

А.М. ГОЛИКОВ

**ТЕСТИРОВАНИЕ И ДИАГНОСТИКА
В РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ
ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ**

Учебное пособие

**для специалитета: 11.05.01 - Радиоэлектронные системы
и комплексы (Радиоэлектронные системы передачи
информации)**

**Курс лекций, компьютерные лабораторные работы,
компьютерный практикум,
задание на самостоятельную работу**

Томск 2018

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение

высшего образования

**Томский государственный университет систем управления и
радиоэлектроники**

А.М. Голиков

**ТЕСТИРОВАНИЕ И ДИАГНОСТИКА
В РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ
ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ**

Учебное пособие

для специалитета: 11.05.01 - Радиоэлектронные системы и комплексы

(Радиоэлектронные системы передачи информации)

Курс лекций, компьютерные лабораторные работы,

компьютерный практикум,

задание на самостоятельную работу

2018

Голиков А.М.

Тестирование и диагностика в радиоэлектронных системах передачи информации: Учебное пособие для специалитета 11.05.01 - Радиоэлектронные системы и комплексы (Радиоэлектронные системы передачи информации). Курс лекций, компьютерные лабораторные работы, компьютерный практикум, задание на самостоятельную работу [Электронный ресурс] / А. М. Голиков. — Томск: ТУСУР, 2018. — 594 с. — Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/publications/>

Учебное пособие является учебно-методическим комплексом дисциплины (УМКД) специалитета: 11.05.01 - Радиоэлектронные системы и комплексы (Радиоэлектронные системы передачи информации). Учебное пособие содержит лекционный материал, компьютерные лабораторные работы, компьютерный практикум, задание на самостоятельную работу по курсу «Тестирование и диагностика в радиоэлектронных системах передачи информации» (ТиДвРЭСПИ).

Основной задачей дисциплины является формирование у студентов компетенций, позволяющих самостоятельно проводить математический анализ физических процессов в аналоговых и цифровых устройствах формирования, преобразования и обработки сигналов, оценивать реальные и предельные возможности пропускной способности и помехоустойчивости телекоммуникационных систем и сетей.

В курсе ТиДвРЭСПИ принят единый методологический подход к анализу и синтезу современных телекоммуникационных систем и устройств на основе вероятностных моделей сообщений, сигналов, помех и каналов в системах связи. Предусмотренные программой курса ТиДвРЭСПИ знания являются не только базой для последующего изучения специальных дисциплин, но имеют также самостоятельное значение для формирования инженеров по специальности 11.05.01 - Радиоэлектронные системы и комплексы.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ В РЭСПИ	5
2. РАДИОЧАСТОТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ	64
3. ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КАБЕЛЕЙ	101
4. ИЗМЕРЕНИЯ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ	135
5. МЕТРОЛОГИЯ В NI LabVIEW.....	213
6. ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА РЭСПИ.....	240
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	257
ЛИТЕРАТУРА.....	257
ПРИЛОЖЕНИЯ.....	258
П1. Компьютерный практикум.....	258
П2. Компьютерные лабораторные работы.....	385
П3. Задание на самостоятельную работу.....	553

ВВЕДЕНИЕ

Основной задачей дисциплины является формирование у студентов компетенций, позволяющих самостоятельно проводить математический анализ физических процессов в аналоговых и цифровых устройствах формирования, преобразования и обработки сигналов, оценивать реальные и предельные возможности пропускной способности и помехоустойчивости телекоммуникационных систем и сетей.

В курсе ТиДВИКСиС принят единый методологический подход к анализу и синтезу современных телекоммуникационных систем и устройств на основе вероятностных моделей сообщений, сигналов, помех и каналов в системах связи. Предусмотренные программой курса ТиДВИКСиС знания являются не только базой для последующего изучения специальных дисциплин, но имеют также самостоятельное значение для формирования инженеров по специальности 11.05.01 - Радиоэлектронные системы и комплексы.

В учебном пособии представлен курс лекций, компьютерные лабораторные работы, компьютерный практикум и задание на самостоятельную работу студентов. Учебное пособие содержит пять глав и три приложения - Глава 1. Методы измерений в системах связи, Глава 2. Радиочастотные измерения, Глава 3. Измерения электрических кабелей,

Глава 4. Измерения волоконно-оптических систем передачи, Глава 5. МЕТРОЛОГИЯ В NI labview, Глава 8. Измерительная техника телекоммуникационных систем. ПРИЛОЖЕНИЯ: П1. Компьютерный практикум, П2. Компьютерные лабораторные работы, П3. Задание на самостоятельную работу.

ГЛАВА 1. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ В РЭСПИ

МЕТОДЫ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ СИГНАЛОВ ЦИФРОВЫХ РЭСПИ

1. Особенности представления цифровых сигналов. Методы представления сигналов в виде диаграмм

Поскольку основной темой настоящей книги является описание технологии измерений цифровых телекоммуникационных систем, в первую очередь необходимо рассмотреть методы анализа цифровых сигналов. Отличие цифровых сигналов от аналоговых заключается в их дискретной структуре. Если параметры аналоговых сигналов меняются в используемом диапазоне непрерывно, то параметры цифровых сигналов изменяются дискретно, в этом состоит основное отличие цифровых сигналов от аналоговых. Такая особенность цифровых сигналов позволяет использовать для их анализа ряд специфических методов, рассматриваемых в этой главе.

Помимо достаточно хорошо известных методов измерения аналоговых сигналов с использованием осциллограмм и спектрального анализа, в методологии измерений цифровых сигналов широкое распространение получили специальные диаграммы, что определяется дискретной природой сигналов. При проведении измерений используются два основных класса диаграмм: диаграммы физических параметров цифрового сигнала, к которым относятся глазковые диаграммы и диаграммы состояний, а также алгоритмические диаграммы, к которым относятся древовидные диаграммы и различные виды диаграмм Треллиса.

Диаграммы физических параметров используются для анализа как простых бинарных цифровых сигналов, так и сложных сигналов современных цифровых телекоммуникационных многоуровневых (таких как сигналы линейного кодирования ISDN и т.д.) и модулированных сигналов (применяемых в радиочастотных системах передачи и системах радиосвязи).

Алгоритмические диаграммы используются для анализа сигналов дифференциальных модуляций и современных алгоритмов кодирования информации [1].

Глазковые диаграммы

Для анализа параметров цифрового сигнала часто используются глазковые диаграммы, как при проведении лабораторных измерений (системное оборудование), так и эксплуатационных. По своей структуре глазковые диаграммы являются модификацией осциллограмм, с той только разницей, что используют периодическую структуру цифрового сигнала.

Для построения двухуровневой глазковой диаграммы (рис 1.1) цифровой (битовой) поток подается на осциллограф, в то время как синхронизация внешней развертки

производится от битового потока с частотой f_d . При построении многоуровневых диаграмм сигнал должен проходить через многоуровневый конвертер, а синхронизация производится от символьного потока с частотой f_s . Для калибровки глазковой диаграммы сигнал часто подают в обход фильтра, ограничивающего диапазон сигнала. В этом случае возникает диаграмма в виде прямоугольника (рис 1.2, слева). Фильтр, ограничивающий полосу передаваемого сигнала, вносит существенные изменения в форму импульса, в результате чего возникает диаграмма в виде "стандартного глаза" (на рис. 1.2, справа - "бинарный глаз")

Глазковые диаграммы используют периодическую структуру цифрового сигнала. За счет внешней синхронизации развертки получаемые осциллограммы волнового фронта сигнала накладываются друг на друга с периодом одного отсчета. В результате проведения измерений с накоплением получается глазковая диаграмма, на которую по оси Y откладывается амплитуда сигналов по уровням (рис 1.1)



Рис. 1.1. Построение глазковой диаграммы

Процесс формирования диаграммы цифрового бинарного сигнала без фильтрации и с фильтрацией на передаваемую полосу (рис. 1.2) позволяет реально продемонстрировать механизм формирования глазковой диаграммы. Реальная осциллограмма сигнала (например, двухуровневого цифрового сигнала) "разрезается" посимвольно в соответствии с тактовыми импульсами синхронизирующего генератора, а затем глазковая диаграмма "складывается" из полученных кусков. В идеальном случае при отсутствии цепей фильтрации в результате такого сложения получится квадрат ("квадратный глаз", представлен на рисунке внизу слева). Однако глазковая диаграмма реального сигнала значительно отличается от квадрата, поскольку содержит составляющие нарастания фронта и спада фронта сигнала, прямоугольный импульс имеет форму колокола. В результате получится диаграмма, более похожая на глаз (на рисунке внизу справа).

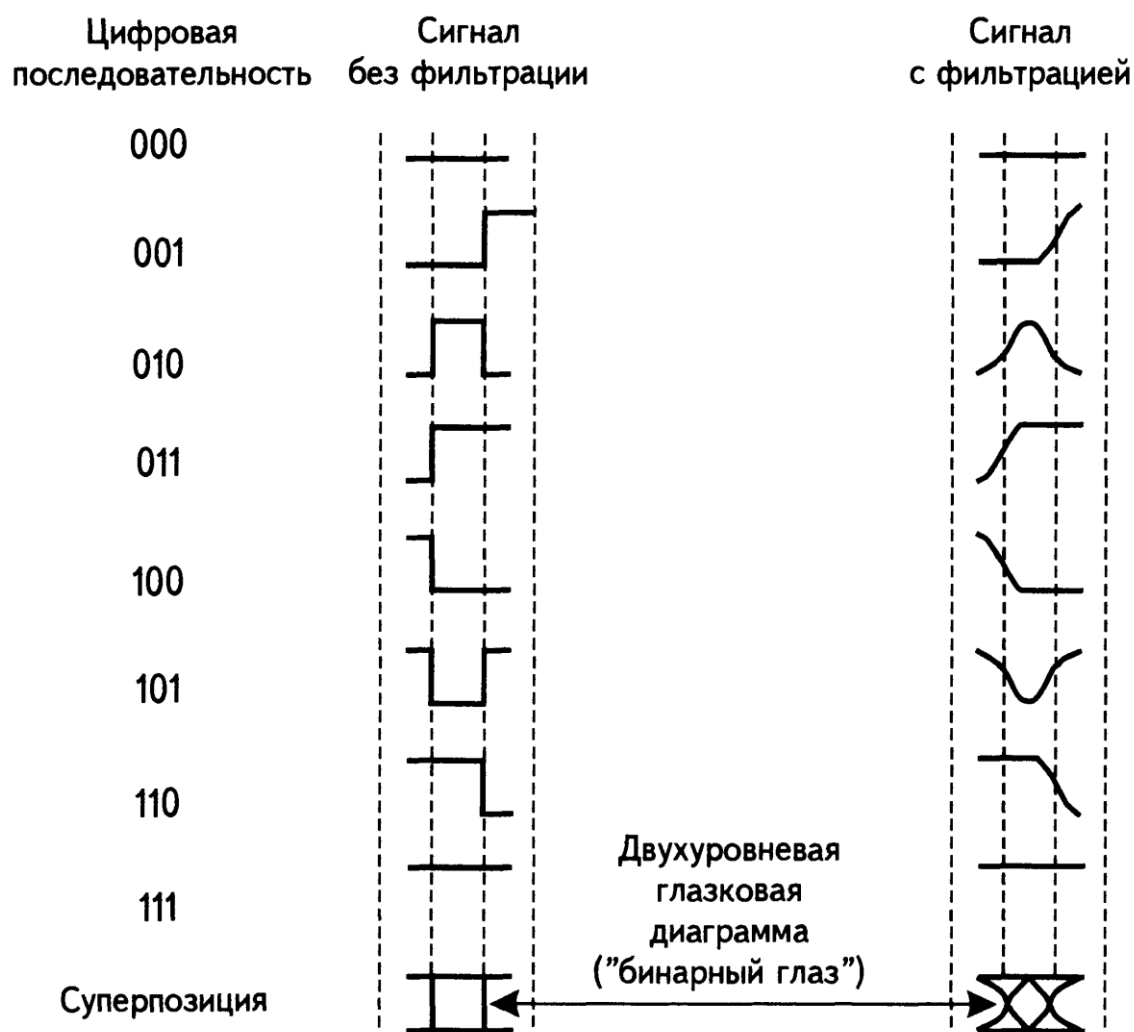


Рис. 1.2. Глазковая диаграмма сигналов без фильтрации и с фильтрацией

Исследование глазковых диаграмм позволяет провести детальный анализ цифрового сигнала по параметрам, непосредственно связанным с формой волнового фронта: параметру межсимвольной интерференции (ISI), джиттеру передачи данных и джиттеру по синхронизации.

Пример глазковой диаграммы представлен на рис. 1.3 (компьютерная имитация). Трасса двухуровневого сигнала на глазковой диаграмме в точках времени, соответствующих точкам отсчета, проходит точно через нормированные значения +1 и -1, следовательно ISI (межсимвольная интерференция) на рисунке отсутствует. В то же время различные трассы пересекаются с временной осью в разные временные промежутки. Максимальная ширина области пересечения с временной осью определяется как пиковое фазовое дрожание или джиттер передачи данных D_{jpp} . Джиттер передачи данных измеряется обычно в единицах времени или как отношение к интервалу передачи символа D_{jpp}/T_s . Пиковый джиттер, представленный на рисунке, составляет 35%. Следует отметить, что джиттер передачи данных является следст-

вием ограниченной полосы каналов. Например, расчет показывает, что для фильтра с коэффициентом ограничения спектра $\alpha = 0,2$ джиттер передачи данных составляет уже 48%, т.е. чем меньше коэффициент ограничения спектра (альфа-фактор) канала, тем больше джиттер передачи данных. Сам по себе джиттер передачи данных является следствием объективных процессов преобразования сигналов и деградации качества связи не вызывает. Однако его комбинация с джиттером по синхронизации или постоянным сдвигом частоты передачи может привести к существенным нарушениям качества.

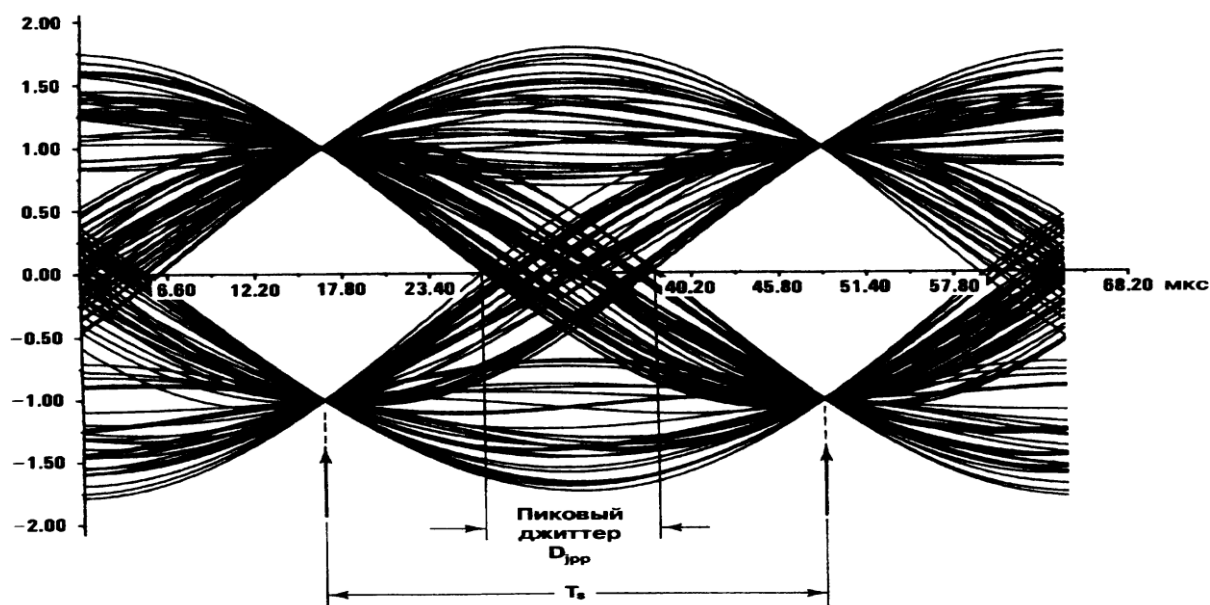


Рис. 1.3. Глазковая диаграмма цифрового сигнала, проходящего через фильтр с коэффициентом ограничения спектра $a=0,3$ (компьютерная имитация)

Диаграммы состояний

Если аналоговый сигнал - это непрерывная функция изменения состояний, то цифровой сигнал может быть представлен в виде нескольких дискретных состояний, которые проходит сигнал. В связи с этим возникает задача анализа этих дискретных состояний с учетом используемых в современных телекоммуникациях принципов цифровой модуляции сигнала. Для этого комплексная амплитуда сигнала обычно представляется в полярных координатах (комплексной амплитудой сигнала называется его часть, отделенная от гармонической функции, например, для сигнала $S = A(t)e^{hvt}$, $A(t)$ - комплексная амплитуда сигнала). Если представить сигнал в виде суммы синфазного (сигнал I) и смещенного на 90° относительно синфазного (сигнал Q) сигналов, то полученное представление будет являться графиком в координатах $I-Q$. В современных системах радиосвязи широкое распространение получили различные типы фазовых модуляций. Диаграмма представляет собой набор точек, соответствующих дискретным состояниям модулированного сигнала (рис. 1.5). Такие диаграммы называются диаграммами состояний.

