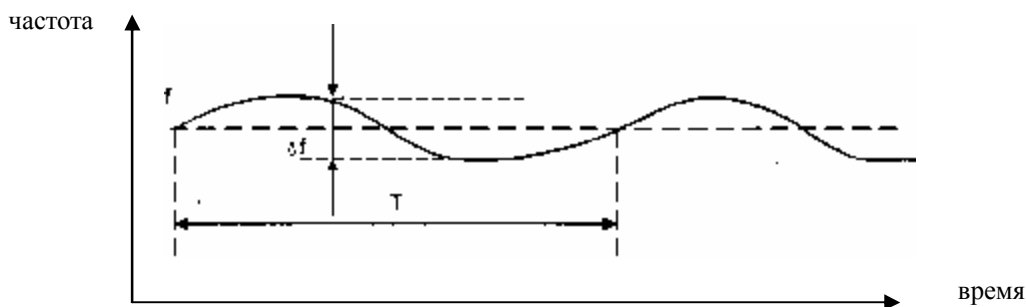


Рис. 3.1. Нестабильность частоты принимаемого цифрового сигнала

Как известно, частота принимаемого сигнала характеризуется своим средним значением  $f$  и девиацией  $\Delta f$ . Предположим, что имеет место модуляция, при которой изменение частоты происходит периодически с периодом  $T$ . Тогда, связав частоту модуляции с периодом изменения частоты  $f_d = 1/T$ , различают два типа изменений частоты:

- быстрые колебания частоты, характеризующиеся  $f_d > 10$  Гц и получившие название собственно джиттера (в отечественной терминологии фазового дрожания);
- медленные колебания частоты с  $f_d < 10$  Гц, получившие название *вандера* (в отечественной терминологии дрейфа фазы).

Необходимость разделения девиации частоты на джиттер и вандер связана с тем, что эти два параметра обычно возникают вследствие разных причин и по-разному влияют на параметры качества цифровой передачи.

В современной технологии получила распространение практика измерения амплитуды джиттера в единицах времени: абсолютных (обычно, в микросекундах) или в приведенных единицах – единичных интервалах (Unit Interval - UI). *Единичным интервалом* называется время, необходимое для передачи одного бита информации при заданной скорости передачи. Иными словами:

$$J = T = 1/f_d, [\text{мкс}]; J = fT = f / f_d, [\text{UI}].$$

В дальнейшем, по возможности, мы будем использовать приведенные единицы как наиболее часто встречающиеся.

Рассматривая влияние джиттера на параметры качества сигналов современных телекоммуникаций, необходимо отметить, что это влияние проявляется в двух направлениях.

- В случае передачи оцифрованного аналогового сигнала наличие джиттера приводит к тому, что восстановленный сигнал оказывается неравномерно дискретизированным, что может привести к значительным нарушениям в структуре аналогового сигнала. В



основном такое влияние джиттер оказывает на параметры систем с частотным разделением и аналоговые каналы сетей IDN. Учет влияния джиттера в этом случае зависит от его структуры: регулярный или нерегулярный джиттер. В случае постоянного (регулярного) джиттера, обусловленного обычно процессами мультиплексирования и регенерации, его влияние предсказуемо, носит аддитивный характер и компенсируется регенераторами и мультиплексорами. Нерегулярный (случайный) джиттер не может быть скомпенсирован и рассматривается как аддитивный шум. Исследования показали его связь с параметрами теплового шума и возможность накопления по мощности в составном цифровом канале. Наиболее существенным считается процесс накопления регулярного джиттера, поскольку регулярный джиттер аккумулируется быстрее нерегулярного.

- *При передаче данных в цифровой форме* джиттер, непосредственно связанный с нарушениями в синхронизации цифрового потока, приводит к двум эффектам:

- в процессе регенерации, нарушения в синхронизации приводят к флуктуациям моментов времени считывания дискретов относительно моментов времени, соответствующих максимальному уровню сигналов на выходе демодулятора. В результате, снижается пороговый уровень работы по шумам, что приводит к появлению битовых ошибок. С точки зрения принятого нами разделения, такое влияние в большей степени связано с джиттером (не вандером);

- на выходе асинхронных мультиплексоров (т.е. на входе в коммутационную станцию) наличие джиттера в системе синхронизации может привести к переполнениям эластичных буферов и проскальзываниям с потерями цикловой синхронизации, что приводит к значительной деградации качества связи. Обычно проскальзывания вызываются вандером.

### **3.2. Причины возникновения джиттера и его типы**

Существует несколько основных причин возникновения джиттера, которые влияют на его структуру и воздействуют на параметры качества систем связи. В частности, возникновение в системе регулярного и нерегулярного джиттера обусловлено различными причинами.

#### *3.2.1. Регулярный и нерегулярный джиттер, связанный с внешними условиями*

Регулярный (системный) джиттер обычно коррелирован с передаваемыми последовательностями битов. Поскольку задержки при передаче сигналов в скремблерах и

кодерах обычно зависят от типа принимаемой/передаваемой последовательности, процессы в мультиплексорах и регенераторах могут вызывать регулярный джиттер. Второй причиной возникновения регулярного джиттера могут быть нарушения в канале передачи, в частности связанные с наличием перекрестным помех, которые также вносят регулярный, коррелированный с последовательностями битов джиттер. Обычно регулярный джиттер в этом случае возникает при неправильной работе эквалайзеров (появление межсимвольной интерференции) или нарушениях в настройке цепей восстановления данных и характерен в большей степени для радиочастотных систем передачи.

Нерегулярный джиттер обычно обусловлен электромагнитным воздействием и помехами от внешних источников сигнала, таких как шум, отражения, перекрестные помехи или помехи по цепям питания и другим источникам ЭМП. В этом случае обычно спектр сигнала дает информацию об источнике мешающего сигнала. Интерференция с цепями питания 50 Гц и другими низкочастотными сигналами обычно легко идентифицируется, тогда как поиск источника помех от компьютерных и вычислительных систем связан с анализом в диапазоне порядка 60 МГц и представляет определенные сложности.

Кроме перечисленных причин возникновения джиттера в системах связи, имеется ряд причин, непосредственно связанных с технологией цифровых телекоммуникаций. Такой джиттер возникает из-за алгоритмов, реализованных в цифровых системах передачи. Соответственно, такой джиттер является *алгоритмическим*.

### 3.2.2. Джиттер стаффинга

В технологии плезиохронной цифровой передачи (PDH) принята методика выравнивания входящих в мультиплексор потоков за счет вставки битов (методика битового стаффинга), которая производится в определенные промежутки времени считывания информации из эластичного буфера. Рассмотрим детально этот процесс. Для того, чтобы процесс битового стаффинга мог работать, информация, поступающая в приемный эластичный буфер мультиплексора, принимается со скоростью, меньшей скорости передачи. Поэтому двумя основными принципами битового стаффинга являются:

1. скорость считывания из приемного эластичного буфера должна быть больше скорости записи в буфер;

2. вставка битов (стаффинг битов) должна производиться в заранее установленные интервалы времени для обеспечения эффективного удаления стаффинговых битов.

В результате, битовый стаффинг приводит к тому, что даже в случае, если входящий в мультиплексор поток был идеально дискретизирован, на выходе мультиплексора поток будет содержать значительный джиттер выравнивания (justification jitter). Этот джиттер компенсируется на приемной стороне эластичным буфером приемника, принцип работы которого основан на использовании петли ФАПЧ. После удаления стаффинговых битов ФАПЧ подстраивается под среднюю скорость принимаемой информации и производит считывание с этой скоростью. Для наиболее полной компенсации стаффингового джиттера используются узкополосные петли ФАПЧ. Однако, несмотря на узкополосность, петли ФАПЧ имеют конечную полосу, поэтому поток на выходе содержит стаффинговый джиттер, обычно имеющий регулярную структуру.

Помимо описанного случая возникновения джиттера, на практике джиттер в системах PDH имеет более сложную структуру, связанную с алгоритмом внесения стаффинговых битов только в определенные временные интервалы, которые могут не совпадать с кратностью разности скоростей.

В качестве примера процессов, происходящих в приемном буфере, рассмотрим передачу/прием цифрового потока в системе PDH в случае, если частота вставки стаффинговых битов кратна разности частот приема/передачи приемного буфера мультиплексора. В этом случае имеем стаффинг с отношением  $S$ , выражаемом в виде дроби с числителем 1 (рис. 3.2). При этом стаффинг равномерный и, обычно, в приемном демультиплексоре хорошо компенсируется. Выходящий поток будет содержать стаффинговый джиттер, обусловленный только конечной полосой петли ФАПЧ.

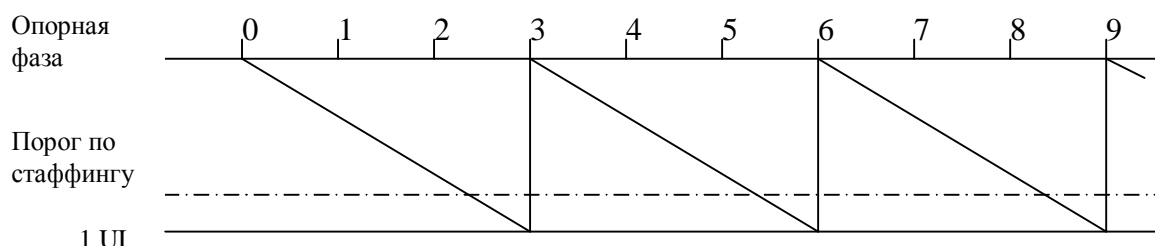


Рис. 3.2. Стаффинг с отношением  $S = 1/3$

В случае если частота вставки не кратна разности частот приема/передачи, знаменатель стаффингового отношения будет выражаться дробным числом. В зависимости от того,

находится ли дробная часть  $\{1/S\}$  в пределах  $0 \leq \{1/S\} \leq 0.5$  или  $0.5 \leq \{1/S\} \leq 1$  структура стаффинга будет различной (рис. 3.3).