Диаграммы состояний представляют собой диаграммы сигнала в полярных координатах с накоплением, цифровой сигнал проходит на диаграмме состояний характерные для него точки. Цифровая форма сигнала определяет точечную структуру диаграммы состояний (конечное количество состояний сигнала). Для каждого типа модуляции диаграмма состояний своя и несет информацию о параметрах тракта в целом, работе модемов, эквалайзеров и других устройств, принимающих и передающих модулированные сигналы.

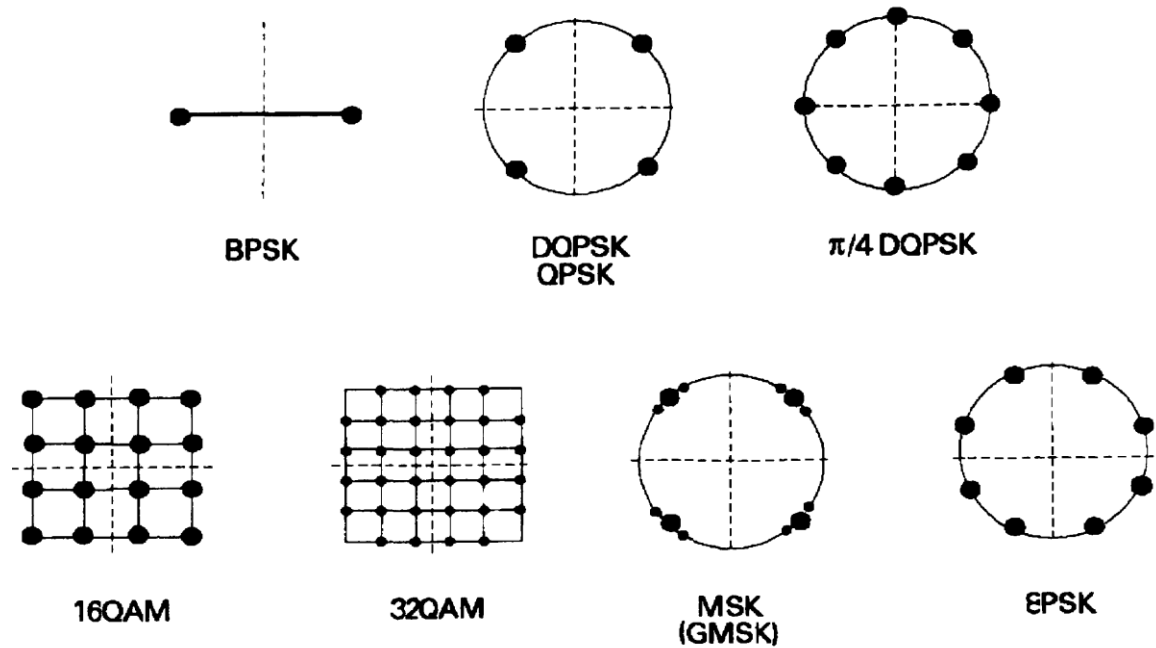


Рис. 1.5. Примеры диаграмм состояния основных типов модуляции

Диаграммы состояний имеют особое значение для анализа модулированных сигналов так как в принятой технологии построения фазовых модуляторов и демодуляторов используется принцип разделения цифрового сигнала на две составляющие I и Q (например, на рис. 1.6 представлена схема модулятора квадратурной амплитудной модуляции QAM).

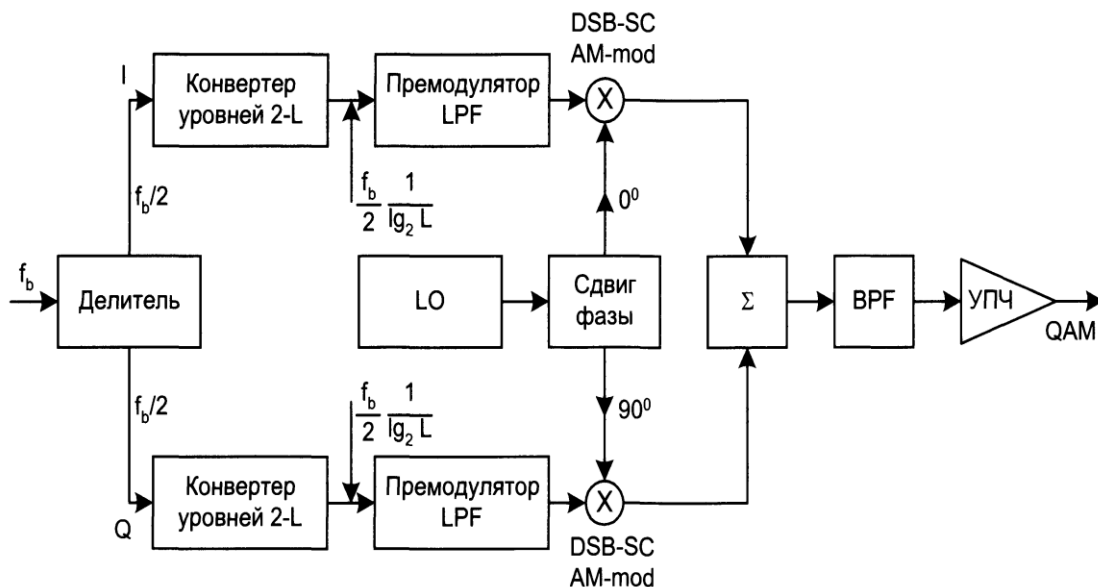


Рис. 1.6. Структурная схема модулятора QAM

Диаграммы состояний и глазковые диаграммы анализируют амплитудно-фазовые характеристики сигналов, однако различие в методах представления приводит к тому, что оба типа диаграмм сигналов взаимно дополняют друг друга. Глазковые диаграммы наиболее эффективны при анализе изменений в структуре волнового фронта сигнала, тогда как диаграммы состояний являются хорошим средством для анализа процессов модуляции и демодуляции.

Хотелось бы еще раз подчеркнуть, что и в том и в другом случае диаграмма формируется с накоплением данных, т.е. суммой параметров, измеренных через определенные промежутки времени. Поэтому фактором, определяющим использование обоих типов диаграмм, является цифровая природа сигнала. Для анализа аналоговых сигналов глазковые диаграммы и диаграммы состояний не имеют особого смысла.

Алгоритмические диаграммы - диаграмма Треллиса и древовидная диаграмма

В практике анализа работы цифровой системы встречается класс задач, когда необходимо иметь представление не о состояниях сигнала, а о динамике изменения этих состояний. Такие задачи встречаются при анализе процессов кодирования (в первую очередь помехозащищенного сверточного кодирования современных радиочастотных систем передачи) и анализе дифференциальных методов модуляции, в которых передача цифровой информации осуществляется не сигналом, а сменой одного сигнала другим.

Для анализа динамики изменений состояний цифрового сигнала наиболее часто используется диаграмма Треллиса, являющегося одной из модификаций диаграммы состояний. На этой диаграмме помимо состояний цифрового сигнала показывается траектория

изменений состояний. Реже используются древовидные диаграммы, представляющие собой дерево смены состояний. Обычно для анализа работы кодера измеряемая диаграмма сравнивается с теоретической и данными, передаваемыми в канале в двоичном представлении. В результате анализируется правильность работы алгоритма кодера. Необходимо подчеркнуть, что речь идет именно об алгоритмическом тестировании, т.е. проверке правильности работы алгоритма. Для анализа параметров деградации качества связи алгоритмические диаграммы неприменимы.

В качестве примера алгоритмических диаграмм рассмотрим алгоритмы сверточного кодирования, применяемого в радиочастотных системах передачи и спутниковых каналах связи. На рис.1.7 представлена схема сверточного кодера со скоростью кодирования 1/2, временная диаграмма и диаграмма состояний Треллиса на рис. 1.8 и 1.9, а древовидная диаграмма на рис. 1.10.

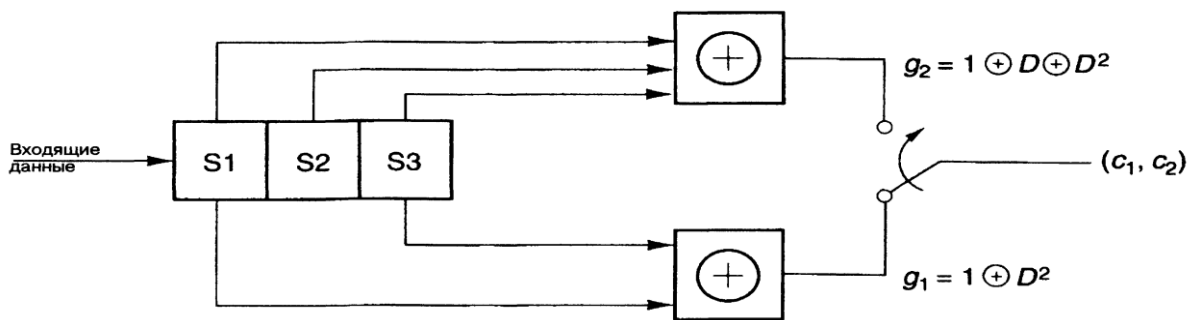


Рис. 1.7. Схема сверточного кодера со скоростью кодирования 1/2

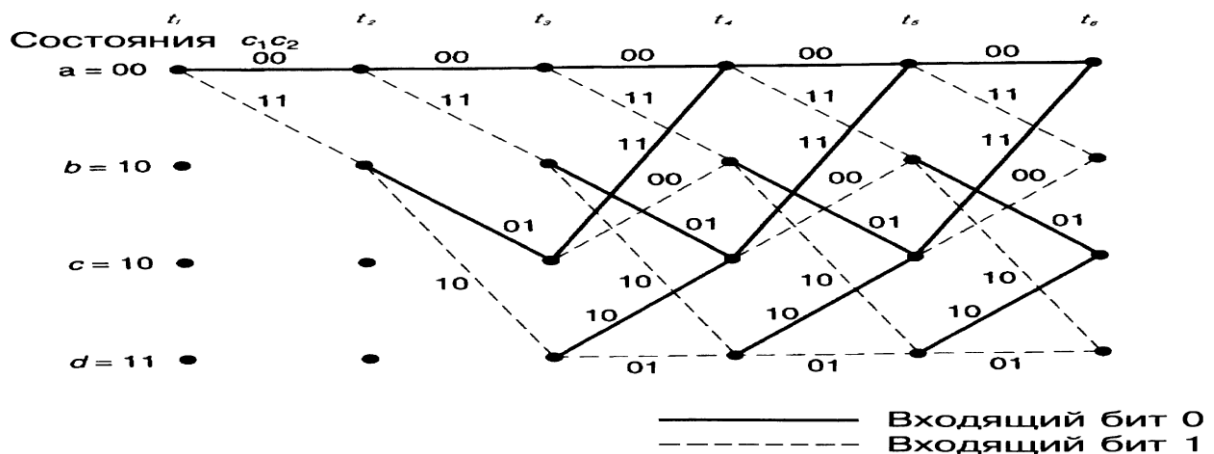


Рис. 1.8. Временная диаграмма Треллиса кодера

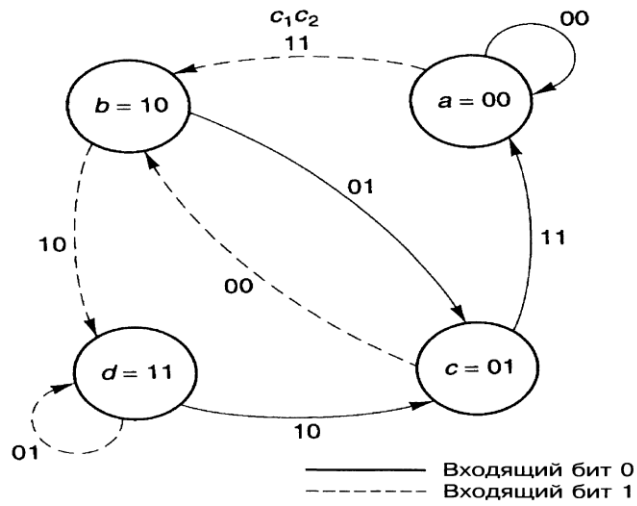
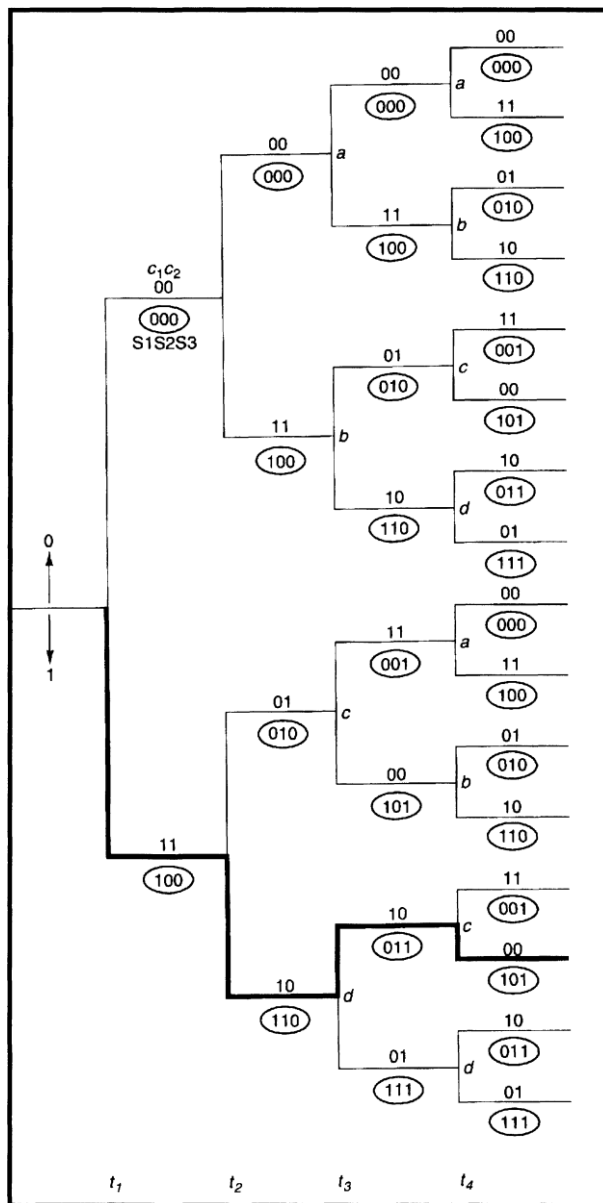


Диаграмма состояний Треллиса кодера, представленного на рис. 1.7



Древовидная диаграмма кодера, представленного на рис. 1.7

ОБЩАЯ МЕТОДОЛОГИЯ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ЦИФРОВЫХ КАНАЛОВ

Бинарный канал и методы анализа его параметров

Рассмотрение методологии измерений цифровых каналов начнем с описания методов измерения цифровых каналов с передачей информации в простой двоичной форме (без линейного кодирования) - бинарных цифровых каналов (рис. 1.8). 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 является фундаментом измерений цифровых каналов связи. Более того, для анализа систем с различными типами модуляции и кодирования используются данные методологии измерений по битам, т.е. имитируется процесс декодирования (демодуляции) сигнала до двоичного вида, а затем полученный сигнал анализируется. Таким образом, методология измерений параметров бинарного канала представляет собой инвариант методологии измерений любых цифровых каналов.

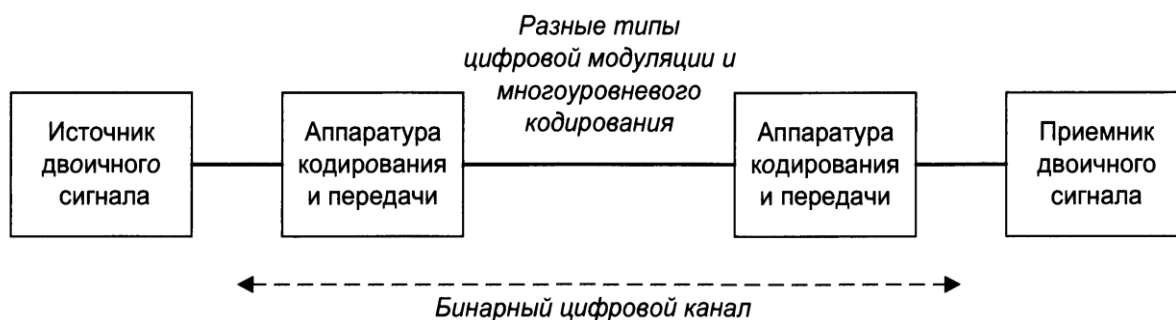


Рис. 1.8. Бинарный цифровой канал

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 всех первичных и вторичных сетей.

Для правильного понимания всех нюансов измерений цифровых каналов связи необходимо глубокое понимание технологии измерений бинарного цифрового канала.

Различаются два типа измерений бинарного канала - измерения с отключением канала и измерения без отключения канала. При отключении канал не используется в процессе измерений для передачи реального цифрового трафика. В качестве источника и приемника двоичного сигнала используются анализаторы цифрового канала. Измерения без отключения канала предусматривают использование специальных алгоритмов анализа параметров канала в процессе при передачи реального трафика.

При измерениях с отключением канала сигнал передается в виде тестовой последовательности, которая принимается на другом конце канала (приемник) и затем проводится анализ ошибок, вносимых каналом. 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 ошибки по битам (битовая ошибка). Это гарантируется принципом сравнения реально принятой последовательности битов с предсказанной, которая, в свою очередь точно совпадает с генерируемой последовательностью.

Измерения без отключения канала часто называются мониторингом, поскольку проводятся 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, с реальным трафиком нельзя предсказать передаваемую информацию, следовательно нельзя просто сравнить реальную последовательность 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.

Возникновение ошибок по битам и их влияние на параметры цифровой передачи

В аналоговых системах передачи канал, воздействуя на параметры передаваемого аналогового сигнала, снижает качественные параметры сигнала. В цифровых системах передачи различные воздействия на цифровой канал приводят к снижению основного качественного параметра - параметра ошибки. Причины возникновения ошибок в цифровом канале имеют аналоговую природу, поскольку связаны с интерференцией, затуханием в линии и различными аддитивными шумами (рис. 1.9).

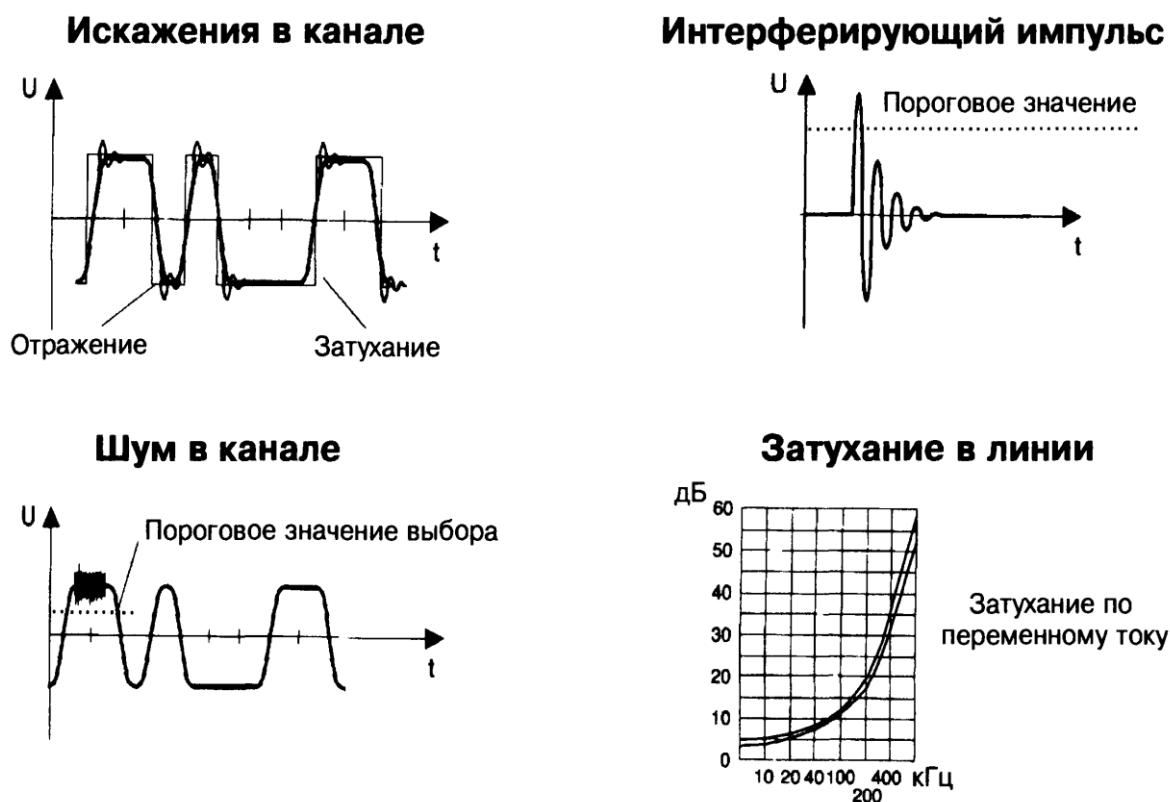


Рис. 1.9. Основные источники ошибок в цифровом канале

На рис. 1.9 представлены основные источники ошибок в цифровом канале: искажения, наличие импульсных помех, аддитивный шум в канале и затухание в линии. Как видно, наличие искажений в канале может быть связано как с затуханием, так и с отражением сигнала. Источниками шумов выступают физически разрушенный кабель (например, разбитая пара), слишком малое поперечное сечение, большая распределенная емкость в кабеле. Другим важным источником шумов являются интерферирующие импульсы или импульсные помехи в канале. Источниками ошибок здесь могут быть силовые кабели, проложенные в непосредственной близости от линии связи, нарушение оболочки кабелей, сигнализация по постоянному току. Наиболее существенным и многоплановым фактором влияния на параметры цифрового канала является наличие аддитивных шумов различной природы. Источниками ошибки здесь могут быть нарушение балансировки кабеля, параметра скручивания витой пары, интерференция с различными радиочастотными и СВЧ-сигналами, сигналы вызова, нарушение полярности кабеля (перепутанные жилы, короткое замыкание между жилами и т.д.). Высокий уровень шумов может привести к значительному увеличению параметра ошибки.

Цифровые системы передачи имеют большую по сравнению с аналоговыми системами помехозащищенность. Однако закономерность влияния уровня шума на параметр ошибки справедлива только для большого отношения сигнал/шум. Если рассматривать влияние ин-

терференции на параметры цифрового канала, то эту закономерность можно схематически представить графиком рис. 6.3. Как видно из графика, цифровые системы передачи имеют определенный порог чувствительности к интерференции, в отличие от аналоговых систем передачи, где имеет место прямая зависимость эффекта влияния интерференции от ее уровня. Однако влияние интерференции на параметры цифровых систем передачи более существенно, и с определенного уровня эффект этого влияния даже превышает эффект воздействия на параметры аналоговых систем.



Рис. 1.10. Влияние интерференции на параметры аналоговых и цифровых систем передачи

Наконец, важным источником шумов в цифровых каналах является затухание в кабелях и линиях передачи, причем не только высокий уровень затухания, но и его неравномерная характеристика приводят к появлению субгармоник, вносящих дополнительный аддитивный шум.

Если рассматривать источники ошибок не только в канале, но и в цифровой системе передачи, то можно выделить внутренние и внешние источники. К внутренним источникам ошибок относятся:

2. различная нестабильность во внутренних цепях синхронизации цифровых устройств, дрейф в системе внутренней синхронизации устройства;
3. нестабильность, связанная с измерением характеристик электронных компонентов в составе устройства;
4. перекрестные помехи в цепях устройств;
5. нарушения в работе эквалайзеров и в процессах, связанных с неравномерностью АЧХ;

б. повышение порога по шуму, связанное с изменением параметров модулей устройств со временем.

К внешним источникам ошибок можно отнести:

- перекрестные помехи в каналах передачи;
- джиттер в системе передачи;
- электромагнитная интерференция (от машин, флуорисцентных ламп и т.д.);
- нестабильность источников 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. Влияние всех перечисленных источников ошибок и интерференции значительно повышается при снижении параметра отношения сигнал/шум

Если рассмотреть влияние интерференции на параметры качества работы цифровой системы передачи, можно отметить, что влияние битовых ошибок отличается для различных услуг и систем передачи в зависимости от следующих факторов¹

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

6.3. Основные параметры, измеряемые в бинарном цифровом канале

Все параметры, измеряемые в бинарном цифровом канале, будут встречаться 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. Они описаны в соответствии с сокращениями, используемыми в меню

большинства приборов В основном это параметры, используемые для анализа характеристик бинарного канала согласно ITU-T рекомендации G.821, G.826 и M.2100.

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, является первичным параметром и входит в число основных параметров ITU-T рекомендации G 821. Его можно интерпретировать как вероятностную меру качества предоставляемого пользователю канала.

BBE - Background Block Error - *блок с фоновой ошибкой* - Олок с ошибками ие является частью SES, применяется при анализе ошибок по блокам. Важный параметр, вошедший в рекомендации ITU-T G.826.

BIT или ERR BIT - Bit Errors - *число ошибочных битов* - параметр, используемый при анализе канала на наличие битовых ошибок и являющийся числителем в выражении для расчета BER. Битовые ошибки подсчитываются только в период пребывания канала в состоянии готовности.

EB - Error Block - *число ошибочных токов* - параметр, используемый при анализе канала на наличие блоковых ошибок и являющийся числителем в выражении для расчета BLER. Блоковые ошибки подсчитываются только в период 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. Параметр входит в рекомендации ITU-T G.826.

RAIL или BLR - Bit Lrror Rate - *частота битовых ошибок, коэффициент ошибок по оитам* основной параметр в системах цифровом 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 ИКМ 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. Измерения параметра BER универсальны, они не требуют наличия в потоке Е1 цикловой и сверхцикловой структуры, однако необходима передача специальном тестовой последовательности. Проводятся только при полном или частичном отключении цифрового канала от полезной нагрузки.

BLER - Block Error Rate - частота блоковых ошибок. коэффициент ошибок по оло- кам - редко применяемым на практике параметр, равный отношению числа ошибочных блоков данных к общему числу переданных блоков. Пол блоком понимается заданное количество битов. Ошибочным блоком считается блок, содержащим хотя бы один ошибочным 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 кадровым (цикловой) структуры передачи. Например, для сетей АТМ принята кадровая структура передачи в виде кадров длиной 53 бита. Ошибочным кадр уничтожается (лискартируется). В этом случае можно считать кадр АТМ блоком длиной в 53 бита, а эквивалентом BLER будет параметр ошибки по кадрам CER (Cell Error Rate). В другом примере в качестве эквивалента олока может выступать сверхцикл ИКМ. а эквивалентом BLER будет ошибка по CRC.

CLKSLIP или SLIP - Clock Slips - число тактовых проскальзываний - параметр характеризуется числом синхронных управляемых проскальзываний, появившихся с момента начала теста. 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. 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, емкостью от i Оита до нескольких циклов.

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. Данные кода помещаются в состав сверхцикла ИКМ. 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 CRC можно не только оценить частоту ошибок, но и проверить работу системы самодиагностики.

При использовании CRC часто возникает вопрос о необходимости одновременного измерения и параметра BER. 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 входить в суммарную оценку 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=10. 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.

EFS - Error Free Seconds - время, свободное от ошибок (с). - один из первостепенных параметров, входящих 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 готовности.

EFS(%) - Error 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 (с) - 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 - Error Seconds Rate - коэффициент ошибок по секундам с ошибками - параметр, практически равный ES(yb).

LOSS - Loss of Signal Seconds - *длительность по тепи сигнала (с)* - параметр характеризует интервал времени, в течение которого сигнал был потерян.

PATL - Pattern Loss - *количество потерь тестовой последовательности* - параметр характеризуется числом потерь тестовой последовательности, появившихся с момента начала теста.

PATLS - Pattern Loss Seconds - *продолжительность времени потери тестовой последовательности* - общее время потери тестовой последовательности с момента начала теста.

SES - Severally Errors Seconds - *продолжительность многократного поражения ошибками, количество секунд, пораженных ошибками (с)*, - интервал времени, пораженный ошибками несколько раз, измеряемый в секундах. 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. Параметр SES очень важен и входит в перечень обязательных к измерению параметров ИКМ рекомендаций G.821 и M.2100/M.550.

SES(%) - Severally Errors Seconds - *относительная продолжительность многократного поражения ошибками* - тот же параметр, выраженный в процентах.

SESR - Severally Error Seconds Rate - *коэффициент ошибок по секундам, пораженным ошибками* - параметр, практически равный SES(%).

SLIPS или CKSLIPS - 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 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.

Тестовые последовательности

Для организации измерений с отключением канала используются генератор и анализатор тестовой последовательности, подключенные к разным концам цифрового канала. Эти приборы синхронизированы по тестовой последовательности, т.е. анализатор может предсказать следующее значение каждого принимаемого бита.

В практике используются два типа тестовых последовательностей - фиксированные и псевдослучайные (ПСП, PRBS - Pseudorandom Binary Sequence) Фиксированными 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 проверяется правильность синхронизации в течение нескольких последовательных групп битов (блоков), при этом сама процедура синхронизации аналогична. Такая процедура синхронизации не указывает на начало цикла.

При фиксированной тестовой последовательности с указанием начала цикла, начало цикла задается специальным битом или последовательностью битов (далее называется бит f)

В практике могут использоваться обе процедуры синхронизации тестовой последовательности В последнее время производители склоняются к внедрению процедуры с указанием начала цикла, поскольку в этом случае синхронизация тестовой последовательности осуществляется в течении 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 используется обычно для расширенного и стрессового тестирования канала Например, если последовательность послана в неструктурированном потоке E1, 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
- f 0101 0101

0000 - все нули - фиксированная последовательность используется обычно для расширенного и стрессового тестирования канала.

FOX - фиксированная последовательность FOX используется в приложениях передачи данных. Последовательность в ASCII переводится как "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, OA, 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, OC, BO, 50

1-3 - одна единица на три бита - промышленный стандарт 1 в 3 последовательностях используется для расширенного и стрессового тестирования канала. Последовательность передается с указанием на начало цикла: f 010

1-4 - одна единица на три бита - промышленный стандарт 1 в 4 последовательностях используется для расширенного и стрессового тестирования канала. Последовательность передается с указанием на начало цикла: f 0100.

1-8 - одна единица на восемь битов - промышленный стандарт 1 в 8 последовательностях используется для расширенного и стрессового тестирования канала. Последовательность передается с указанием на начало цикла: f 0100 0000.

3-24 - три единицы на 24 бита - промышленный стандарт 3 в 24 последовательностях 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 рекомендовано главным образом для стрессового тестирования аппаратуры кодирования/декодирования. Поэтому наиболее часто используются тестовые последовательности со множеством нулей. Как известно, при передаче двоичной последовательности наличие последовательности из нескольких нулей равносильно отсутствию сигнала (0 обычно передается сигналом нулевой амплитуды). В результате генерации последовательностей со множеством нулей можно проанализировать работу канала в случае естественного пропадания сигнала.

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. 1.11

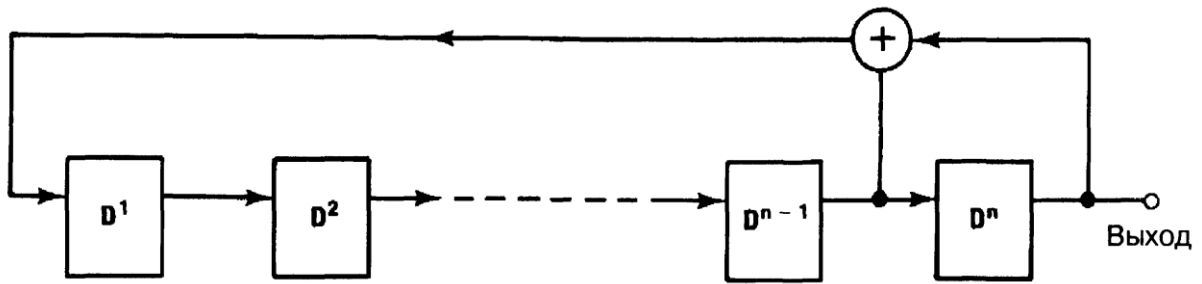


Рис. 1.11. Генератор псевдослучайной последовательности

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 $D^n + D^{n+1} + 1$. 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, схемы которых представлены на рис. 1.12 и 1.13. Наиболее часто используется метод анализа ПСП с обратной связью (рис. 1.12). В этом случае последовательность синхронизируется следующим образом: петля обратной связи размыкается, данные загружаются в регистры сдвига до полного заполнения, затем петля обратной связи замыкается и производится синхронизация по тестовой последовательности. Две несинхронные ПСП имеют относительный параметр BER приблизительно равный 0,5, таким образом, для достижения синхронизации по тестовой последовательности критерий синхронизации выбирается ниже этого значения.