Таким образом, если стаффинговое отношение не является простым целочисленным отношением, что является более вероятным, к стаффинговому джиттеру добавляется джиттер, обусловленный некрatностью скоростей или джиттер ожидания (Waiting-Time jitter). Его пиковая амплитуда обычно равна  $J_{max}=(n-1)/m$  для отношения  $S = n/m$ .

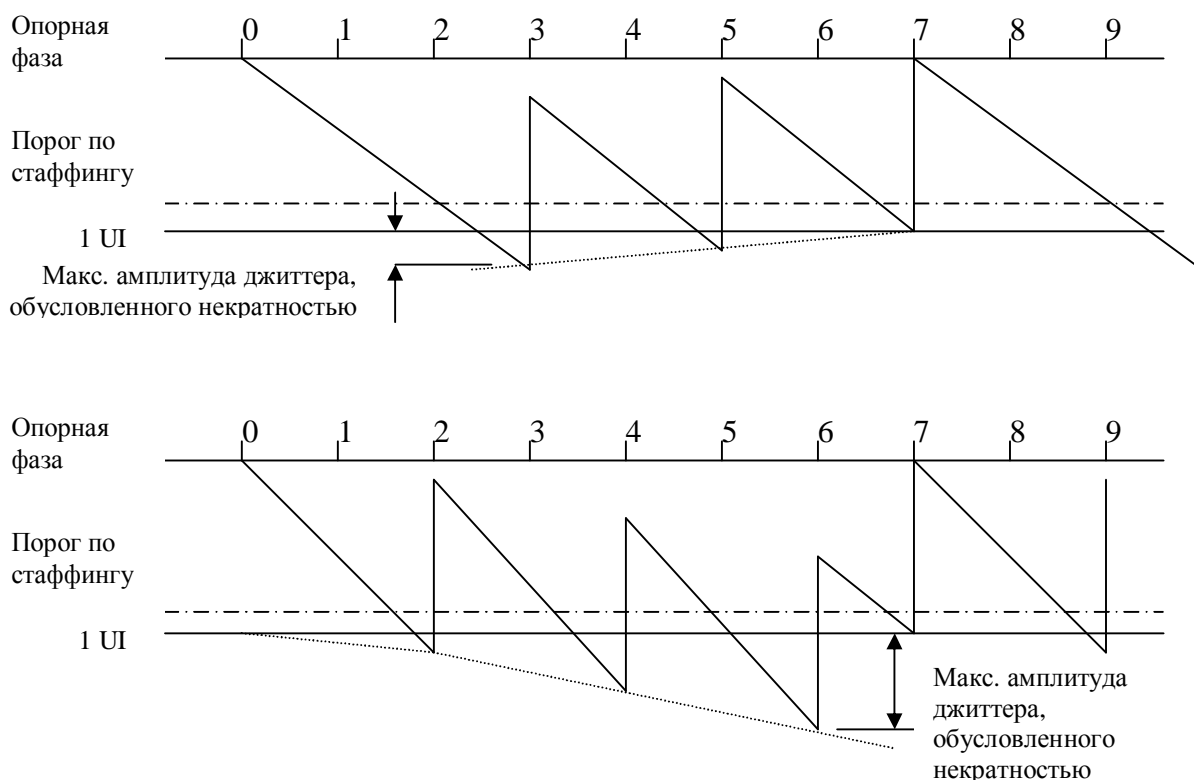


Рис. 3.3. Стаффинг с отношением  $\{1/S\}=3/7$  (сверху) и  $\{1/S\}=4/7$  (снизу).

### 3.2.3. Джиттер в системах SDH. Джиттер по смещению указателей и джиттер загрузки

Технология SDH предусматривает использование для процессов выравнивания скоростей алгоритма смещения указателей, что можно рассматривать как процедуру байтового стаффинга (поскольку размер указателя составляет один байт или восемь битов). Смещение указателя приводит к появлению импульсного джиттера в 24 бита (в настоящее время смещаются сразу все (три) байта указателя). Затем этот джиттер компенсируется компонентами системы. Такой джиттер называется *джиттером по смещению указателей* (pointer jitter).

Для компенсации рассинхронизации входящего потока при загрузке плезиохронного трафика в виртуальный контейнер SDH используется часть заголовка - указатели. В

случае необходимости увеличить количество цифровых данных, загружаемых в один контейнер (вариант, когда скорость принимаемых данных выше стандартной), из указателя удаляется один байт (теперь 3) и вместо него загружаются данные. Такое смещение указателей называется *отрицательным смещением*. Если принимаемый мультиплексором поток имеет скорость ниже стандартной, для компенсации рассинхронизации необходимо уменьшить количество цифровых данных, загружаемых в один контейнер. В этом случае в поле полезной нагрузки вставляется указатель. Такое смещение указателя называется *положительным смещением*. Указание на смещение указателя передается в составе предыдущего указателя. В результате при выгрузке плезиохронного трафика смещение указателя будет эквивалентно всплеску джиттера на 24 UI. Этот импульсный джиттер должен быть компенсирован частично мультиплексором ввода/вывода (MBB), однако полностью компенсировать джиттер практически невозможно, и он сохраняется в передаваемом по сети SDH трафике.

Кроме джиттера по смещению указателей, в системах SDH имеет место *джиттер загрузки* (mapping jitter), который связан с процессами стаффинга, имеющего место при загрузке плезиохронного сигнала в систему SDH. В процессе выгрузки сигнала PDH из SDH возникает джиттер загрузки, аналогичный джиттеру PDH.

### **3.3. Необходимость измерений джиттера**

Методология измерений джиттера и вандера до сих пор находится в стадии формирования. Если параметры ошибки в цифровом составном канале могут быть легко рассчитаны, то процессы формирования и передачи джиттера в составном цифровом канале, несмотря на глубокие исследования в этой области, до сих пор до конца не разрешены. В связи с этим возникает необходимость практического изучения норм на джиттер в составном канале, а также исследования реальных ситуаций и процессов на сетях. Кроме этого, в последнее время с развитием систем SDH потребовалось дополнительное исследование процессов формирования алгоритмического джиттера и анализ допустимых норм на уровень алгоритмического джиттера в системах SDH.

Сложность методологии измерений джиттера привела к полемике относительно необходимости эксплуатационных измерений этого параметра при обслуживании сетей связи.

Для обоснования необходимости измерений джиттера следует отметить, что этот параметр, также как и параметры фазовой стабильности и фазовых шумов, представляет большое значение для современных телекоммуникаций. Как было описано выше, джиттер

в системе передачи может привести к существенному снижению устойчивости работы системы передачи к шуму и привести к увеличению параметра BER. Если тестирование параметра по BER дает в этом случае лишь индикационное понимание типа "хорошее/плохое качество", то измерения джиттера обеспечивают поиск и обнаружение причины деградации качества. Безусловно, джиттер здесь выступает как вторичный параметр по отношению к основному параметру качества – BER, однако данные измерений джиттера могут быть использованы для превентивных мер по обеспечению качества цифровой передачи.

В некоторых случаях высокий уровень джиттера приводит к сбою в цепях ФАПЧ приемников, в результате возникают битовые ошибки в виде отдельных ошибок или даже последовательностей ошибок разной длины. В этом случае измерения уровня джиттера обеспечивают непосредственную локализацию причины деградации качества.

Наконец, одним из эффектов накопленного в составной системе передачи джиттера является то, что его воздействие на параметры системы передачи могут не проявляться в течение долгого времени. В результате небольшое увеличение джиттера или изменение другого параметра приводит к резкому ухудшению параметров качества. Такой эффект порогового воздействия параметров вообще характерен для цифровых систем передачи, но особенно он существенен для джиттера.

Противники измерений джиттера выдвигали следующие аргументы в защиту своей позиции.

1. Джиттер в цифровых системах передачи является вторичным параметром и связан с параметром качества цифровой передачи только косвенно.

2. Наибольшая полемика велась относительно возможных превентивных мер при обнаружении джиттера. Действительно, можно ли каким-либо способом устранить последствия джиттера? Что должен делать оператор, если он обнаружил джиттер в канале, не соответствующий норме? Вероятный ответ - ничего. Действительно, если джиттер приводит к ошибкам в цифровой системе передачи, это означает, что приемные петли ФАПЧ не обеспечивают достаточной устойчивости к джиттеру в канале, решением здесь может быть либо устранение джиттера, либо замена петли ФАПЧ. Ни то, ни другое в реальной практике эксплуатации невозможно.

3. Алгоритмический джиттер в системах PDH и SDH вызван процессами рассинхронизации входящих потоков в мультиплексоры ввода/вывода. Поэтому можно рассматривать джиттер как вторичный параметр по отношению к параметрам системы

синхронизации. В результате возникла концепция "измерения системы синхронизации вместо измерений джиттера".

4. Особенно острая полемика относительно необходимости измерений джиттера велась при разработке методологии эксплуатационных измерений систем SDH. Здесь джиттер намного выше, чем алгоритмический джиттер, связанный с битовым стаффингом, и имеет ярко выраженную импульсную структуру при сильном воздействии на параметры системы цифровой передачи. Суть вопроса состояла в том, необходимо ли его мерить непосредственно как параметр сигнала или достаточно измерить уровень смещения указателей, непосредственно связанный с параметром джиттера, а затем пересчитать полученный результат в уровень джиттера на выходе.