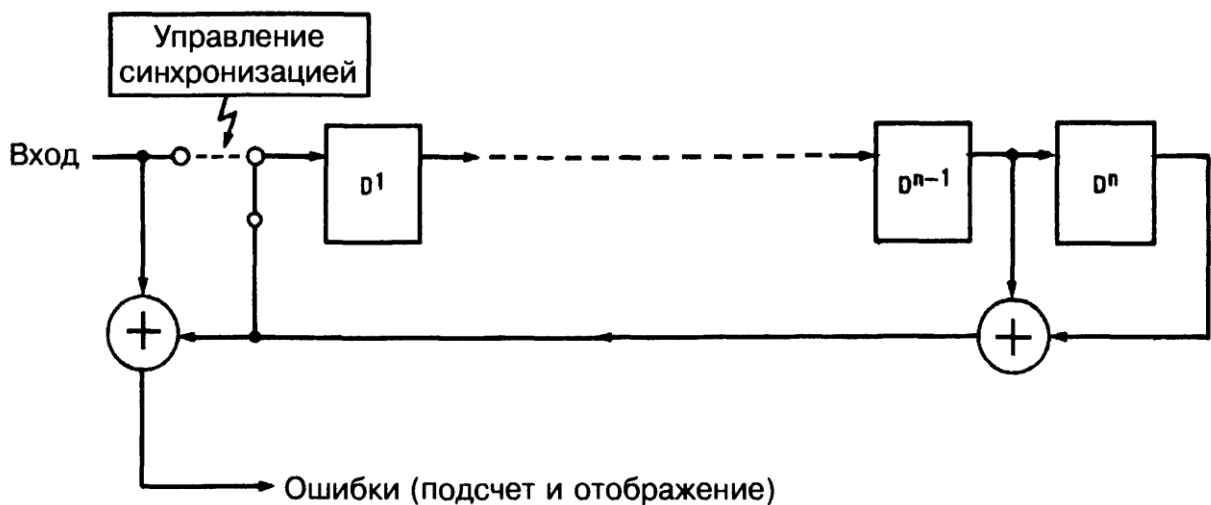


Рис. 1.12. Анализатор ПСП с замкнутой обратной связью, метод побитового измерения

ошибок

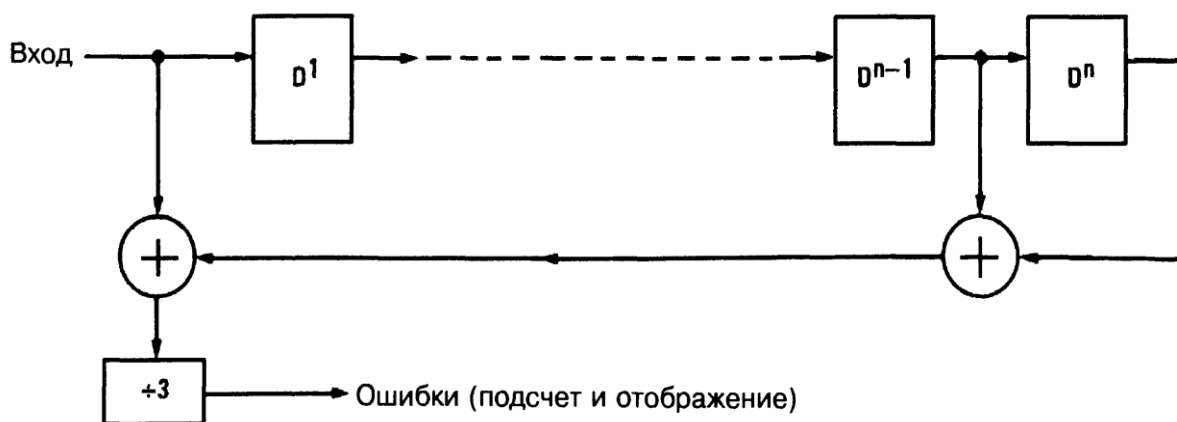


Рис. 1.13. Анализатор ПСП без обратной связи

Вторым методом построения анализатора ПСП является метод без обратной связи (рис. 6.6). 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 низкого параметра ошибки в предположении, что сами ошибки возникают случайным образом и описываются нормальным распределением.

Современные системы передачи используют алгоритмы кодирования и принципы передачи, приводящие к появлению всплесков ошибок, возникающих в виде пакетов В этом случае алгоритм анализа без обратной связи характеризует нестабильную работу.

В дальнейшем при описании анализа ПСП будем исходить из принципов анализа с обратной связью.

В современной практике используются следующие типы псевдослучайных последовательностей:

2e23 - стандартная $2e^{23}-1$ псевдослучайная последовательность битов. Сигнал формируется из 23-фазного регистра сдвига без ограничения нулей. Эта последовательность соответствует техническому стандарту ITU 0.151. 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 0.151

2e15 - стандартная $2e^{15}-1$ псевдослучайная последовательность бит. 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 бит. Сигнал формируется из 20-фазного регистра сдвига без ограничения нулей. Последовательность соответствует техническому стандарту ITU O 153. Однако, эта последовательность отличается от $2e20$ последовательности, потому что используются разные механизмы обратной связи. 20ITU подавляет последовательности из более чем 18 нулей, в отличие от 14 нулей в $2e20$.

2047 - короткая ПСП. Сигнал формируется из 11-фазного регистра сдвига без ограничения нулей. Стандартный 2047-битный код используется для анализа вторичных сетей передачи данных, приложений DDS и ISDN.

511 - короткая ПСП. Сигнал формируется из 9-фазного регистра сдвига без ограничения нулей. Стандартный 511-битный код применяется 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 используется 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 применяется для анализа низкоскоростных каналов передачи данных (например, модемных каналов). Таким образом, 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 псевдослучайной последовательности схематически представлен на рис. 1.14.

В зависимости от скорости передачи данных в канале используются ПСП различной длины: чем больше скорость, тем большая длина последовательности допускается. Рекомендация ITU-T 0.151 определяет значения используемых длин ПСП в зависимости от скорости цифровой передачи в канале согласно табл. 6.1. Кроме того существует также рекомендация по выбору тестовой последовательности для канала 64 кбит/с - 2^n-1 , приведенная в ITU-T рекомендация O 152.

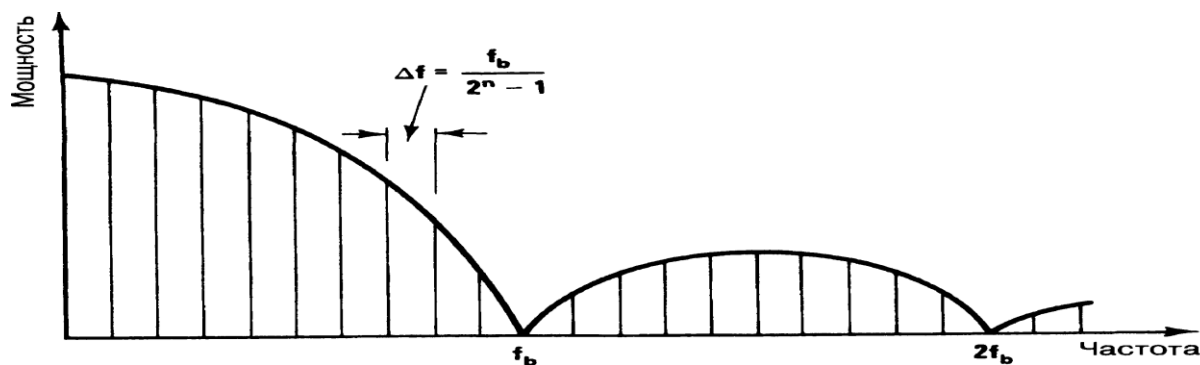


Рис 1.15. Спектральный состав ПСП с кодированием NRZ

Таблица 1.1. Длины тестовых последовательностей ПСП (ITU-T рекомендация 0.151)

Скорость передачи, кбит/с	Длина ПСП	Конфигурация кодера (полином)	Спектральное расстояние A/, Гц
64	$2^{15} - 1$	$D^{15} + D^{14} + 1 = 0$	1,95
2 048	$2^{15} - 1$	$D^{15} + D^{14} + 1 = 0$	62,5
8 448	$2^{15} - 1$	$D^{15} + D^{14} + 1 = 0$	257,8
34 368	$2^{23} - 1$	$D^{23} + D^{18} + 1 = 0$	4д
139 264	$2^{23} - 1$	$D^{23} + D^{18} + 1 = 0$	16,6

Основным требованием, предъявляемым к спектральному расстоянию A/, является возможность успешной синхронизации при наличии на приемной стороне относительно узкополосной цепи синхронизации от входящего потока. В этом случае требуется малое расстояние между двумя субгармониками принимаемого сигнала. При большом расстоянии может возникнуть джиттер регистров сдвига. Механизм возникновения джиттера довольно простой: длинная последовательность нулей, характерная для ПСП большой длины, приводит к накоплению фазовой ошибки за время ее передачи. Такой джиттер обусловлен алгоритмом работы генератора ПСП, его структура зависит от конфигурации генератора, кроме того, джиттер регистров сдвига в общем случае отличается по параметрам от джиттера в цифровом канале.

Чтобы избежать появления джиттера регистров сдвига используются рекомендованные ПСП.

Методы вычисления параметров ошибок в цифровых каналах

Методы расчета параметра BER

Параметр ошибки по битам BER по праву считается основным параметром тестирования любых цифровых каналов и систем. Как было показано в примере 4.1 параметр BER связан интегральным соотношением с функцией распределения вероятности возникновения ошибки в цифровом канале. Таким образом, параметр BER является наиболее распространенной статистической характеристикой параметров качества работы 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.

Существует несколько алгоритмов анализа ошибок в принимаемом потоке с ПСП. Рассмотрим, как по данным об ошибках рассчитывается параметр BER. На рис. 6.8 представлены три основных алгоритма такого расчета.

Первый метод предусматривает 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 предусматривает расчет отношения непосредственно после начала измерения без привязки к количеству принятых ошибок по битам. 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 (на рис. 6.6 точность измерения BER = 10^5 сразу после начала расчета отношения). В отличие от первого метода этот метод обеспечивает определенное время начала отображения результата измерений. 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, поэтому 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 более, поскольку этим значением ограничена точность измерения. В первом методе

такой ситуации не может возникнуть, поскольку измерение делается заведомо с точностью 10 % и лучше.

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

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

Методы расчета параметра ES

Вторым наиболее часто используемым параметром при анализе цифровых каналов является количество секунд, пораженных ошибками (ES). Этот параметр является вторым по важности после BER. Если параметр BER определяет средний интегральный уровень качества цифровой передачи в канале, то параметр ES и, в особенности, обратный к нему параметр EFS, определяют долю общего времени, в течении которого канал является свободным от ошибок, т.е. время, в течении которого оператор гарантирует бесперебойную цифровую передачу по каналу. Таким образом, этот параметр является крайне важным для операторов цифровых систем передачи первичной и вторичных сетей. 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 практиках.

В европейской практике параметр EFS определяется как все односекундные интервалы времени, не содержащие ошибок в течении интервала измерений. С точки зрения методики подсчета ES это определение означает использование асинхронного метода (рис. 6.7). Асинхронный метод предусматривает разделение всего времени измерений на интервалы по 1 с и подсчет количества интервалов, в течении 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.

Как видно из рис.6.9 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%. Проведенные рабочими группами ИТУ-Т исследования показали, что большая часть цифровых систем передачи (в особенности радиочастотные системы передачи с различными методами помехозащитного кодирования) при работе дают именно пакетное распределение ошибок.

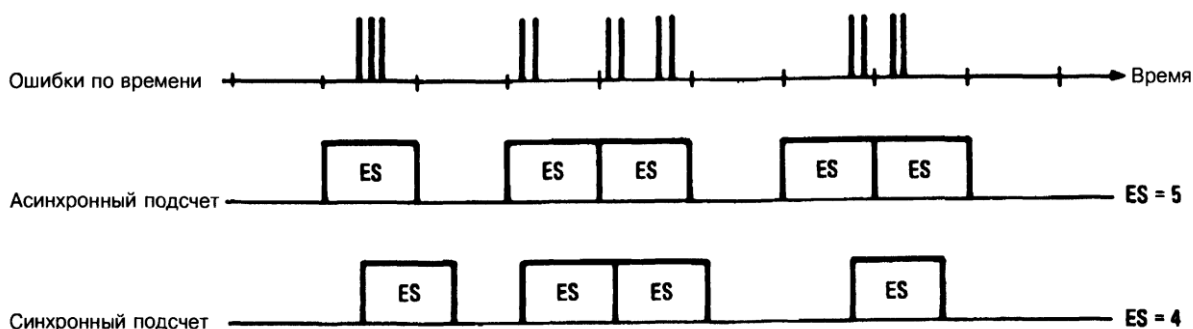


Рис. 1.16. Методы подсчета параметра ES

Каждый метод имеет свои преимущества и недостатки. Преимуществом асинхронного метода измерения является простота его реализации в конкретных приборах, а метода синхронного подсчета - 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 ко 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 син-

хронного измерения ES параметр EFS невозможно определить явно, а только как производную параметра ES.

Методология измерений без отключения канала

Для проведения измерений без отключения цифрового канала используются алгоритмы анализа избыточного циклового кода. Алгоритм такого анализа представлен на рис. 6.10.

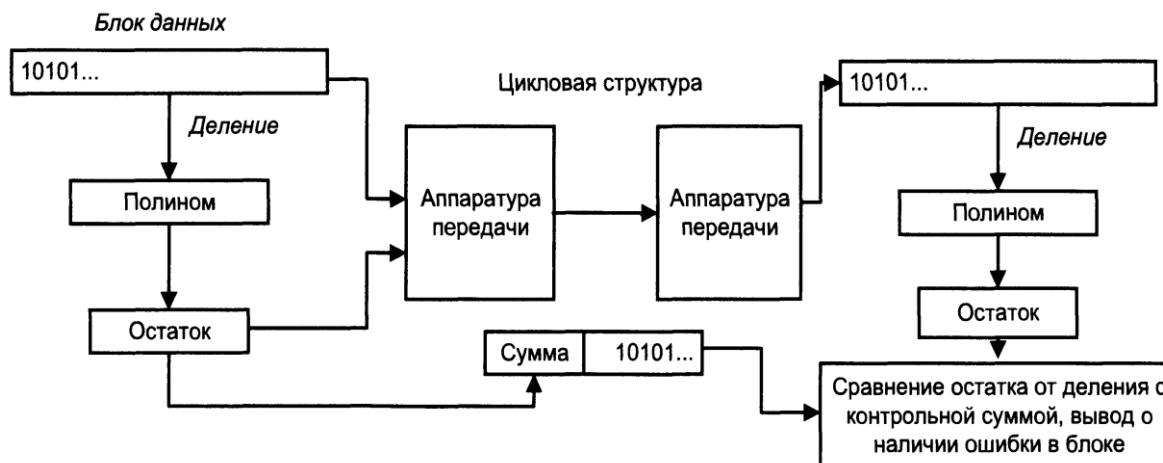


Рис. 1.17. Алгоритм использования избыточного циклового кода

Алгоритм использования избыточного циклового кода следующий: информационный поток, передаваемый затем по цифровому каналу, разбивается на несколько блоков данных фиксированного размера. Для каждого блока данных последовательность битов делится на полином заданного вида (в зависимости от типа кода). В результате деления образуется остаток, передаваемый 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. На приемной стороне делаются аналогичные вычисления остатка от деления, результат расчета сравнивается с переданной контрольной суммой. Расхождение результатов свидетельствует о наличии битовой ошибки в блоке.

Пример 1.1.

Пример расчета контрольной суммы.

Передаваемый блок: 1110010101

Тип полинома: X^6+X+1 (код 1000011)

Рассмотрим расчет контрольной суммы CRC-6

Остаток	1 1 1 0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 0 0 0
1	1 0 0 0 0 1 1
2	1 0 0 0 0 1 1
3	1 0 0 0 0 1 1
4	0 0 0 0 1 1 1
5	0 0 0 0 0 0 0
6	0 0 0 0 0 0 0
7	0 0 1 1 1 0 0
8	0 1 1 1 0 0 0
9	1 1 0 0 0 1 1
10	1 0 0 0 0 0 1
	0 0 1 0 0 0 1

Передаваемые 6 бит последовательности CRC-6: 001001

При такой методологии блок анализируется в целом. В блоке регистрируется только одна ошибка, остальные ошибки в составе этого блока не локализуются. Кроме того, допустима компенсация ошибок друг другом. Как следствие, параметры BER и CRC ERR при измерениях могут не совпадать друг с другом. Точность измерений без отключения канала параметра ошибки эквивалентна измерениям BLER и зависит не от количества переданных битов, а от количества переданных блоков, т.е. точность измерений ниже.

Единственным и главным преимуществом методики измерения без отключения канала является возможность измерения на реально работающем канале. Для 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. 1.2.

Таблица 1.2. Основные типы кодов, используемые для измерения параметра ошибки без отключения каналов

Тип кода	Полином кода	Количество битов контрольной суммы	Использование для измерений
CRC-6	X^6+X+1	6	DS1
CRC-4	X^4+X+1	4	E1
CRC-16 FCS	$X^{16}+X^{12}+X^5+1$	16	HDLC, V.41, Frame Relay, ISDN
CRC-32	$X^{32}+X^{26}+X^{23}+X^{22}+X^{16}+X^{12}+X^{11}+X^{10}+X^8+X^7+X^5+X^4+X^2+X+1$	32	SMDS, LAN

Объективация измеренных результатов

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 трафику сети.

Проблемы выбора 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 течении суток?".

Предположим, что в течении определенного времени проведения измерения в цифровом канале зарегистрировано количество N ошибок. Для оценки достоверности измерений обычно используется статистическая модель со случайным возникновением ошибок, т.е. рассчитывается коэффициент достоверности результата как среднее отклонение от измеренной величины. В табл. 1.3. 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 1.3. Оценка достоверности измеренных результатов

Количество измеренных ошибок	Статистическая достоверность измерения ошибок		
	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	–

При проведении измерения полученные результаты могут существенно варьироваться по времени суток, что связано с влиянием трафика в системе передачи. Результаты, измеренные в часы малой нагрузки сети, сильно отличаются от результатов, измеренных в периоды пиковой нагрузки. Единственным корректным способом объективации результатов является использование методов долговременного анализа в течении суток. 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, долговременные измерения должны проводиться в течении 30 дней.

В реальной практике долговременные измерения выполняются только при приемосдаточных испытаниях систем передачи. Для устранения неисправностей и эксплуатационного тестирования обычно выполняются кратковременные измерения, в этом случае для объективации результатов используется метод оценки с использованием коэффициента достоверности. При этом точное значение параметра BER неизвестно, а имеются лишь оценочные значения.

Методы нормирования параметров цифровых каналов

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, EFS - количество секунд, пораженных ошибками, SES - количество секунд, несколько раз пораженных ошибками, AS - количество секунд готовности канала и UAS - количество секунд неготовности канала. Параметры EFS, SES, AS и UAS могут иметь как абсолютное, так и процентное выражение.

В настоящем разделе коснемся вопросов нормирования показателей качества цифровых каналов, т.е. тех норм, которые предъявляются к перечисленным параметрам в зависимости от типа цифрового канала.

Стандартизацией и нормированием параметров качества цифровых каналов занимались два комитета в составе МСЭ - Международный консультативный комитет по телефонии и телеграфии (МККТТ), ныне ИТУ-Т, и Международный консультативный комитет по радио (МККР), ныне ИТУ-Р. 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*, т.е. цифровым сетям с доведением цифрового потока от абонента до абонента без аналого-цифровых преобразований. Такая модель, одобренная МККТТ, носит название эталонного международного коммутируемого соединения ISDN (Hypothetical Reference Connection - HRX), длина ее принята равной 27500 км. В ее состав возможно включение секции радиочастотной системы передачи длиной 25000 км, параметры которой регламентированы МККР, разработавшим *гипотетическую модель радиочастотной цифровой системы передачи (Hypothetical Reference Digital Path - HRDP)* Гипо-

тетическая модель МККР была применена для разработки норм на радиорелейные и спутниковые системы передачи.

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.

Нормы на параметры цифровых каналов имеются в соответствующих рекомендациях МККТТ и МККР, а также в отечественных приказах, в частности в приказе Министерства связи России № 92 от 10.08 96 "Нормы на электрические параметры цифровых каналов и трактов магистральной и внутрizonовой первичных сетей". Частично эти нормы будут приведены в соответствующих разделах книги, здесь же будут рассмотрены только принципы создания самих норм

Гипотетическая модель ISDN (HRX)

Гипотетическая модель ISDN предполагает нормирование параметров качества для 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 руководствовался следующими соображениями.

7. услуги цифровой связи предполагается предоставлять на основе технологии ISDN, поэтому ISDN была выбрана как "эталонная сеть";

8. в качестве основных показателей выбраны параметры ошибок и готовности, поскольку именно они влияют на качественные параметры передачи речевой информации и данных пользователя;

9. требования к нормам качества резонно строить на основе технологии ISDN, так как предполагается, что сеть ISDN будет использоваться для передачи сервисной информации даже по телефонным каналам

В результате рассмотрения параметров качества была сформирована гипотетическая модель тракта ISDN, представленная на рис 6.11. За основу был взят цифровой тракт общей протяженностью 27500 км, разбитый на участки местного качества, среднего качества и высокого качества. Максимальная протяженность участков от абонента до цифровой системы передачи магистральной первичной сети установлена в 1250 км и протяженность цифрового тракта магистральной первичной сети - 25000 км (этот параметр соответствует длине HRDP)

Тракт от абонента до магистральной первичной сети включает в себя участок местного качества (от точки Т 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 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.

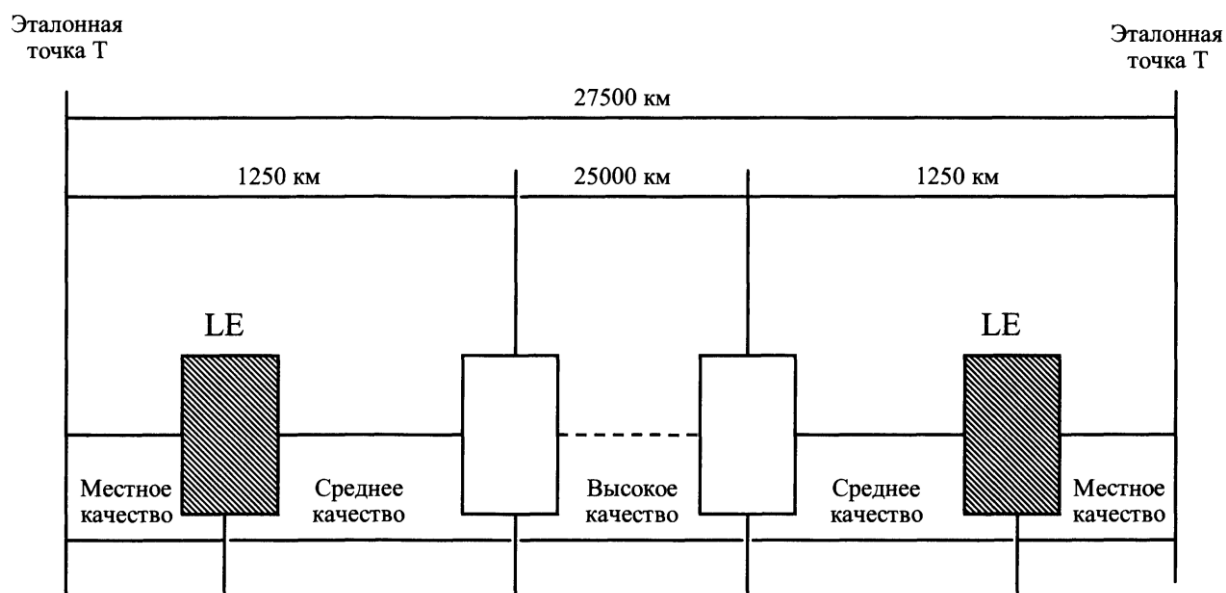


Рис. 1.18. Измерительная модель тракта ISDN (HRX)

Требования к параметрам ошибки по времени разделены на три категории: для минут низкого качества (категория А), для пораженных ошибками секунд SES (категория Б) и для секунд с ошибками ES (категория В). Эти категории представлены в табл.6.4 вместе со сформированными применительно к модели HRX нормами на параметры ошибок в составном цифровом канале 64 кбит/с.

Таблица 1.4. Три категории качества для международного соединения ISDN 64 кбит/с (ITU- Т рекомендация G.821)

Категория качества	BER	T ₀	Условия
А	$< 10^{-6}$	1 мин	> 90% односторонних интервалов имеют 38 или менее ошибок
Б	$< 10^{-3}$	1 с	> 99,8% односторонних интервалов имеют менее 64 ошибок
В	0	1 с (EFS)	> 99,2%

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.

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.

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

По практическим соображениям при 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.

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

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

Помимо деления на три категории качества каналов было сделано разделение по параметрам готовности канала, представленное на рис. 1.19.

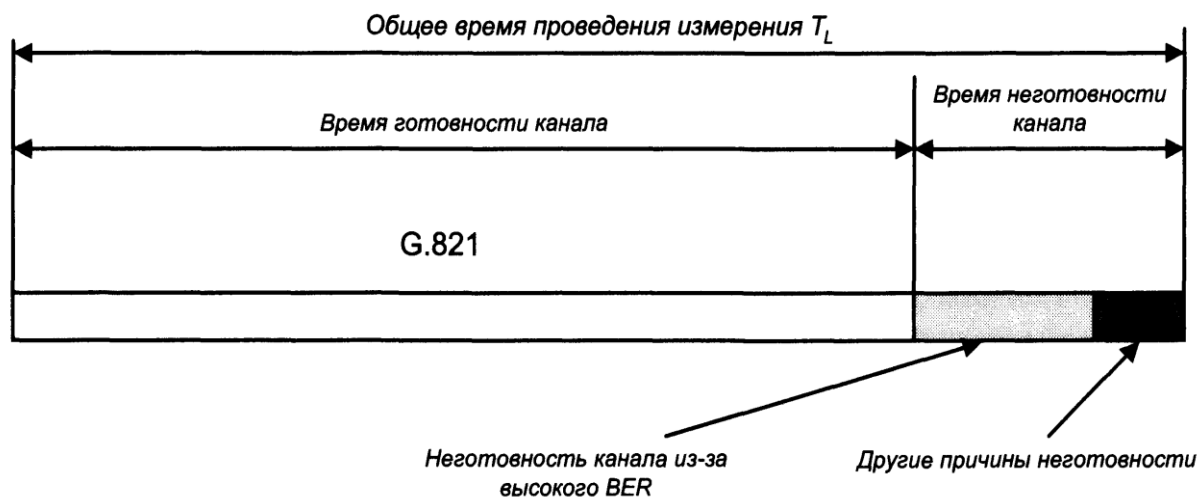


Рис. 6.19. Разделение времени работы канала по параметрам его готовности

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

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

- все время использования канала делится на три категории по параметрам готовности и неготовности канала и формулируются требования к параметрам готовности и неготовности канала;

- для времени готовности канала нормируются 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 при нормировании параметров для эталонной модели HRDP.

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

Таблица 1.5. Нормы по параметру ошибок BER для международного соединения ISDN

Тип передачи	T_0	BER	Минуты готовности, %
Речь	1 мин	$>10^{-6}$	<10
		$<10^{-6}$	>90
Данные	1 с	>0	<8 (ES)
		0	>92 (EFS)

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

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:

- Длина HRDP принята равной 2500 км (рис.6.18).

- Для HRX установлено требование по параметру BER магистрального участка высокого качества - 1 ошибка на $Ю^{10}$ на километр, а для тракта HRDP параметр ошибки - $2,5 \times 10^{-7}$, не включая мультиплексное оборудование. Такое значение параметра BER должно выполняться в течении 99 % от общего времени работы канала.

- МККТТ определена норма на параметр EFS от LE до LE в 95 %, а на параметр EFS для HRDP - 99,5%

- Окончательные требования по параметру BER определены в рекомендации 594 МККР:

$BER > 10^{-7}$ 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 и при разработке норм на параметры HRDP.

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. Для этой цели 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. Параметры радиочастотной системы длиной L могут быть найдены следующим образом:

$BER > L/2500 \times 10^{-7}$ не более чем $L/2500\%$ времени любого месяца; $BER > 10^{-3}$ не более чем $L/1500 \times 0,05\%$ времени любого месяца.

Методика расчета параметров цифровых трактов, изложенная в приказе Министерства связи России №92, также использует методы линейной аппроксимации (в ряде случаев с весовыми коэффициентами).

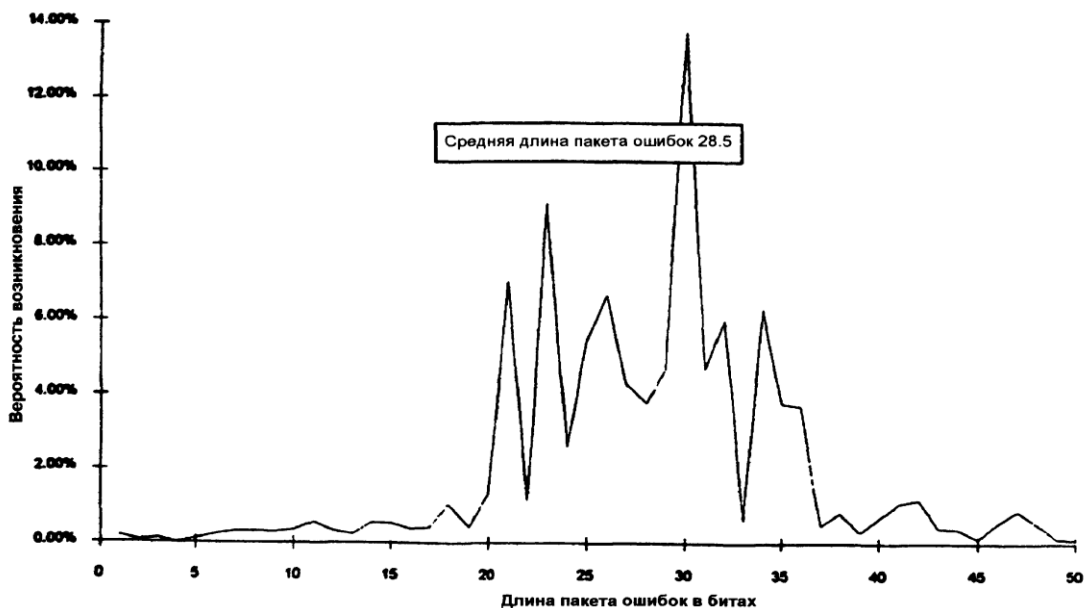


Рис.1.20. Пример распределения по длинам пакетов ошибок в канале спутниковой связи 2x304 Мбит/с с кодированием FEC 1/2

Линейная аппроксимация результатов основана на предположении случайного распределения возникающих в канале ошибок. Этим обуславливается методология нормирования и измерений основных параметров, которая основана на асинхронном методе измерений основных параметров цифрового канала.

В то же время, ряд систем передачи, используемых в современных сетях, имеет 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 (рис.1.20). Поэтому в настоящее время идет процесс обсуждения новой методологии нормирования и измерения цифровых каналов, учитывающих произвольные распределения возникновения ошибок.

Методология измерений аналоговых каналов

Переход к цифровым сетям связи значительно расширил задачи методологии применительно к системам передачи/коммутации. Однако 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 %. Речевой трафик передается абоненту в виде аналогового сигнала в полосе 0,3-3,4 кГц, следовательно, анализ конечного качества работы сети требует анализа аналогового сигнала.

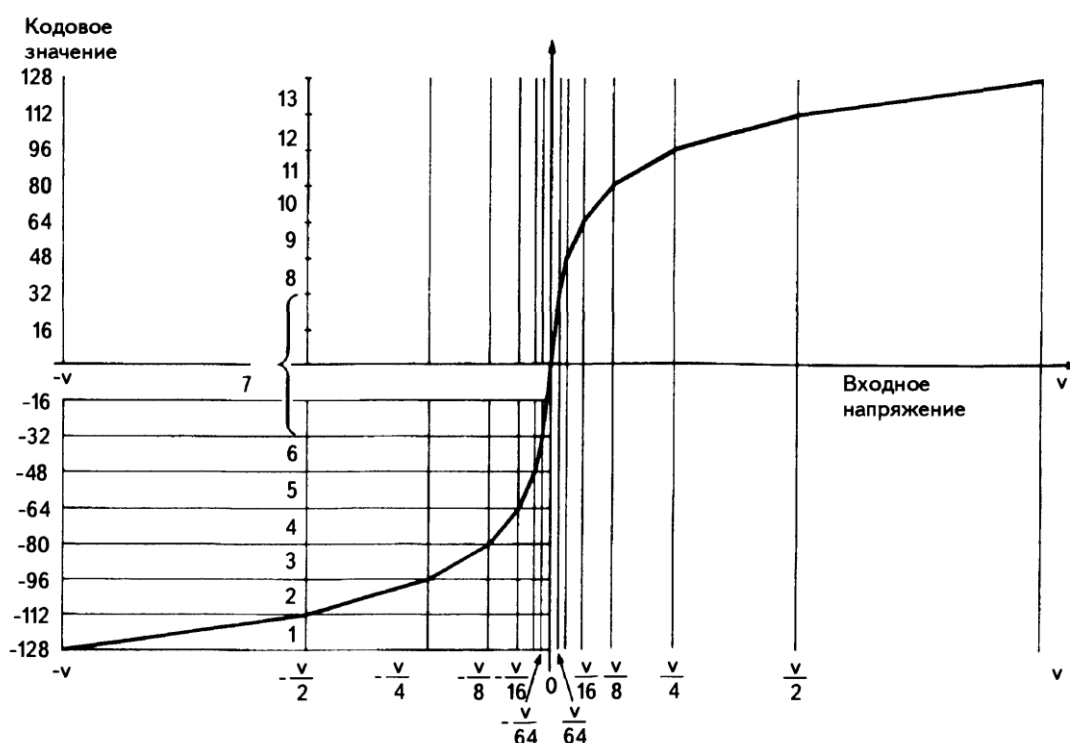


Рис. 1.21. Схема компрессора по А-закону

На примере эволюции методологии измерений канала ТЧ можно увидеть, как внедрение новых технологий влияет на параметры и принципы "старых" классических измерений. В последние годы широкое внедрение систем цифровой передачи привело к появлению новых источников воздействия на параметры аналоговых сигналов (например, возникли шумы квантования). Расширение номенклатуры услуг, использующих каналы ТЧ, в частности,

широкое внедрение принципов факсимильной и модемной передачи данных привело к необходимости учета некоторых параметров 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 полностью стандартизирована как международными, так и отечественными стандартами, хотя некоторые вопросы до последнего времени обсуждаются как в зарубежной, так и в отечественной технической прессе.

Эволюцию методологии измерений каналов ТЧ наиболее наглядно можно проследить на примере методов измерения шумов. Измерение шумов является основополагающим при анализе аналоговых сигналов. 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. 6.22), структура которой определена исследованиями ИЕЕЕ. 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 ИЕЕЕ. На основании результатов МККТТ был создан психометрический фильтр, который является альтернативой фильтру С и официально стандартизирован для Европы и России.

Влияние шумов квантования на параметры тестовых аналоговых сигналов

Воздействие шумов квантования на аналоговый сигнал сильно зависит от распределения исследуемого сигнала по амплитуде. В результате выбор 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 гауссовый шум в качестве представления речевого сигнала. Анализ шумов квантования и эффектов компандирования 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 па-

раметров шума, усиления и т.д. В результате методики проведения измерений на составном канале, включающем участки аналого-цифровых преобразований, должны учитывать влияния шумов квантования на параметры тестового сигнала.

В качестве примера рассмотрим влияние процесса компандирования на параметры одночастотного сигнала. Здесь имеет место процесс неравномерного усиления квантования в зависимости от уровня сигнала, представленный на рис. 1.22. Такая неравномерность должна учитываться при проведении ряда измерений (например, при анализе АЧХ составного канала методом простого одночастотного тестирования). Анализ параметров усиления квантования должен выполняться при анализе работы компандера.