Трудности анализа полемики связаны еще и с тем, что она велась в основном компаниями, реализовавшими и не реализовавшими возможности измерений джиттера в своих приборах и системах, таким образом, эту полемику трудно было назвать объективной.

Следует отметить, что обе стороны не отрицали актуальности контроля джиттера как параметра функционирования современной цифровой системы передачи. Вопрос состоял в целесообразности измерений джиттера при эксплуатации, когда необходимо измерять не все наиболее существенные параметры, а только те, которые должны помочь оператору в обслуживании сети. Важность джиттера как эксплуатационного параметра как раз и была поставлена под сомнение. Защитники концепции измерений джиттера доказывали необходимость эксплуатационных измерений этого параметра, противники измерений отводили измерениям джиттера область системных измерений вместе с измерениями фазовой стабильности и параметров фазовых шумов.

Также необходимо отметить, что относительно необходимости эксплуатационных измерений вандера такой полемики не было, поскольку сама методология измерений вандера достаточно проста и может быть реализована в портативных эксплуатационных тестерах.

Как обычно, в таких случаях вопрос был решен рыночными методами – в настоящее время на международном рынке присутствуют оба класса приборов: мощные анализаторы с функцией анализа джиттера и портативные эксплуатационные приборы с функцией измерения только вандера. Наличие на рынке обоих классов оборудования дает возможность операторам выбирать между функциональностью и стоимостью.

В отечественной практике полемики относительно эксплуатационных измерений джиттера не было. При разработке норм на параметры каналов PDH и SDH джиттер был включен как обязательный параметр измерений. Это привело к ряду негативных явлений:

- часть оборудования международных фирм – производителей оказалась выброшенной с рынка России, что повлекло за собой монополизм оставшихся нескольких фирм;
- операторы были вынуждены для проведения измерений закупать мощные анализаторы, что не для всех операторов оказалось возможным. В результате многие операторы вынуждены были вообще отказаться от измерений параметров PDH/SDH, хотя могли бы выполнить более 80% измерений с использованием портативных приборов.

### **3.4. Общая методология измерений джиттера**

Рассматривая общую методологию измерений джиттера, необходимо еще раз отметить, что она до сих пор не установилась, в этом разделе мы рассмотрим некоторые принципы методологии измерений, которые наиболее часто используются в современной практике.

Как было описано выше, основными параметрами джиттера являются амплитуда и частота. Джиттер измеряется как пиковая величина отклонения фазы (частоты), приведенная к длине периода передачи данных. Основной единицей джиттера является единичный интервал UI. Использование относительных единиц UI позволяет сравнивать параметр джиттера для каналов различных уровней иерархии PDH/SDH.

Для точного измерения джиттера необходимо точно определить ширину полосы частот измерений. В противном случае невозможно оценить влияние джиттера на параметры системы передачи в силу различных на разных частотах свойств прохождения джиттера по каналам связи и различной степени воздействия на информационные и синхронизирующие сигналы. Наиболее естественным способом организации измерений джиттера в этом случае можно было бы считать спектральный анализ джиттера с использованием частотно-селективного приемника. Однако такой метод измерения джиттера не нашел распространения в практике эксплуатационных измерений, так как его реализация в приборах оказалась слишком дорогой. В настоящее время метод спектрального анализа используется в нескольких измерительных системах для лабораторного анализа джиттера.

В практике эксплуатационных измерений получила распространение методика, состоящая из двух измерений, различающихся используемыми фильтрами. Этот метод измерений дает меньше информации о джиттере, чем спектральный анализ джиттера, однако он позволяет получить важные результаты и экономически более эффективен.



Метод был одобрен ИТУ-Т, который разработал рекомендации по параметрам фильтров. Для проведения измерений были определены фильтры, обеспечивающие измерения низкочастотных и высокочастотных компонентов джиттера (фильтры НР1 и НР2 соответственно). Параметры фильтров представлены на рис. 3.4.

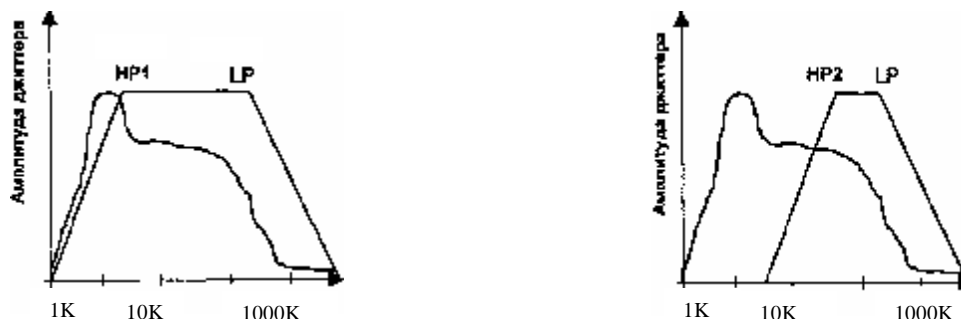


Рис. 3.4. Фильтры, использующиеся при измерениях джиттера

При измерениях джиттера различают измерения:

- собственного джиттера системы передачи;
- максимально допустимого джиттера (МТД);
- передаточной характеристики джиттера (JTF).

Отдельной группой измерений являются измерения вандера.

Ниже эти группы измерений будут рассмотрены подробно.

### 3.5. Устройство анализатора джиттера

Структурная схема анализатора джиттера представлена на рис. 3.5. Внешний сигнал, содержащий джиттер, может содержать длинные последовательности нулей. Поэтому на входе анализатора джиттера ставится конвертор данные/сигнал синхронизации, который преобразует произвольный цифровой сигнал в сигнал с регулярно изменяющимся состоянием (например, альтернативную последовательность 1010). В основе устройства конвертора лежит принцип быстродействующей петли ФАПЧ. В результате конвертор обеспечивает выделение информации о джиттере на фазовом детекторе, однако сам конвертор вносит собственный джиттер некоторого уровня. Для измерения джиттера используется опорный фазостабильный сигнал. Для его первичной обработки в состав анализатора включена медленная петля ФАПЧ, определяющая фазу внутреннего генератора синхросигнала (опорного сигнала фазового детектора). Зависимость параметра джиттера от времени получается путем простого сравнения фаз двух сигналов. Полученная информация фильтруется, данные о положительном и отрицательном

джиттере обрабатываются отдельно. ФНЧ 10 Гц выделяет сигнал для измерения вандера. Для обнаружения импульсного джиттера в системах SDH используется цифровая фильтрация с высоким разрешением. Некоторые компании используют аналоговые фильтры джиттера. В этом случае время обработки данных сильно увеличивается, точность измерений уменьшается, вероятно ситуация, когда анализатор, построенный на таком принципе не обеспечивает измерения импульсного джиттера.

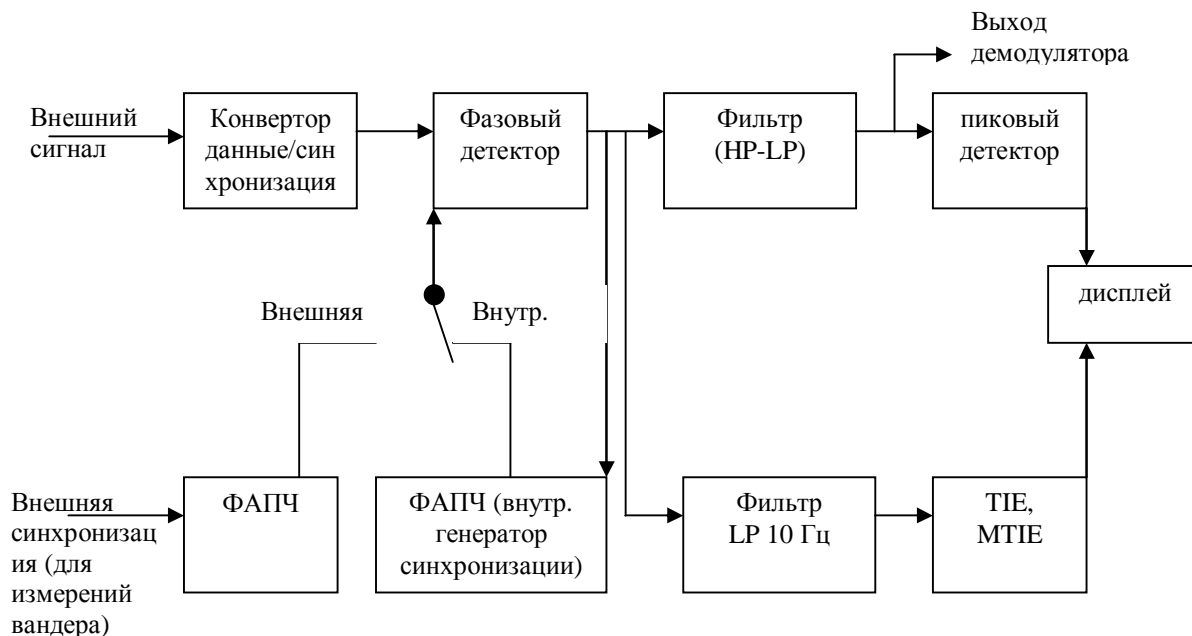


Рис. 3.5. Устройство анализатора джиттера (вандера)

Обычно функция зависимости джиттера от времени доступна для дальнейших процессов обработки с выхода демодулятора. В этом случае подключение селективного милливольтметра или анализатора спектра к выходу демодулятора дает возможность точного спектрального анализа джиттера.

### 3.6. Измерение собственного джиттера системы передачи

Собственным джиттером системы передачи называется уровень джиттера на выходе системы при условии фазостабилизированного сигнала (сигнала без джиттера) на входе системы.