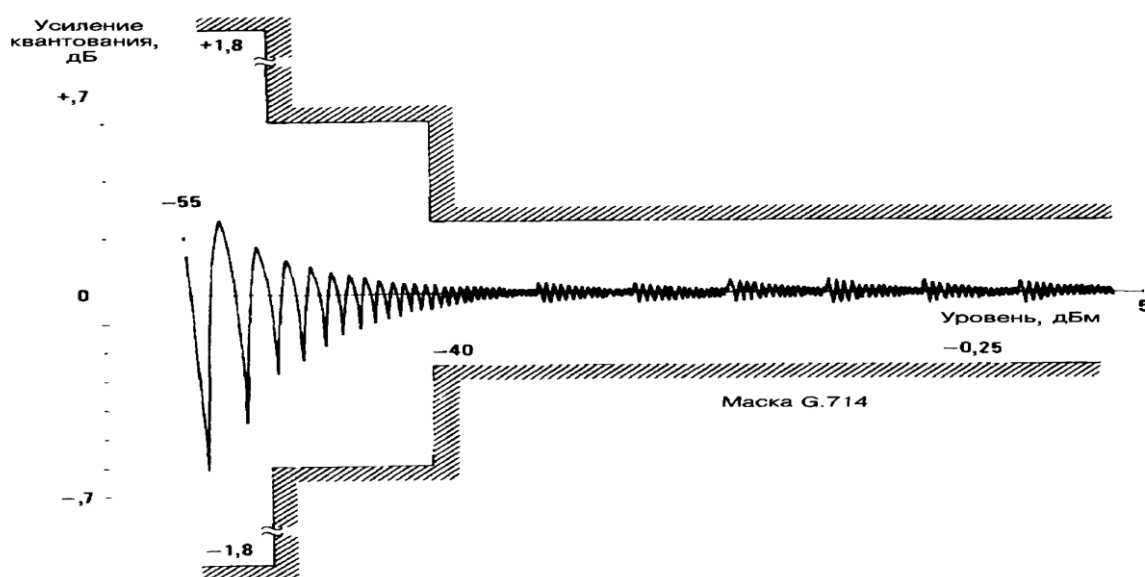


Рис. 1.22. Усиление квантования одночастотного сигнала (А- закон компандирования)

Особенности влияния фазовых шумов должны учитываться особенно при измерении отношения сигнал/шум в канале. Для одночастотного сигнала отношение сигнал/шум определяется маской [ITU-R рекомендация G.714 (рис. 1.23)]. При стимуляции канала шумовым сигналом с гауссовым распределением отношение сигнал/шум различается для аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования (рис. 1.24).

Современная методология измерений в каналах ГЧ требует достаточно мощных специализированных средств, реализующих сложные методики анализа.

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.

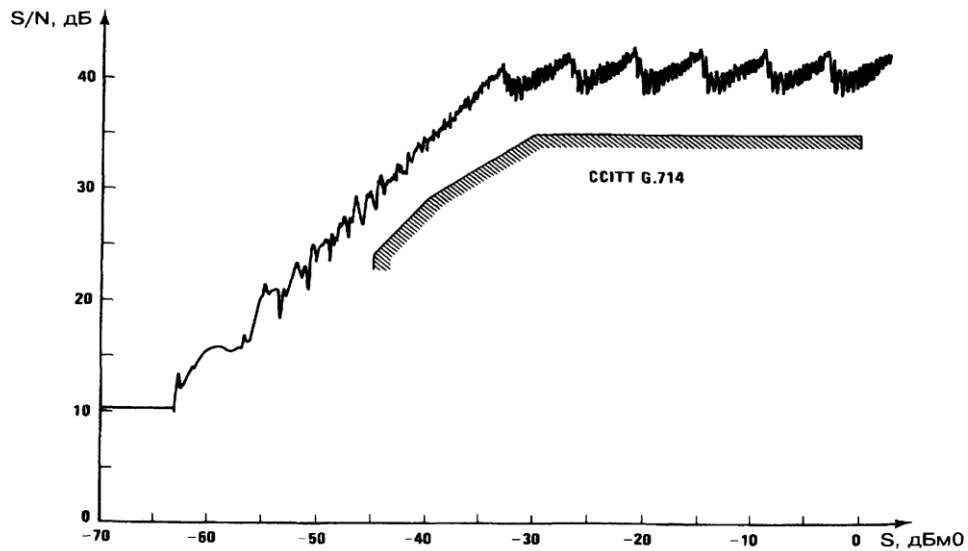


Рис. 1.23. Характеристика отношения сигнал/шум (S/N) для компандера А-закона и одночастотного тестового сигнала

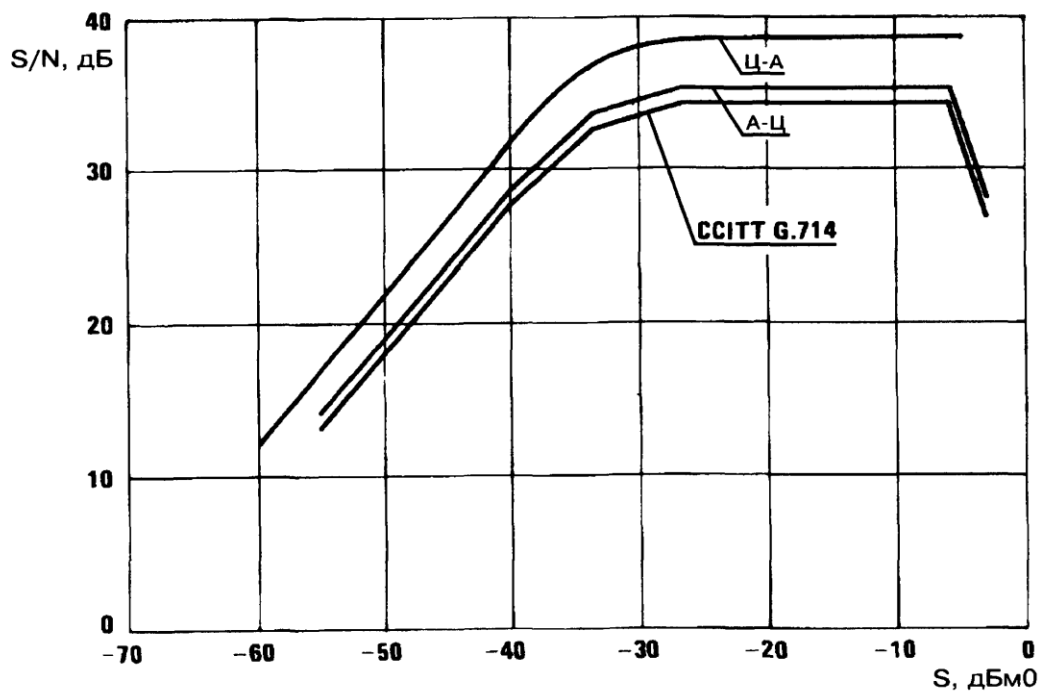


Рис. 1.24. Характеристика отношения сигнал/шум (S/N) для компандера А-закона и тестового сигнала в виде гауссова шума

ОБЩАЯ МЕТОДОЛОГИЯ ИЗМЕРЕНИЙ ДЖИТТЕРА В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ

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

В теории и практике цифровых телекоммуникаций новыми и очень важными являются задачи дискретизации и восстановления сигналов, синхронизации сети и ее стабильности. В этом разделе рассматривается 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 и определяет джиттер как фазовое дрожание. Однако для практического измерения параметров джиттера его рассмотрение в терминах фазы оказалось неудобным, так как связано с объективными трудностями фазовых измерений. При прикладном рассмотрении джиттера как вариации частоты принимаемого сигнала основными параметрами становятся амплитуда и частота джиттера. Такое рассмотрение применяется в методиках измерений и в технологии анализа результатов. Естественно, вариации фазы связаны с вариациями частоты дифференциальным соотношением, поэтому оба рассмотрения эквивалентны.

Поскольку материал настоящей книги ориентирован на описание практических эксплуатационных измерений, дальнейшее рассмотрение будет строиться в терминах частоты. Использование русскоязычных понятий: джиттер - фазовое дрожание и вандер - дрейф фазы, не совсем корректно, поэтому будем придерживаться понятий, уже получивших распространение в практике специалистов связи, - джиттер и вандер.

Рассмотрим функцию нестабильности частоты принимаемого цифрового сигнала (рис. 1.25)

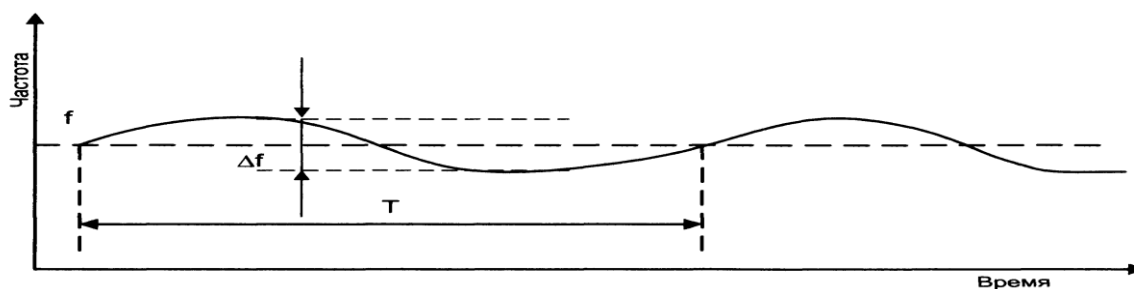


Рис. 1.25. Нестабильность частоты принимаемого цифрового сигнала

Как известно, частота принимаемого сигнала характеризуется средним значением f и девиацией Δf . Предположим, что имеет место модуляция, при которой изменение частоты происходит 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;

- медленные колебания частоты $f_d < 10$ Гц, получившие название вандера.

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 обыденной практике в последнее время получила распространение тенденция смешивания понятий джиттера и вандера и обозначение обоих параметров как джиттер. На взгляд автора это неправильно, поэтому в дальнейшем будем четко придерживаться намеченного разделения.

В современной технологии амплитуда джиттера измеряется в единицах времени: абсолютных (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:

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

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

Влияние джиттера на параметры качества сигналов современных телекоммуникаций проявляется в двух направлениях:

- в случае передачи цифро-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 на аналоговые каналы сетей IDN. Влияние джиттера зависит от того, регулярный он или нерегулярный. При постоянном (регулярном) джиттере, обусловленном 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 с возможностью 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, влияет следующим образом:

а) в процессе регенерации нарушения в синхронизации приводят к отклонению точек считывания дискретов от центра глазковой диаграммы. В результате снижается пороговый уровень работы по шумам и появляются битовые ошибки. С точки зрения принятого разделения такое влияние в большей степени связано с джиттером (см. гл. 5);

б) на выходе асинхронных мультиплексоров (т.е. на входе в коммутационную станцию) может привести к переполнению эластичных буферов и появлению проскальзывания с потерями цикловой синхронизации, значительно ухудшается качество связи. Обычно проскальзывания вызываются вандером.

Причины возникновения джиттера. Типы джиттера

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 перекрестных помех, которые также вносят регулярный, коррелированный с последовательностями битов джиттер. Регулярный джиттер возникает в случае неправильной работы эквалайзеров или нарушений в настройке цепей восстановления данных и характерен в большей степени для радиочастотных систем передачи.

Нерегулярный джиттер обычно обусловлен электромагнитным воздействием и интерференцией с внешними источниками сигнала, такими как шум, отражение, перекрестные помехи или интерференция с цепями питания и другими источниками ЭМП. В этом случае обычно спектр сигнала дает информацию об источнике интерферирующего сигнала. Интерференция с цепями питания 50 Гц и другими низкочастотными сигналами обычно легко идентифицируется, тогда как поиск интерференции 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, и является алгоритмическим.

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

- скорость считывания из приемного эластичного буфера должна быть больше скорости записи в буфер;
- вставка битов (стаффинг по битам) должна производиться в заранее установленные интервалы времени для обеспечения эффективного удаления стаффинговых битов.

Из-за битового стаффинга, даже если входящий в мультиплексор поток идеально дискретизирован, на выходе мультиплексора поток имеет значительный джиттер (justification jitter). Этот джиттер компенсируется на приемной стороне эластичным буфером приемника. Принцип работы буфера приемника 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, имеющий регулярную структуру.

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 при частоте вставки стаффинговых битов, кратной разности частот приема/передачи приемного буфера мультиплексора. В этом случае стаффинг выражается дробью с числителем 1 (рис. 1.26).

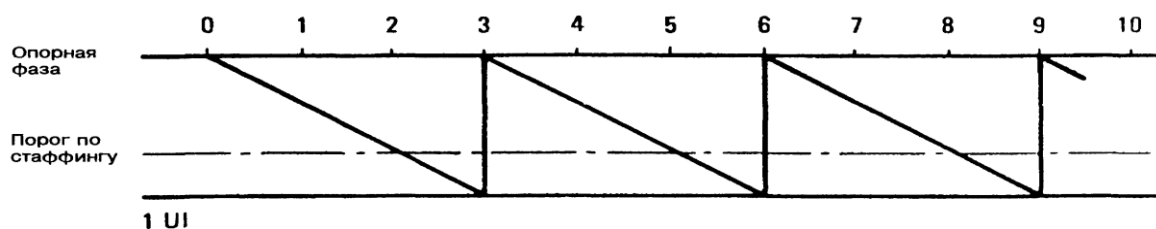


Рис. 1.26. Стаффинг с отношением $5 = 1/3$

Общая методология измерений джиттера

Общая методология измерений джиттера до сих пор не установилась, поэтому существуют точки зрения и разные, порой ошибочные, мнения относительно этих измерений. Рассмотрим некоторые принципы методологии измерений, наиболее часто используемые в современной практике.

Как было сказано 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 измерений. Иначе нельзя оценить влияние джиттера на параметры системы передачи. Наиболее естественным способом организации измерений джиттера можно было бы считать спектральный анализ джиттера с использованием частотно-селективного приемника. Однако такой метод слишком дорог и в настоящее время используется в нескольких измерительных системах и для лабораторного анализа джиттера.

В практике эксплуатационных измерений получила распространение методология, состоящая из двух измерений, различающихся используемыми фильтрами. Этот метод измерений дает меньше информации о джиттере, чем спектральный анализ, однако он позволяет получить важные результаты и экономически более эффективен. Метод был одобрен ИТУ-Т, и были разработаны рекомендации по параметрам фильтров. Для проведения измерений рекомендуются фильтры, обеспечивающие измерения низкочастотных и высокочастотных компонент джиттера (фильтры HP1 и HP2 соответственно). Характеристики фильтров представлены на рис. 1.27.

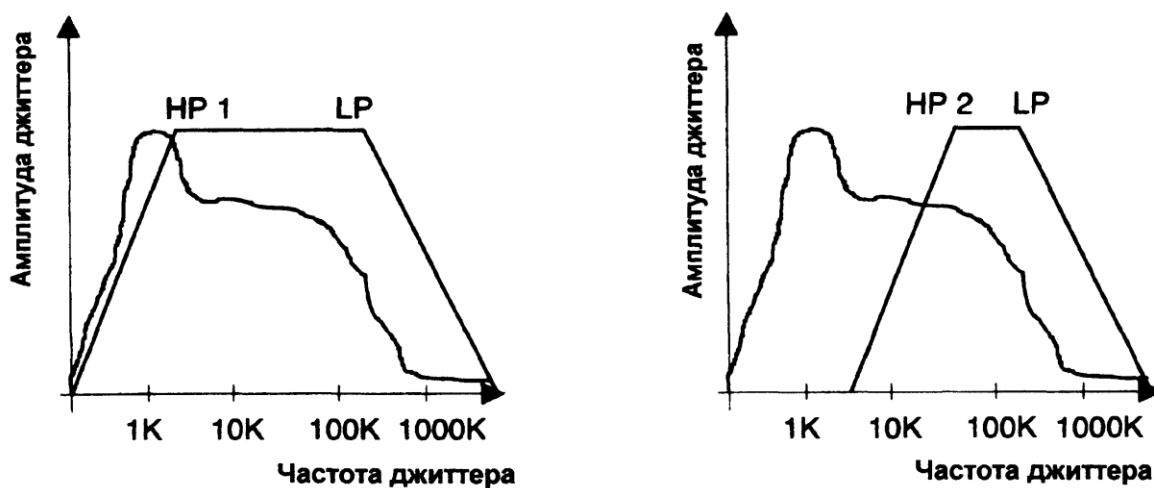


Рис. 1.27. Фильтры, использующиеся при измерениях джиттера

Различают измерения:

- собственного джиттера системы передачи;
- максимально допустимого джиттера (MTJ);
- передаточной характеристики джиттера (JTF); Отдельной группой являются измерения вандера.

Устройство анализатора джиттера

Структурная схема анализатора джиттера представлена на рис. 1.28.