Нормы на уровень собственного джиттера в цифровых системах передачи PDH/SDH определяется ИТУ-Т в рекомендациях G.823, G.783 и G.825. Собственный джиттер в цифровой системе передачи должен находиться в пределах маски на джиттер, представленной на рис. 3.6. Нормы на параметры маски зависят от уровня иерархии канала и представлены в соответствии с перечисленными рекомендациями в табл. 3.1.

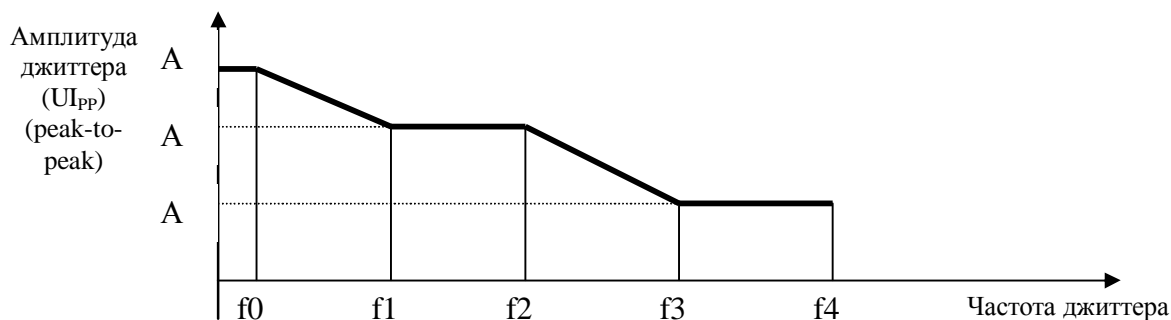


Рис. 3.6. Маска на нормы уровня собственного джиттера в цифровой системе передачи

ТАБЛИЦА 3.1

Нормы на параметры маски рис. 3.6. в зависимости от скорости передачи

Скорость, кбит/с	$UI_{pp}$ от $f1$ до $f2$	$UI_{pp}$ от $f3$ до $f4$	$f1$ , кГц	$f2$ , кГц	$f3$ , кГц	$f4$ , кГц
рекомендация G.823 (для систем PDH)						
2048	1,5	0,2	0,02	2,4	18	100
8448	1,5	0,2	0,02	0,4	3	400
34368	1,5	0,15	0,1	1,0	10	800
139 264	1,5	0,075	0,2	0,5	10	3500
рекомендация G.783 (для систем SDH)						
2048	0,4	0,075	0,02		18	100
8448	0,4	0,075	0,1		10	800
139264	0,4	0,075	0,2		10	3500
рекомендация G.825 (для систем SDH)						
STM-1	1,5	0,15	0,5		65	1300
STM-4	1,5	0,15	1		250	5000
STM-16	1,5	0,15	5		1000	20000

(STM – синхронный транспортный модуль – стандартный цифровой канал в системе SDH)

Измерения собственного джиттера могут относиться к каналу или участку цифровой системы передачи и отдельному устройству. Как видно из рисунка и таблицы,

допустимый уровень собственного джиттера на высоких частотах в цифровых системах передачи довольно низкий.

Измерения собственного джиттера выполняются с использованием сигнала реальной или имитируемой нагрузки. Наиболее часто измерения выполняются с имитацией реальной нагрузки. В этом случае в качестве имитирующего сигнала используется сигнал ПСП. В результате возникают широкие возможности совмещения измерений джиттера и измерений параметра ошибки с отключением канала. Наиболее часто такая технология измерений используется при проведении приемо-сдаточных испытаний каналов системы передачи.

Измерения собственного джиттера с использованием реальной нагрузки выполняются обычно при эксплуатационном мониторинге каналов. Целесообразность измерений с реальной нагрузкой объясняется тем, что при этих измерениях исключается фактор влияния генератора ПСП на параметр джиттера.

Метод измерения заключается в демодуляции джиттера нагрузки на выходе сетевого стыка, его избирательной фильтрации и измерении эффективного или амплитудного значения синусоидального джиттера.

Схема организации измерений представлена на рис. 3.7.

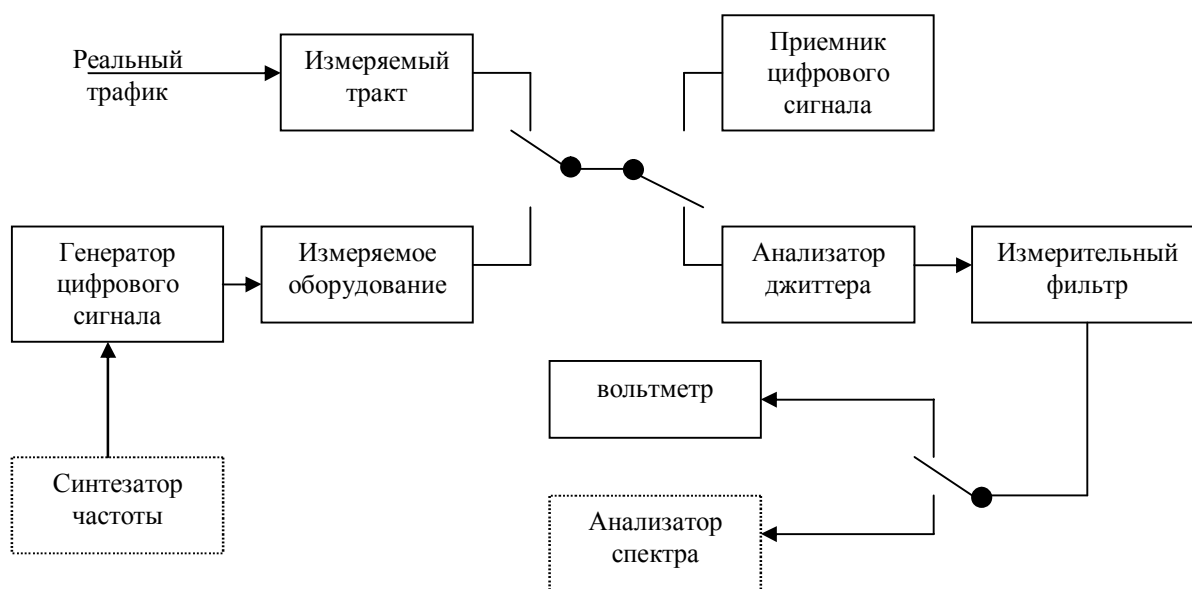


Рис. 3.7. Схема организации измерений собственного джиттера

Дополнительный синтезатор, показанный на рис. 3.7, служит для более точного определения используемых при измерении частот. Дополнительный анализатор спектра обеспечивает детальный спектральный анализ выходного джиттера.

Основным фактором влияния на измерения параметров собственного джиттера является влияние самого измерительного прибора на результат. Как было показано выше, измеряемые параметры джиттера могут быть очень малыми, поэтому основным требованием, предъявляемым к анализатору джиттера, является малый уровень собственного джиттера. Современный дизайн цепей позволяет достичь высокой фазовой стабильности модулей анализатора – порядка 1 mUI. Некоторые фирмы – производители в качестве анализаторов джиттера используют анализаторы с собственным джиттером в 50 mUI и более. Такой собственный джиттер не дает возможности проведения реальных измерений джиттера системы.

Собственный уровень джиттера измерительного прибора оказывает сильное влияние на результаты измерений. Проблема заключается в том, что собственный джиттер прибора и измеренный джиттер системы передачи суммируются сложным образом в зависимости от спектра и фазы сигнала. Современный уровень технологии не позволяет создать анализатор с параметром собственного джиттера, равным 0 UI, поэтому собственный джиттер прибора всегда влияет на результаты измерений. Для компенсации собственного джиттера прибора ряд фирм – производителей используют программные вычислительные процедуры при обработке данных. Такой метод оказывается неэффективным, поскольку измеряемый джиттер зависит не только от качества цепей анализатора, но и от цикловой структуры потока и состава сигнала нагрузки. В результате методика программной компенсации приводит к значительной погрешности измерений, ошибкам при измерении, невоспроизводимости результатов.

Таким образом, единственным способом достижения точности при измерениях джиттера является высокое качество анализатора, обеспечивающего малый уровень собственного джиттера. Это основная причина того, что измерения джиттера резко увеличивают стоимость анализатора и его габариты. Реализовать в должной мере измерения джиттера в портативных и дешевых приборах оказывается практически невозможным.

### **3.7. Измерение максимально допустимого джиттера**

Проверка работоспособности цифрового канала или тракта при максимально допустимом входном джиттере (Maximum Tolerable Jitter - MTJ) производится путем подачи на вход канала измерительного сигнала с заданным уровнем джиттера. Значение и частота стрессового джиттера устанавливаются в соответствии с нормами на максимально допустимый размах синусоидального фазового дрожания на входе. Измерения

производятся на выходе канала или тракта при одновременном измерении параметра ошибки.

Схема измерения допустимого значения джиттера на входе цифрового канала, тракта или аппаратуры представлена на рис. 3.8. Параметр MTJ определяется как амплитуда синусоидального джиттера, который, будучи поданным на вход тракта или аппаратуры, вызывает заданное ухудшение показателя ошибок. Поэтому основу схемы измерений, представленную на рис. 3.8, составляет генератор цифровых сигналов (обычно генератор ПСП), на вход которого подается сигнал от синтезатора с преобразованием АМ/ФМ, что эквивалентно внесению джиттера. На выходе принимаемый цифровой поток измеряется при помощи анализатора цифрового канала с фиксированием ошибок в канале.

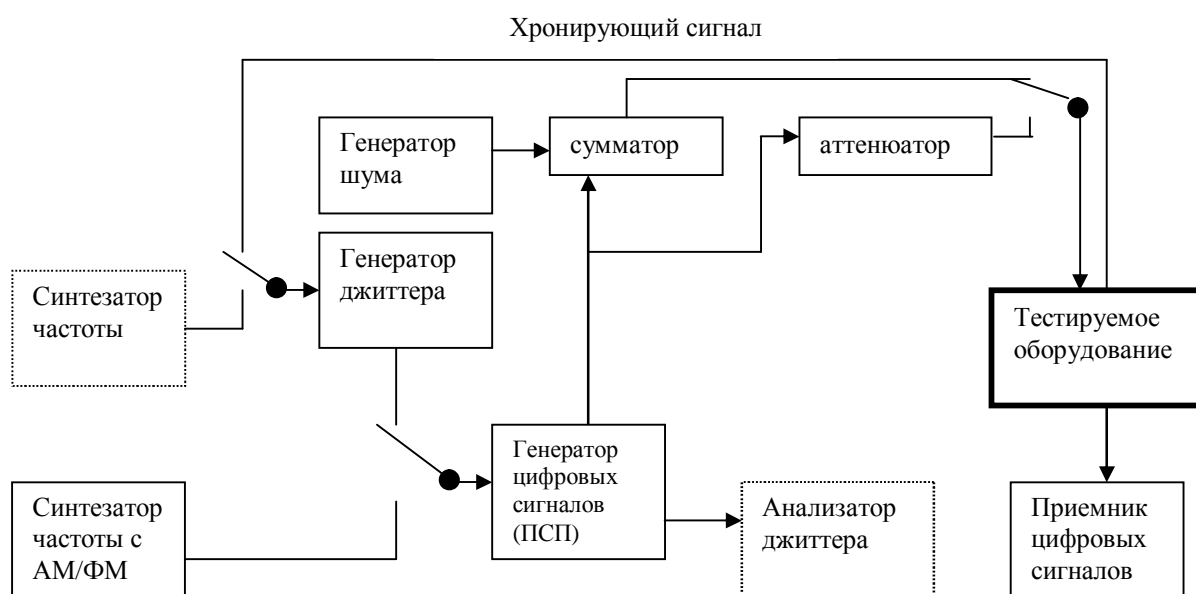


Рис. 3.8. Схема организации измерений параметра MTJ (по критерию увеличения BER)

*Методика измерений* довольно проста.

- На измеряемое оборудование/канал подается тестовый сигнал (обычно ПСП) с внесенным джиттером на определенной частоте.
- Затем амплитуда вносимого джиттера варьируется, а на выходе измеряемого оборудования/канала измеряется параметр ошибки.
- По одному из описанных ниже критериев делается вывод о максимально допустимом джиттере для данной частоты.
- Измерения повторяются для другой частоты.
- В результате получается зависимость амплитуды максимально допустимого джиттера (MTJ) от частоты для данного измеряемого оборудования, которая и является предметом измерений.

Нормированное ухудшение показателя ошибок может выражаться в виде двух критериев: увеличения коэффициента ошибок по битам (BER) и момента появления ошибок. При проведении измерений необходимо рассмотреть оба критерия, поскольку допуск на входное фазовое дрожание измеряемого объекта определяется, в основном, двумя факторами:

- способностью схемы восстановления синхросигнала точно восстанавливать этот сигнал из информационного потока с джиттером и, возможно, с другими ухудшениями качества (искажение импульсов, переходное влияние, шум и т.д.). Для определения МТJ по этому фактору необходимо подключить к входу генератора джиттера восстановленный синхросигнал с соответствующего выхода тестируемого оборудования;
- способностью выдерживать динамически меняющуюся скорость входного цифрового информационного сигнала.

Критерий увеличения BER позволяет определять воздействие джиттера на схему восстановления хронизирующего сигнала приемника, что очень важно для оценки первого фактора. Критерий появления ошибок рекомендуется для оценки второго фактора. Ниже рассмотрим оба метода.

### *3.7.1. Метод по критерию увеличения параметра BER*

Критерий увеличения BER для измерений МТJ определяется как амплитуда джиттера (на заданной частоте), удваивающего BER, что обусловлено определенным уменьшением отношения сигнал/шум. Процедура метода разделяется на два этапа. На *первом этапе* определяются два значения BER в зависимости от отношения сигнал/шум в эталонных точках измеряемого канала. При нулевом джиттере к сигналу добавляется шум или сигнал ослабляется до получения нужного первоначального BER. Затем шум или затухание сигнала снижается до момента, когда BER уменьшится в 2 раза.

На *втором этапе* на определенной частоте в испытательный сигнал вводится джиттер до момента получения первоначально выбранного значения BER. Введенный эквивалентный джиттер представляет собой точную и воспроизводимую меру параметра МТJ. Второй этап метода повторяется для достаточного количества частот, чтобы измерение точно показывало постоянный допуск синусоидального входного джиттера для испытываемого объекта в используемом диапазоне частот. Измерительное устройство должно обеспечивать генерирование сигнала с изменяемым джиттером, получение

необходимого отношения сигнал/шум в информационном сигнале и измерение BER испытываемого объекта.

На рис. 3.8 представлена схема измерения, применяемая для метода по критерию увеличения BER. Аппаратура, обозначенная пунктирными линиями, используется дополнительно. Дополнительный частотный синтезатор обеспечивает более точное определение частот, используемых для измерения. Дополнительный анализатор джиттера может применяться для контроля амплитуды вырабатываемого фазового дрожания.

### 3.7.2. Метод с использованием критерия появления ошибок

Критерий появления ошибок для измерения MTJ определяется как наибольшая амплитуда джиттера на заданной частоте, обеспечивающая в конечном счете не более двух секунд с ошибками. Секунды суммируются в последовательных 30-секундных интервалах, в течение которых амплитуда джиттера возрастала.

Рассматриваемый метод заключается в изменении частоты вносимого джиттера и в определении критической амплитуды допустимого джиттера для каждой частоты и амплитуды фазового дрожания испытательного сигнала, обеспечивающего соблюдение критерия появления ошибок. Метод включает в себя следующие операции:

- исключение «переходной области» амплитуды джиттера, в которой прекращается безошибочная работа;
- измерение отдельных секунд с ошибками в течение 30 с для каждого увеличения амплитуды джиттера, начиная с "переходной области";
- определение для каждой частоты наибольшей амплитуды джиттера, при которой суммарное число секунд с ошибками не превышает двух.

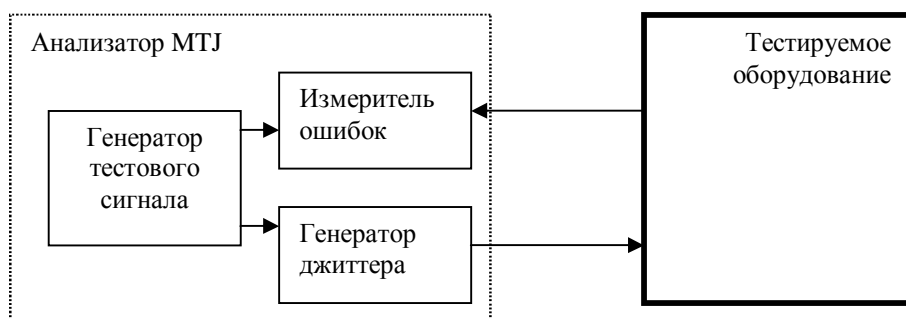


Рис. 3.9. Схема организации измерений параметра MTJ (по критерию появления ошибок)

Процесс повторяется для числа частот, достаточного для того, чтобы измерение точно отражало допустимый для испытываемого объекта синусоидальный входной джиттер в заданном диапазоне частот. Анализатор при этом должен вырабатывать сигнал с



управляемым джиттером и измерять количество секунд с ошибками, обусловленных этим джиттером (схема на рис. 3.9).

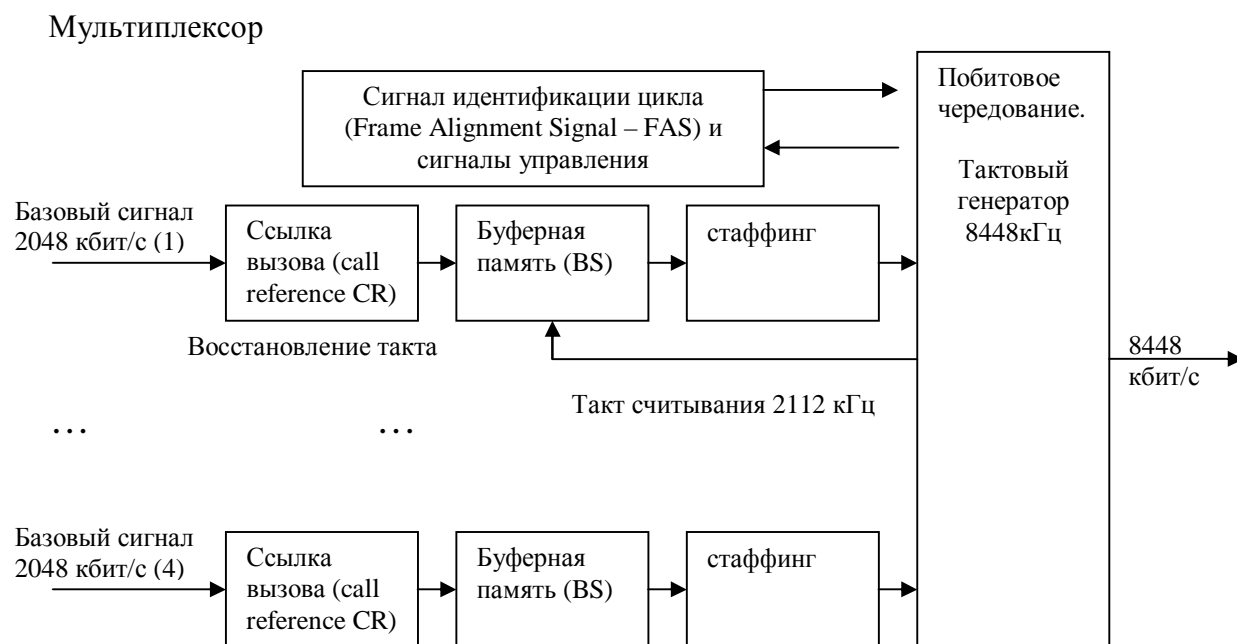
### 3.7.3. Структура маски MTJ

Рассмотрим форму маски на максимально допустимый уровень джиттера (MTJ) и различные факторы, влияющие на ее форму. В большинстве анализаторов (MTJ) форма маски задается самим оператором в зависимости от типа измеряемого оборудования.