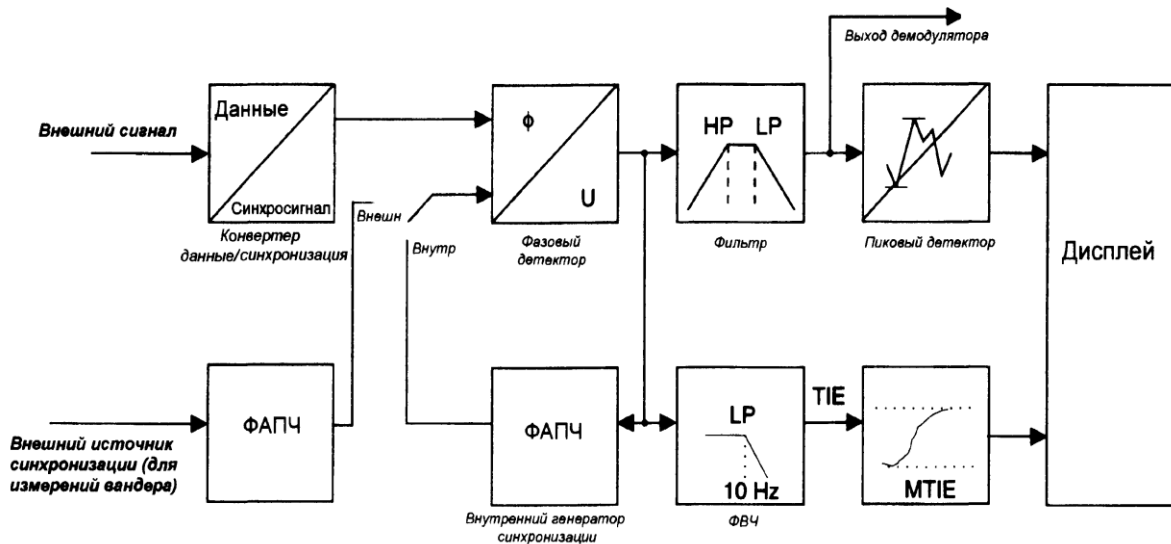


Рис. 1.28. Анализатор джиттера

Внешний сигнал с джиттером может содержать длинные последовательности нулей. Поэтому на входе анализатора джиттера ставится конвертер (данные/сигнал) синхронизации, который преобразует произвольный цифровой сигнал в сигнал с регулярно изменяющимся состоянием (например, альтернативную последовательность 1010). В основе устройства конвертера лежит принцип быстродействующей петли ФАПЧ, поэтому информация о джиттере выделяется на фазовом детекторе, однако конвертер вносит уровень собственного джиттера. Для измерения джиттера используется опорный фазостабильный сигнал. Для его первичной обработки в состав анализатора включена медленнодействующая петля ФАПЧ. Для определения зависимости джиттера от времени сравниваются фазы двух сигналов. Полученная информация фильтруется, данные о положительном и отрицательном джиттерах обрабатываются отдельно. Для обнаружения импульсного джиттера в системах SDH используется цифровая фильтрация с высоким разрешением. Некоторые компании используют аналоговые фильтры джиттера, в которых время обработки данных увеличивается, точность измерений уменьшается. Возможна ситуация, когда анализатор, построенный на таком принципе, не обеспечивает измерения импульсного джиттера.

Обычно функция зависимости джиттера от времени доступна для дальнейших процессов обработки с выхода демодулятора. В этом случае подключение селективного милли-

вольтметра или анализатора спектра к выходу демодулятора дает возможность точного спектрального анализа джиттера.

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. Нормы на параметры маски зависят от уровня иерархии канала и представлены в соответствии с перечисленными рекомендациями в табл.7.1. Как видно из маски и таблицы, допустимый уровень собственного джиттера на высоких частотах в цифровых системах передачи довольно низкий.

Измерения собственного джиттера могут относиться к каналу или участку цифровой системы передачи и отдельному устройству.

Измерения собственного джиттера выполняются с использованием сигнала реальной или имитируемой нагрузки. Наиболее часто имитируется реальная нагрузка, в качестве имитирующего сигнала используется сигнал ПСП. В результате возникают широкие возможности совмещения измерений джиттера и параметра ошибки с отключением канала. Наиболее часто такая технология измерений используется при проведении приемосдаточных испытаний каналов системы передачи.

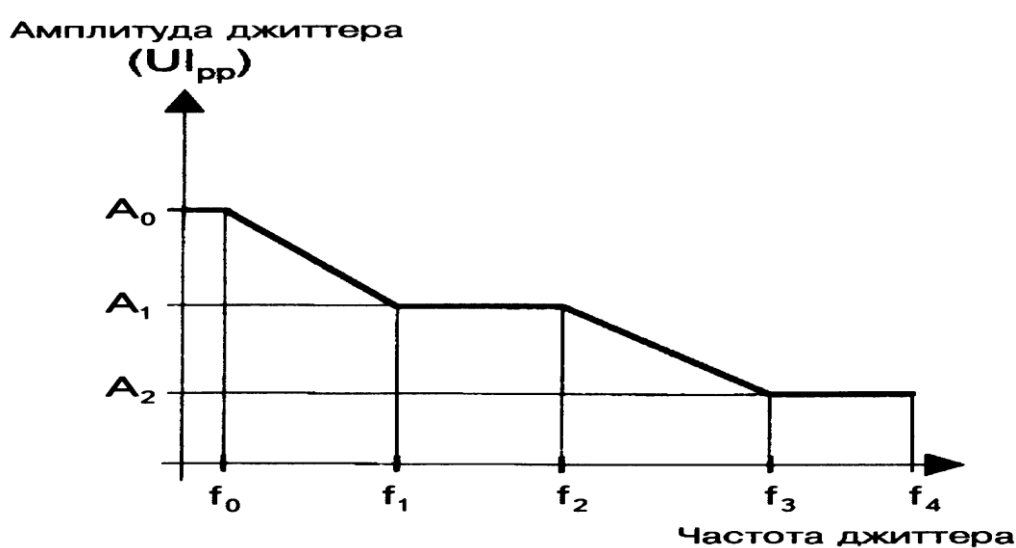


Рис.1.29. Маска на нормы уровня собственного джиттера в цифровой системе передачи

Таблица 1.7. Нормы на параметры маски в зависимости от скорости передачи

Скорость, кбит/с	U_{pp} от f_1 до f_4	U_{pp} от f_3 до f_4	f_1 , кГц	f_2 , кГц	f_3 , кГц	f_4 , 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
139264	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

Измерения собственного джиттера с использованием реальной нагрузки выполняются обычно при эксплуатационном мониторинге каналов. Целесообразность измерений с реальной нагрузкой объясняется исключением фактора 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.1.30. Дополнительный синтезатор (пунктирные линии) служит для более точного определения используемых при измерении частот. Дополнительный анализатор спектра обеспечивает детальный спектральный анализ выходного джиттера.

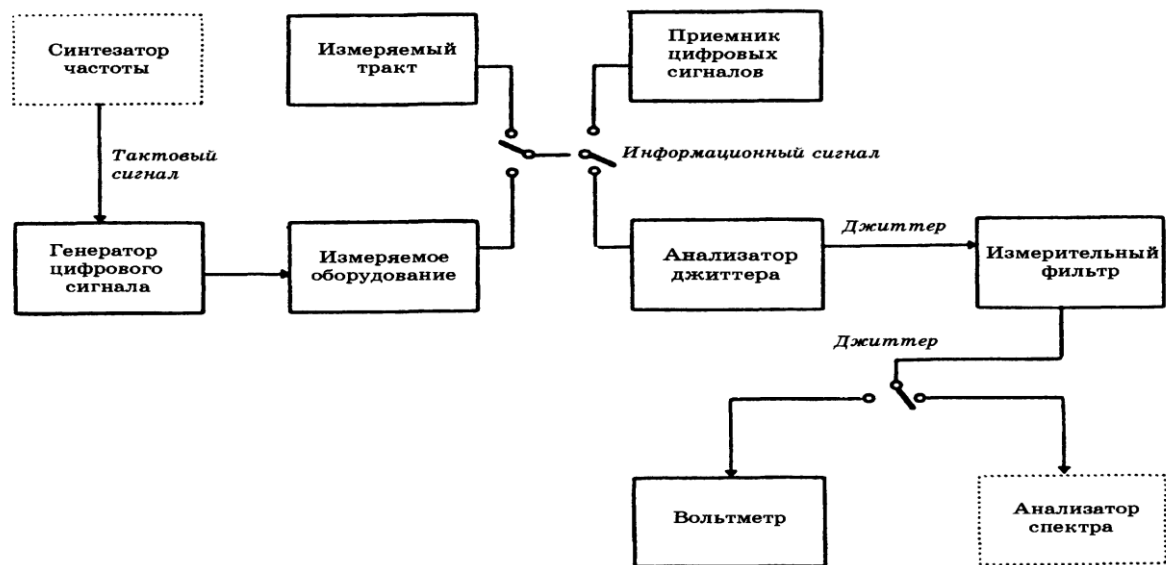


Рис. 1.30. Схема организации измерений собственного джиттера

Основным фактором влияния на измерения параметров собственного джиттера является сам измерительный прибор. Измеряемые параметры джиттера могут быть очень малыми, поэтому анализатор джиттера должен иметь малый уровень собственного джиттера. Сове-

менное построение цепей позволяет достичь высокой фазовой стабильности модулей анализатора - порядка 1 mUI. Некоторые фирмы-производители используют анализаторы с собственным джиттером в 50 mUI и более, что не дает возможности проводить реальные измерения джиттера.

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 неэффективен, 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.

Таким образом, единственным способом достижения точности при измерениях джиттера является высокое качество анализатора, с малым уровнем собственного джиттера. Но такой анализатор имеет высокую стоимость и габариты. Реализовать в должной мере измерения джиттера в портативных и дешевых приборах практически невозможно.

В качестве примера результатов измерения джиттера на рис. 1.30 показано экранное меню с результатами измерений. Как видно из рисунка помимо пикового, положительного и отрицательного стандартных параметров амплитудного джиттера, измеряется максимальный уровень джиттера за время проведения измерения. Анализ этого параметра может дать представление о причине деградации качества связи.

Измерение максимально допустимого джиттера (MTJ)

Работоспособность цифрового канала или тракта при максимально допустимом входном джиттере (Maximum Tolerable Jitter - MTJ) проверяется 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.

Методика измерения допустимого значения джиттера на входе цифрового канала, тракта или аппаратуры представлена на рис. 1.31. Параметр MTJ определяется как амплитуда синусоидального джиттера, который, будучи поданным на вход тракта или аппаратуры, вызывает заданное ухудшение показателя ошибок. Поэтому основу схемы измерений 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, и с фиксированием ошибок в канале.

Методология измерений довольно проста:

- на измеряемое оборудование/канал подается тестовый сигнал (обычно ПСП) с внесенным джиттером на определенной частоте;
- 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 (МТД) от частоты для данного измеряемого оборудования, которая и является предметом измерений.

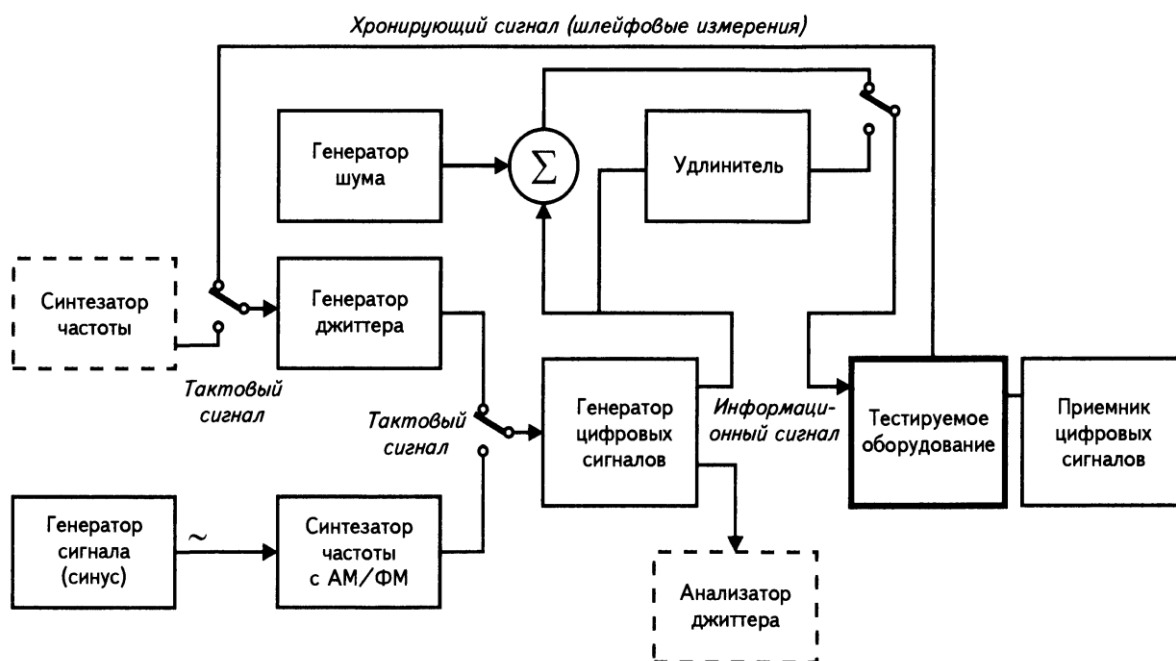


Рис. 1.31. Схема организации измерений параметра МТД

Нормированное ухудшение показателя ошибок может выражаться в виде 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:

- способностью схемы восстановления хранимого сигнала точно восстанавливать этот сигнал из информационного потока с джиттером и, возможно, с другими ухудшениями качества (искажение импульсов, переходное влияние, шум и т.д.);

- способностью выдерживать динамически меняющуюся скорость входного цифрового информационного сигнала (например, способностью к цифровому выравниванию и емкостью буферного ЗУ по входу и выходу из синхронизма в асинхронной цифровой аппаратуре группообразования).

Критерий увеличения BER позволяет определять воздействие джиттера на схему восстановления хранимого сигнала приемника, что важно для оценки первого фактора. Критерий появления ошибок рекомендуется для оценки второго фактора.

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 два раза.

На втором этапе при 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, необходимое отношение сигнал/шум в информационном сигнале и измерение BER испытываемого объекта.

На рис. 1.31 представлена схема измерения, применяемая для метода по критерию увеличения BER. Аппаратура, обозначенная пунктирными линиями, используется дополнительно. Дополнительный синтезатор частоты обеспечивает более точное определение частот, используемых для измерения. Дополнительный анализатор джиттера может применяться для контроля амплитуды вырабатываемого фазового дрожания.

Метод с использованием критерия появления ошибок. Критерий появления ошибок для измерения МТJ 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.

При этом методе изменяется частота вносимого джиттера и определяется критическая амплитуда допустимого джиттера для каждой частоты и амплитуды фазового дрожания испытательного сигнала, обеспечивающего соблюдение критерия появления ошибок. Метод включает 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 количество секунд с ошибками не превышает двух.

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.

Частота джиттера (логарифмический масштаб)

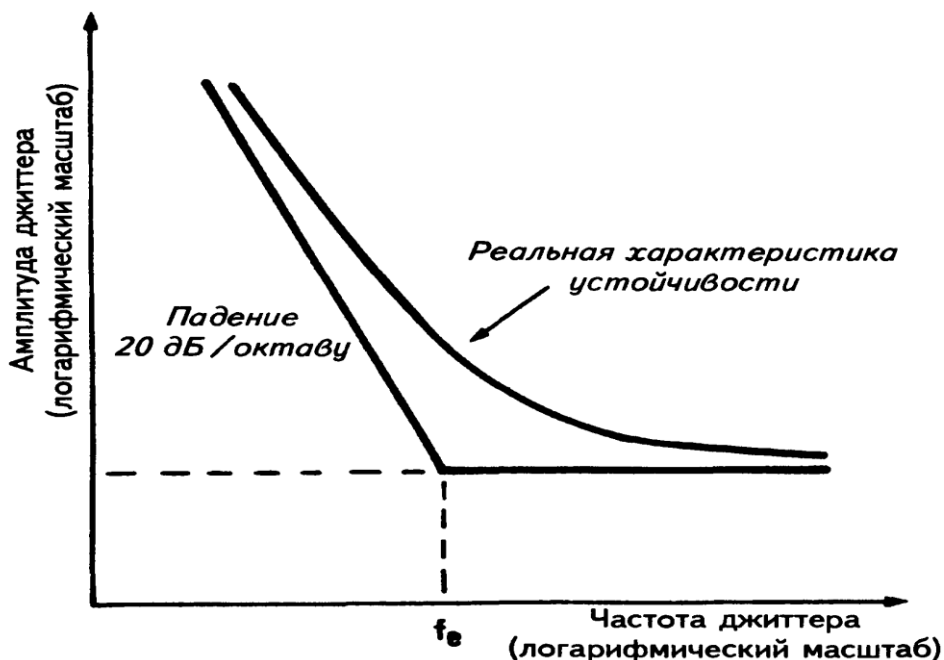


Рис. 1.32. Графики модели и реальной характеристики МТJ репитера

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

оборудования. Для начала рассмотрим поведение зависимости устойчивости к джиттеру наиболее простого компонента оборудования - узкополосной цепи восстановления синхронизации. Графики реальной устойчивости к джиттеру и кривой, моделирующей устойчивость, приведены на рис. 1.32. Некоторые устройства имеют характеристику такого типа, например, репитеры и регенераторы, в которых влияние на устойчивость к входному джиттеру определяется только цепью восстановления синхронизации. Поскольку эта цепь является узкополосной, то для восстановления фазы принимаемого сигнала требуется большое количество импульсов. В результате, появление длинных последовательностей нулей приводит к джиттеру, уровень которого зависит от скорости (частоты) передачи данных. В результате появляется убывающая зависимость МТJ от частоты на низких частотах. На высоких частотах основным параметром, определяющим уровень джиттера, является ширина глазковой диаграммы. МТJ на этом участке практически не зависит от частоты. В результате на низких частотах зависимость определяется шириной полосы цепи восстановления синхронизации, на высоких частотах - шириной глазковой диаграммы.