Сделаем это на примере мультиплексора/демультиплексора ввода/вывода системы PDH, схема которого представлена на рис. 3.10.

Состав характеристики MTJ мультиплексора/демультиплексора определяется многими факторами. На низких частотах основным фактором влияния является ширина полосы ФАПЧ демультиплексора. Для увеличения устойчивости работы демультиплексора к джиттеру на входе мультиплексора используется эластичный буфер. Вторая "ступенька" определяется процессами стаффинга и его вкладом в параметр джиттера. Поскольку полоса стаффинга сравнительно узкая (несколько кГц), его влияние будет доминировать в средней зоне характеристики. Наконец, третья "ступенька" характеристики определяется влиянием цепи восстановления синхронизации демультиплексора.

Все три перечисленных характеристики вошли в состав требований к устойчивости к джиттеру мультиплексоров PDH. Эти требования были определены ИТУ-Т в рекомендациях серии G.7xx. Маска MTJ ИТУ-Т представлена на рис. 3.11.



## Демультимплексор

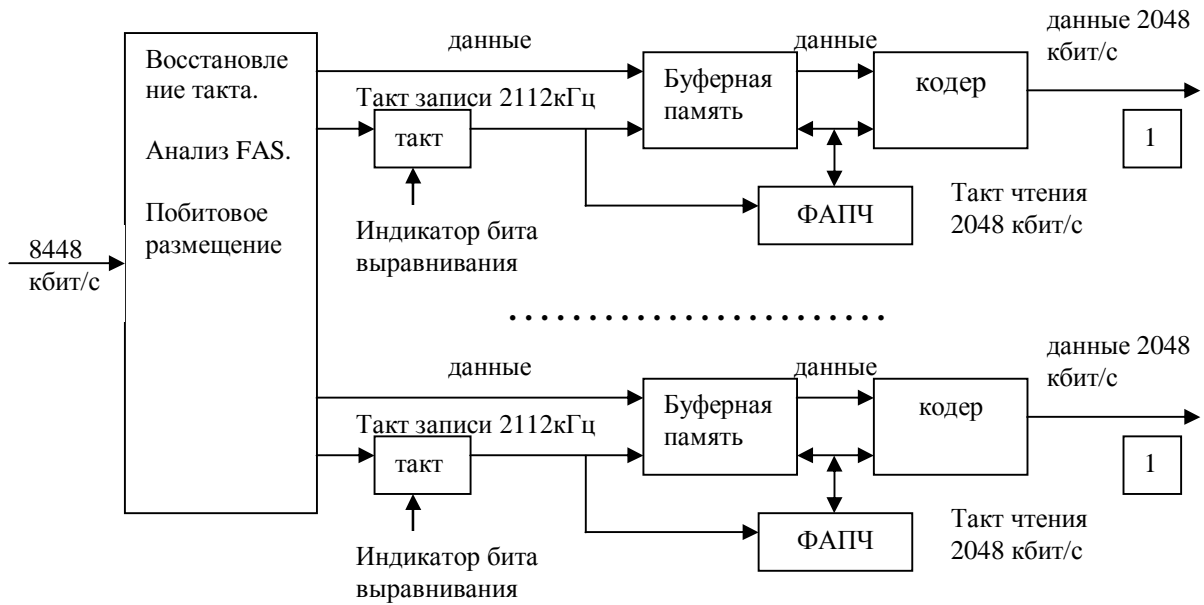


Рис. 3.10. Схема мультиплексора/демультимплексора ввода/вывода системы PDH

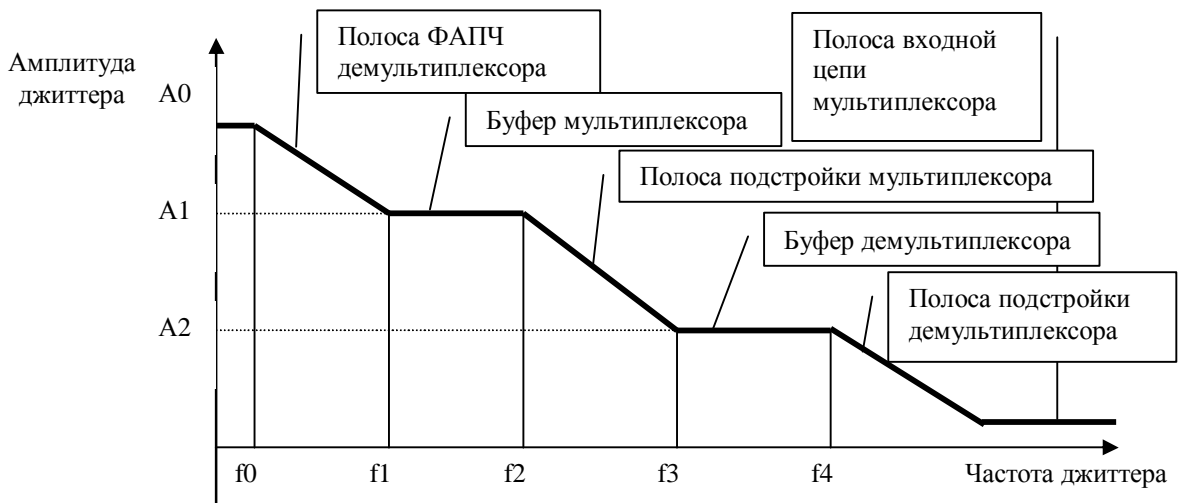


Рис. 3.11. Параметр MTJ по синусоидальному джиттеру мультиплексора PDH

### 3.8. Измерение передаточной характеристики джиттера

Передаточная характеристика джиттера (JTF – Jitter Transfer Function) определяется как приведенная разность между джиттером на выходе и джиттером на входе устройства/канала:

$$JTF(f_i) = 20 \lg [J_{out}(f_i) - J_{in}(f_i)] / J_{in}(f_i)$$

Также как и параметр MTJ, параметр JTF измеряется на определенной частоте. В качестве примера на рис. 3.12. представлена схема измерения параметра JTF мультиплексора SDH. Анализатор JTF в этом примере входит в состав анализатора SDH.

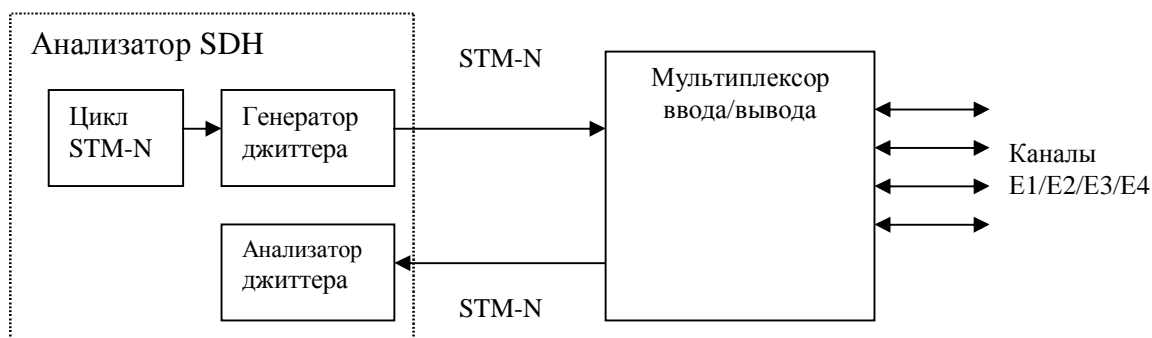


Рис. 3.12. Схема измерений параметра JTF

Принцип организации измерений достаточно прост: во входящий цифровой поток добавляется джиттер определенной амплитуды и анализируется джиттер на выходе. Вариация частоты дает характеристику зависимости параметра JTF от частоты.

На результаты измерений существенное влияние оказывают собственный джиттер устройства/канала и джиттер, вносимый анализатором JTF.

В отличие от маски MTJ маска JTF представляет собой две зависимости для верхнего и нижнего уровней JTF. Реальная кривая параметра JTF должна располагаться между двумя кривыми маски (рис. 3.13.).

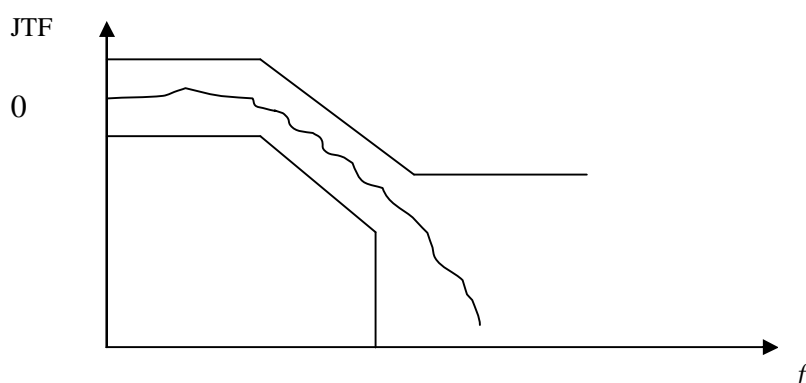


Рис. 3.13. Вид маски параметра JTF

Наличие нижней границы маски JTF объясняется характером взаимодействия джиттера в сигнале передаваемых данных и сигнале синхронизации. Битовые ошибки возникают, когда временное соотношение между данными и скоростью отсчета, определяемой из данных, нарушается. Джиттер данных в пределах полосы пропускания цепей ФАПЧ на входе системных компонентов почти полностью добавляется к синхросигналу, поэтому временное соотношение между тактом и данными сохраняется. Джиттер становится критичным, если его частоты близки к частотам раздела или выходит за пределы полосы пропускания ФАПЧ. В этом случае только часть джиттера данных передается

синхросигналу, приводя к искажению временного соотношения. Очевидно, что попытки подавить джиттер на низких частотах, в полосе работы ФАПЧ, нарушат нормальную работу этих устройств.

### **3.9. Вопросы методологии измерений джиттера составного канала**

Выше рассматривалась методология измерений джиттера для простых участков цифровых систем передачи и отдельных устройств в составе таких каналов. В реальной практике обычно приходится иметь дело с составными каналами цифровых систем передачи. В этом случае практически невозможно определить точно нормы на джиттер. Это обусловлено самой природой джиттера и его связью с фазовыми характеристиками распространения сигнала. При разработке методологии измерений параметров джиттера в составном канале цифровых систем передачи обычно рассматриваются модели взаимовлияния параметров различных систем передачи. На основании анализа рассмотренных процессов разрабатываются нормы на параметры цифровой системы передачи и методология их измерений.

Таким образом, общая методология измерений параметров джиттера в составном канале находится пока в стадии исследования. Можно выделить лишь несколько основных подходов к рассмотрению джиттера в составном канале.

1. При разработке норм на параметры джиттера в канале последние должны специфицироваться в зависимости от скорости цифровой передачи.

2. Джиттер не обязательно накапливается в цифровой системе по заданному закону. Некоторые устройства в цифровой системе передачи, такие как оборудование TDM (Time Division Multiplexing), мультиплексоры и т.д., могут выступать в роли компенсаторов джиттера.

3. Если джиттер во входящем потоке превышает допустимый параметр МТJ устройства, в системе могут возникнуть битовые ошибки. Поэтому при рассмотрении цифровой системы передачи необходимо рассчитывать вероятность превышения джиттером предела МТJ.

4. Длина участков цифровой системы передачи практически мало влияет на параметр джиттера, гораздо сильнее на этот параметр влияет состав системы передачи и характеристики входящих в нее устройств.

Практически все перечисленные выше параметры устройств (собственный джиттер, МТJ и JTF) оказывают влияние на суммарный параметр джиттера в составном канале.

### 3.10. Методология измерений вандера

Как уже отмечалось выше, при разработке методологии эксплуатационных измерений на цифровых системах передачи имела место полемика относительно целесообразности измерений джиттера. Это было связано со сложностью методологии измерений и вторичным влиянием джиттера на параметры цифровой системы передачи. Важным вопросом также был вопрос об устранении последствий влияния джиттера (воздействие джиттера практически невозможно компенсировать в процессе эксплуатации системы связи).

Относительно методологии измерений вандера такой полемики не было, что связано с простотой самой методологии и возможностью ее реализации в портативных приборах. Кроме этого, важность параметра вандера состоит в том, что этот параметр имеет явную эксплуатационную ценность, а последствия вандера можно компенсировать в отличие от последствий джиттера. Действительно, вандером называется изменение частоты принимаемого сигнала с большим периодом. Поскольку период изменения частоты достаточно большой, то уровень вандера может фиксироваться визуально при измерениях частоты цифровой передачи.

Рассмотрим методологию измерений параметра вандера. Для этого вновь обратимся к рассмотрению процесса изменения частоты передаваемого/принимаемого сигнала (рис. 3.14). Основным результатом воздействия джиттера на цифровые устройства является сбой в работе петель ФАПЧ и, как следствие, возникновение ошибок цифровой передачи. Исключить такие ошибки без изменения параметров ФАПЧ или устранения причины возникновения джиттера практически невозможно. В результате возникает парадоксальная ситуация, когда можно сказать, что параметр не в норме, но точно ответить, насколько он влияет на параметры качества цифровой передачи и сделать что-либо нельзя. Как следствие, возникают определенные сомнения в ценности параметра джиттера для целей эксплуатации.

В отличие от джиттера вандер приводит к переполнению буферов приемных устройств и проскальзываниям. Поскольку в случае вандера речь идет об изменении частоты принимаемого сигнала с большим периодом, невозможно каким-либо способом препятствовать прохождению вандера по цепям устройств передачи информации. Такой эффект называют "прозрачной трансляцией" вандера по сети. Основное воздействие вандера связано с системой синхронизации. Выделенный синхросигнал из принимаемого потока, содержащего вандер, может привести к существенной деградации параметров

системы синхронизации, поэтому системные измерения параметров вандера делаются при анализе систем синхронизации.

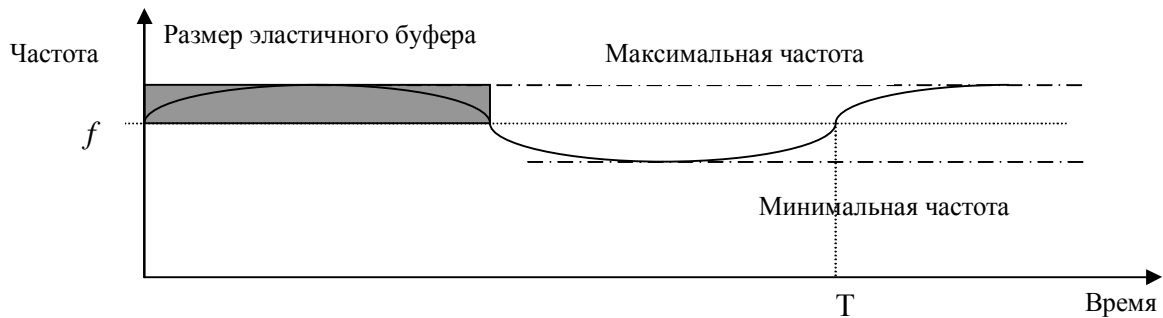


Рис. 3.14. Влияние вандера на параметры цифровой системы передачи

При эксплуатации цифровых систем передачи анализ вандера делается параллельно с анализом частоты передачи информации. Вандер в этом случае рассматривается как периодическое колебание частоты передачи. Для более детального рассмотрения влияния вандера рассмотрим механизм возникновения проскальзываний.

*Проскальзыванием* называется повторение или исключение группы символов в синхронной или плезиохронной последовательности двоичных символов в результате различия между скоростями считывания и записи в буферной памяти. Механизм возникновения проскальзываний достаточно прост и представлен на рис. 3.15.

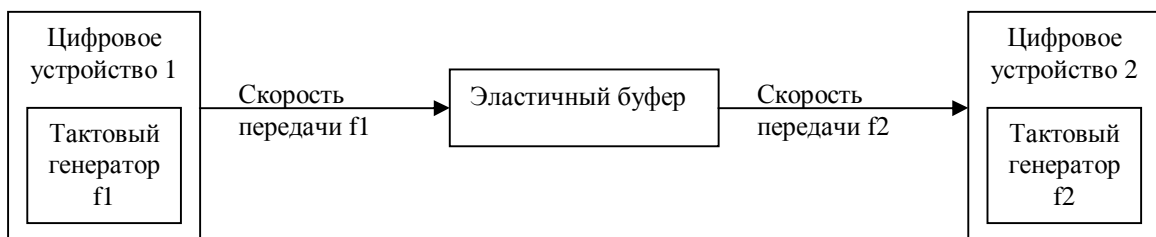


Рис 3.15. Механизм возникновения проскальзываний

Цифровое устройство 1 генерирует цифровой сигнал в частоте  $f_1$ , этот сигнал также с частотой  $f_1$  записывается в оперативную память эластичного буфера, из которого считывается приемным цифровым устройством 2 с частотой  $f_2$ . Частоты передачи и считывания определяются частотой задающих тактовых генераторов соответственно). В случае если  $f_1 > f_2$ , буфер постепенно переполняется, что приводит к потере информации в размере емкости буфера, возникает *положительное проскальзывание*. Если же  $f_1 < f_2$ , то цифровое устройство 2 рано или поздно начнет считывать информацию с дублированием битов (повторное считывание), что приведет к ошибке - *отрицательному проскальзыванию*.

В отсутствие эластичного буфера проскальзывания возникают по мере накопления фазового сдвига сигналов передачи и приема. В этом случае в зависимости от среднего уровня рассинхронизации будут возникать битовые проскальзывания, т.е. ошибки в считывании бита. Современные цифровые сигналы в области связи структурированы (как правило, на циклы или кадры), битовые проскальзывания будут нарушать цикловую синхронизацию в то время как, с точки зрения алгоритмов взаимодействия цифровых устройств, наиболее желательным являются цикловые проскальзывания, которые приводят к потере цикла информации, однако не приводят к нарушению цикловой синхронизации. Так, например, одно битовое проскальзывание приводит в современных цифровых АТС к потере до трех циклов информации, что необходимо для восстановления цикловой синхронизации. Такие проскальзывания называются *неуправляемыми*. Эластичные буферы используются для управления проскальзываниями с целью сохранения цикловой синхронизации.

Рассмотрим теперь влияние вандера. Фактически влияние вандера будет означать периодическую вариацию частоты  $f_1$  в схеме на рис. 3.15. Поскольку эта вариация периодическая, то эластичный буфер будет сначала заполняться в течение полупериода вандера, затем опустошаться. В случае большого размера эластичного буфера памяти вандер не окажет воздействия на параметры цифрового канала. Отсюда следует важный вывод: **последствия вандера могут быть компенсированы путем расширения размера эластичного буфера памяти.** Это является очевидным аргументом в пользу рассмотрения вандера как важного эксплуатационного параметра, который не только позволяет обнаружить причину деградации качества связи, но и предпринять определенные меры по ликвидации такой деградации.

Минимальный размер буфера, необходимый для компенсации вандера можно определить согласно

$$H = 2 \int_0^{T/2} (f_2 - f_1(t)) dt.$$

Поскольку буфер начинает заполняться с середины, в выражение введен коэффициент 2. Фактически значение интеграла соответствует площади под кривой рис. 3.14.

Таким образом, вандер представляет собой важный параметр эксплуатационных измерений. Рассмотрим теперь методы его измерения.

*Эксплуатационные измерения* связаны с параллельными измерениями частоты принимаемого сигнала и ее вариации – вандера. В большинстве портативных

анализаторов PDH до последнего времени было реализовано только измерение частоты без анализа его вариации и только в последнее время появились несколько анализаторов с функцией измерения вандера, включающих измерение помимо частоты принимаемого сигнала еще двух параметров: максимальной и минимальной частоты за период измерений. Три параметра – текущая частота, максимальная частота и минимальная частота – позволяют оперативно идентифицировать наличие или отсутствие вандера в системе передачи.

Для оценки уровня вандера используется анализ эквивалентных битовых проскальзываний, т.е. проскальзываний в пересчете на 1 бит буфера, вызванных увеличением или уменьшением частоты. Анализ периода вандера в этом случае производится визуально, по индикатору измерительного устройства. В спецификации измерений включены параметры частоты принимаемого сигнала, максимальной (MAX) и минимальной (MIN) частоты, общего количества битовых проскальзываний (CLKSLIP), положительного (+WANDR) и отрицательного (-WANDR) вандера в абсолютных единицах времени или в UI.

Помимо описанных выше методов эксплуатационной оценки параметров вандера для анализа систем синхронизации получили широкое распространение методы точного анализа параметров вандера. К таким параметрам относятся ошибка временного интервала (Time Interval Error - TIE) и максимальная ошибка временного интервала (Maximum Time Interval Error - MTIE).

Измерение этих параметров производится по схеме, представленной на рис. 3.5., и требует внешнего источника синхронизации, в качестве которого обычно используется лабораторный источник GPS. Сигнал с выхода фазового детектора через ФНЧ 10 Гц поступает на анализатор параметров TIE и MTIE.

Рассмотрим произвольный синхросигнал, который сравнивается с эталонным (рис. 3.16). С определенным шагом дискретизации измеряется значение TIE. Параметр TIE измеряется в течение всего времени измерений T. Введем *параметр интервала измерений S*, за который осуществляется оценка максимального пикового отклонения параметра TIE. Этот параметр получил название MTIE (максимальной ошибки временного интервала - МОВИ). Таким образом,

$$MTIE = TIE^{max}|_S - TIE^{min}|_S.$$



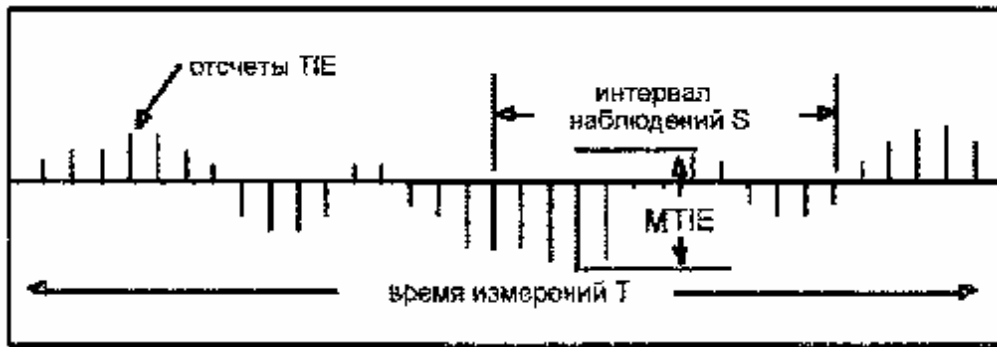


Рис. 3.16. Отображение параметров TIE и MTIE по отсчетам с выхода фазового детектора

Очевидно, что значение параметра MTIE зависит от размера интервала S. Обычно в качестве характеристики синхросигнала используется зависимость  $MTIE(S)$ , которая является *одной из основных характеристик источников синхронизации*. Параметр TIE не представляет нормативной ценности для анализа параметров синхросигналов.

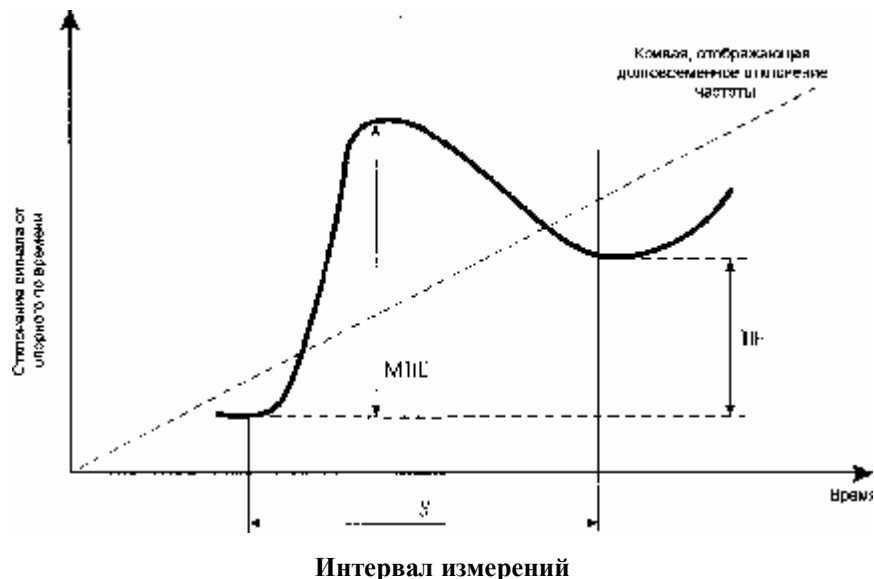


Рис. 3.17. Определение параметров TIE и MTIE

Поскольку для измерений параметров MTIE обычно используются интервалы наблюдений S в 1с или более, на этот параметр оказывают влияние как вандер, так и джиттер, однако обычно амплитуда джиттера намного меньше, так что ею можно пренебречь для широкого диапазона случаев. Таким образом, основным фактором, влияющим на параметр MTIE, является вандер.

Параметры TIE и MTIE определяются в международных стандартах как показано на рис. 3.17. Угол наклона пунктирной прямой на этом рисунке соответствует разности частот синхросигнала тестируемого канала и внешнего (опорного) синхросигнала. Отклонение кривой TIE от этого пунктира соответствует нестабильности фазы тестируемого синхросигнала.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключение еще раз вспомним о проблемах измерений в цифровых каналах передачи информации. Возникший в силу объективных причин разрыв между технологическим подходом и традиционной метрологией имеет ряд негативных последствий.

В первую очередь это проявляется в неприменимости методов оценки погрешностей и достоверности полученных результатов измерений методами метрологии. В общем, метрологические методы интерпретации результатов зачастую не годятся для анализа специфических измерений в цифровых сетях связи.

Во-вторых, отсутствие единой внутренне логически связанной с метрологией системы таких измерений приводит к необходимости решать многие новые измерительные задачи "с нуля", не опираясь на фундамент уже известных метрологических решений.

В-третьих, отсутствие такой системы значительно затрудняет унификацию измерительных процедур, сопоставление количественных результатов, полученных для различных систем связи и, тем самым, сравнение этих систем.

В четвертых, подготовка специалистов сводится к изучению имеющихся "комплексных измерительных решений" для конкретных систем связи, что неизбежно приводит к значительным затратам времени и отставанию уровня подготовки обслуживающего персонала от современного уровня развития технологии. И, наконец, "комплексные измерительные решения", реализованные фирмами – разработчиками, зачастую не соответствуют действующим стандартам (фактически, противоречат закону), что вызывает значительные административные и юридические проблемы, которые решаются в каждом конкретном случае отдельно.

Метрологический подход к измерениям в области современных систем связи был широко развит отечественной наукой. В силу ограниченности самого подхода исследования велись обычно в направлении измерений параметров сигналов (например, в области технологии радиоизмерений, измерений параметров оптических и электрических кабелей). Очевидно, присущие метрологическому подходу ограничения определяют актуальность дальнейших исследований в области приложений традиционной метрологии к задачам измерения в цифровых каналах передачи информации.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Бакланов И.Г. Методы измерений в системах связи. М.: ЭКО-ТРЕНД, 1999, 196 с.
2. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. М.: Наука, 1977, 832 с.
3. Колинко Т. Измерения в цифровых системах связи. Киев: Век+, НТИ, 2002, 320 с.
4. Хелд Г. Технологии передачи данных. М., СПб, Н. Новгород, Воронеж, Ростов-на-Дону, Екатеринбург, Самара, Киев, Харьков, Минск: Питер, 2003, 720 с.