Данная характеристика соответствует наиболее простому устройству, где на параметр МТJ влияет только одна цепь. В реальном оборудовании таких цепей может быть несколько. Характеристика МТJ оборудования с несколькими цепями приведена на рис. 1.33 и 1.34. В частности, для ослабления эффекта влияния полосы цепи восстановления синхронизации в мультиплексорах и устройствах с подавлением джиттера используются эластичные буферы на входе. В этом случае (рис. 1.34) в характеристике появляется вторая "ступенька", связанная с шириной глазковой диаграммы в точке дискретизации буфера. В результате характеристика МТJ "приподнимается" и устойчивость устройства к входящему джиттеру увеличивается.

Состав характеристики МТJ мультиплексора (рис. 1.35) определяется многими факторами. На низких частотах основным фактором влияния является ширина полосы ФАПЧ демультимплексора. Для увеличения устойчивости работы демультимплексора к джиттеру на входе мультиплексора используется эластичный буфер. Вторая "ступенька" определяется процессом стаффинга и его вкладом в параметр джиттера. Поскольку полоса стаффинга сравнительно узкая (несколько килогерц), его влияние будет доминировать в средней зоне характеристики. Наконец, третья "ступенька" характеристики определяется влиянием цепи восстановления синхронизации мультиплексора.

Все три перечисленных характеристики вошли в состав требований к устойчивости джиттера мультиплексоров PDH. Эти требования были определены ITU-T в рекомендациях G.7xx. Маска МТJ ITU-T представлена на рис. 7.16 и соответствует характеристике на рис. 1.35.

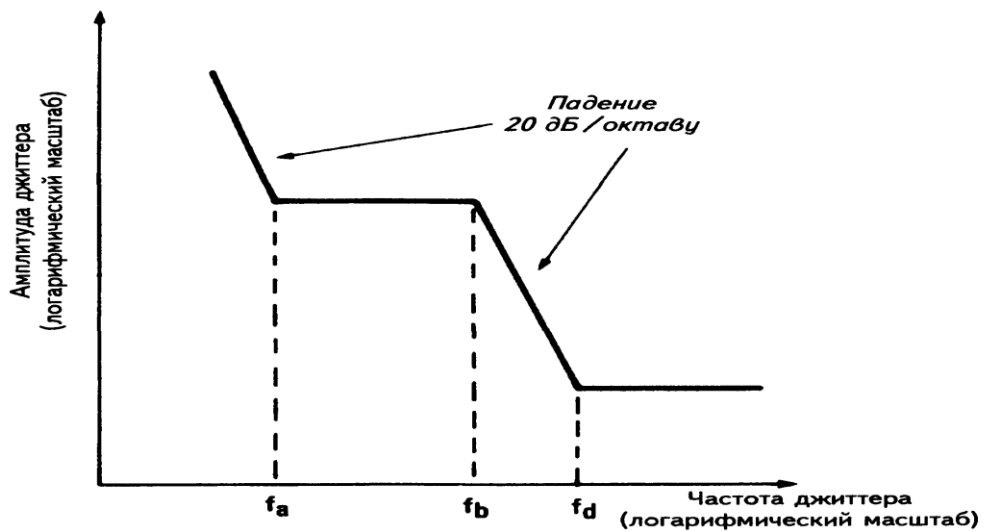


Рис. 1.34. Параметр МТJ устройства с подавлением джиттера

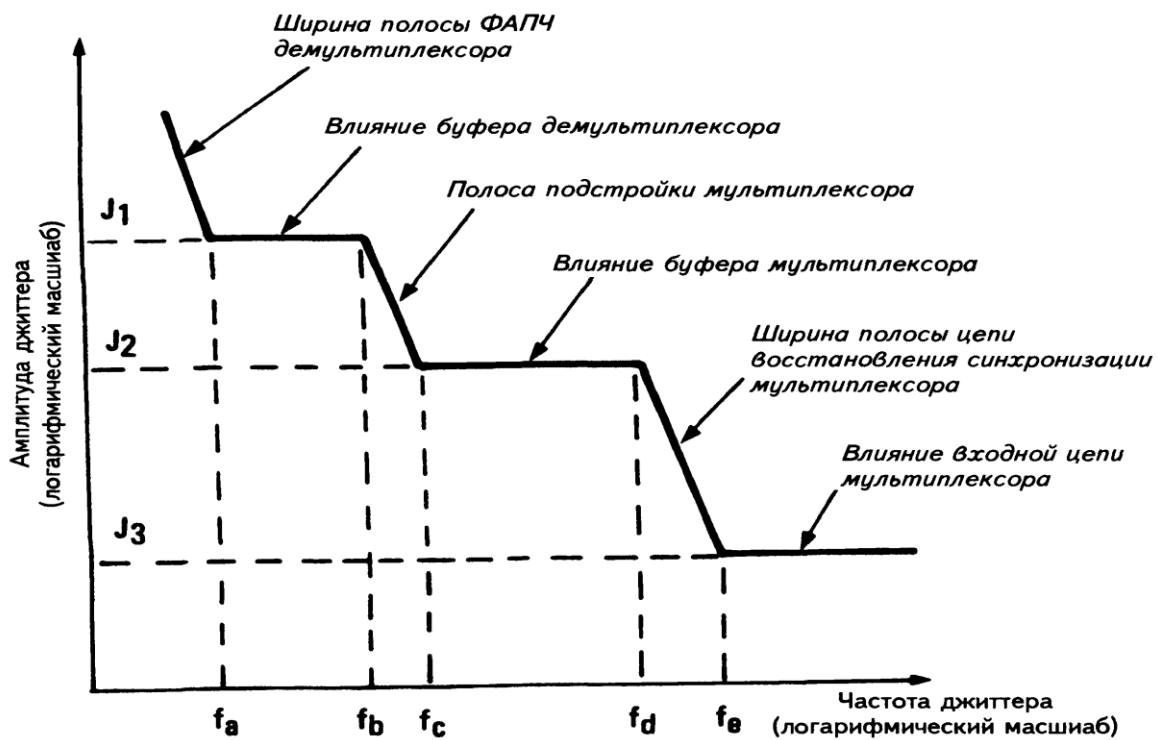


Рис. 1.35. Параметр МТJ мультиплексора/демультиплексора

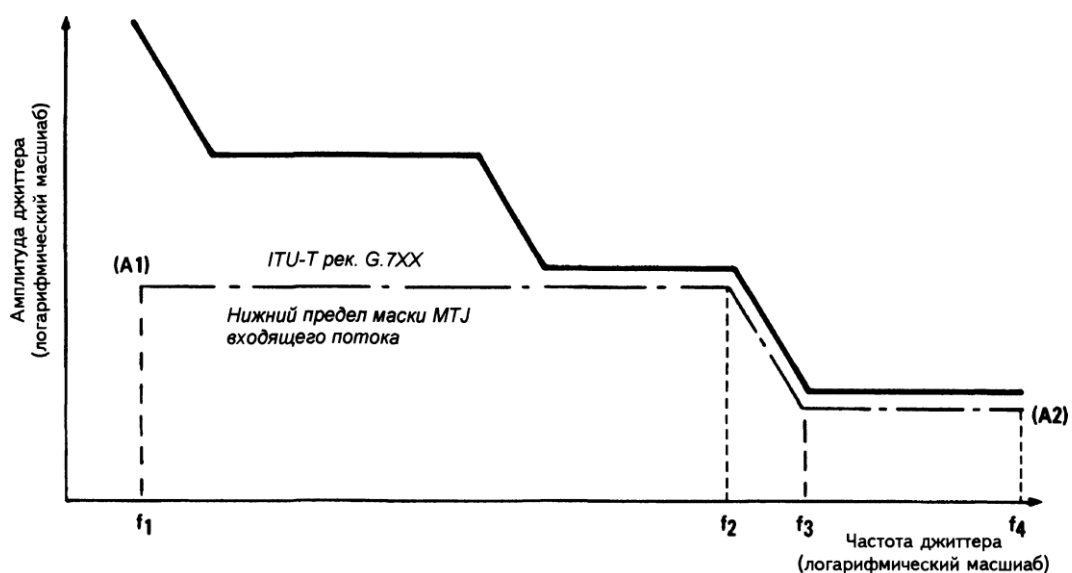


Рис. 1.36. Параметр МТJ по синусоидальному джиттеру мультиплексора PDH

Методы измерения параметра МТJ. Измерения проводятся в ручном или автоматическом режиме на нескольких частотах и по результатам выстраивается характеристика реального МТJ, которая должна быть расположена *выше* заданной нормативной характеристики МТJ (рис. 1.37). Обычно в анализаторе МТJ заложено несколько типовых масок этого параметра для проведения измерений, однако всегда имеется возможность редактирования маски, чтобы учесть состав оборудования.

Для лабораторного тестирования параметр МТJ является обязательным. При эксплуатационных измерениях необходимость измерений этого параметра зависит от уровня проведения стрессовых измерений на сети.

Измерения обычно выполняются в режиме с отключением канала и использованием ПСП в качестве сигнала цифровой нагрузки. Однако для эксплуатационных измерений может быть использован режим включения прибора в разрыв и проведение измерений на реальном трафике. В этом случае прибор вносит джиттер в реальную нагрузку. Измерения BER проводятся с использованием избыточного циклового кода CRC-4.

Измерение передаточной характеристики джиттера (JTF)

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

$$JTF(f_i) = 20 \lg \frac{J_{out}(f_i) - J_{in}(f_i)}{J_{in}(f_i)}.$$

Также как и параметр МТJ, параметр JTF измеряется на определенной частоте. В качестве примера схемы организации измерений на рис. 1.38 представлена схема измерения параметра JTF мультиплексора SDH. Анализатор JTF входит в состав анализатора SDH.

Принцип организации измерений достаточно прост: во входящий цифровой поток добавляется джиттер определенной амплитуды и анализируется 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.

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:

- нормы на параметры джиттера в канале должны специфицироваться в зависимости от скорости цифровой передачи;

- джиттер не обязательно накапливается в цифровой системе по заданному закону. Некоторые устройства в цифровой системе передачи, такие как оборудование TDM, мультиплексоры и т.д., могут выступать в роли компенсаторов джиттера;

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

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

Практически все перечисленные выше параметры устройств (собственный джиттер, MTJ и JTF) влияют на суммарный параметр джиттера в составном канале. В качестве иллюстрации на рис. 1.37 представлена схема участка цифровой системы передачи с перечислением параметров, влияющих на общий уровень джиттера в цифровой системе передачи.

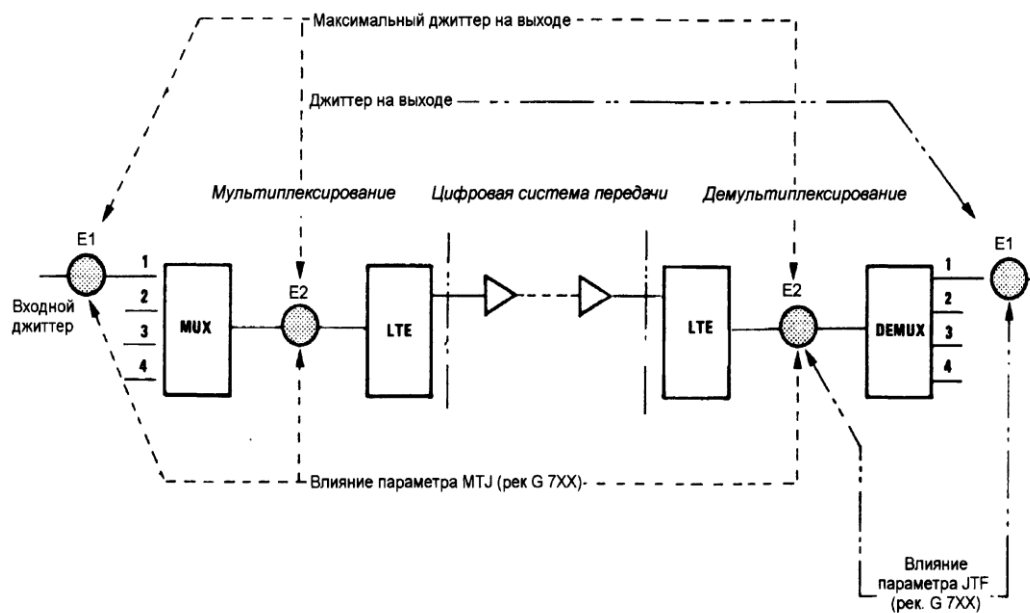


Рис. 1.37. Влияние различных параметров на уровень джиттера в составном канале цифровой системы передачи

Методология измерений вандера

Методология измерений вандера проста и может быть реализована в портативных приборах. Параметр вандера имеет явную эксплуатационную ценность, а последствия вандера можно компенсировать в отличие от последствий джиттера. 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. 1.38). 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 ясно, 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.

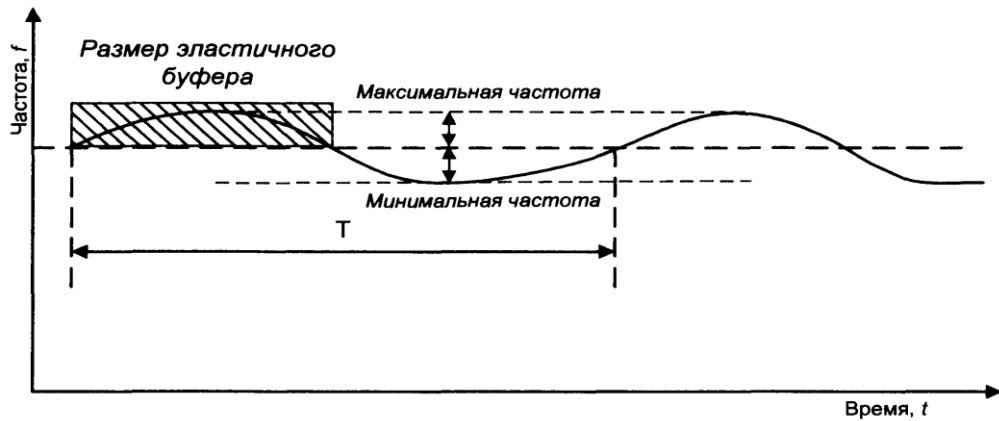


Рис. 1.38. Влияние вандера на параметры цифровой системы передачи

В отличие от джиттера вандер приводит к переполнению буферов приемных устройств и появлению проскальзываний. Поскольку речь идет об изменении частоты принимаемого сигнала с большим периодом, невозможно каким-либо способом компенсировать воздействие вандера. 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.

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. 1.39.

Цифровое устройство 1 генерирует цифровой сигнал с частотой f_1 который записывается в оперативную память эластичного буфера, и из него считывается приемным цифровым устройством 2 с частотой f_2 . Частоты передачи и считывания определяются частотой задающих тактовых генераторов (ТГ1 и ТГ2 соответственно). Если $f_1 > f_2$, буфер постепенно переполняется, что приводит к потере информации в размере емкости буфера и возникает положительное проскальзывание. Если цифровое устройство 2 рано или поздно начнет считывать информацию с дублированием битов (повторное считывание), что приведет к отрицательному проскальзыванию.

При отсутствии 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, приводящие к потере цикла информации, однако не нарушающие цикловой синхронизации. 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.

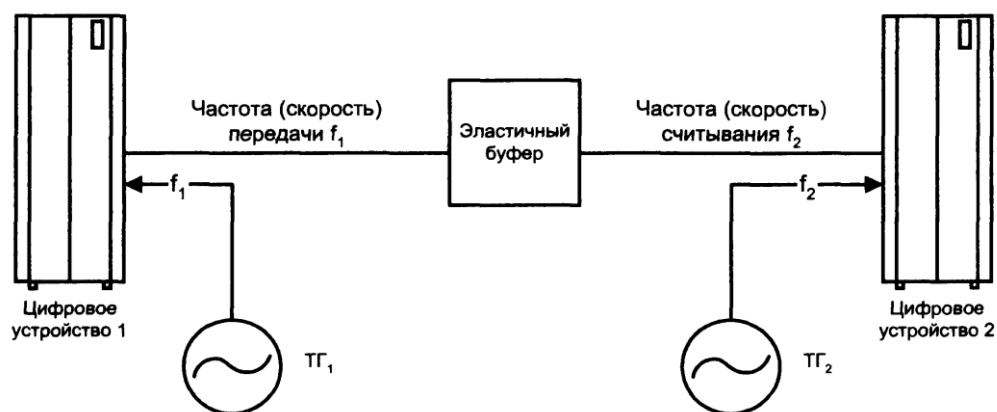


Рис. 1.39. Механизм возникновения проскальзываний

Влияние вандера фактически будет означать периодическую вариацию частоты f_1 в схеме на рис. 1.39, при этом эластичный буфер будет сначала заполняться в течение полупериода вандера, затем опустошаться. При большом размере эластичного буфера памяти вандер не воздействует 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 как

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

Поскольку буфер начинает заполняться с середины, в выражение введен коэффициент 2. Фактически значение интеграла соответствует площади под кривой рис. 1.38.

Измерения вандера делятся на два класса: системные измерения, связанные с анализом параметров системы синхронизации, и эксплуатационные измерения. Технология системных измерений будет подробно рассмотрена отдельно, здесь лишь укажем, что такие измерения крайне существенны для современных цифровых сетей.

Эксплуатационные измерения связаны с параллельными измерениями частоты принимаемого сигнала и ее вариаций - вандера. В большинстве портативных анализаторов PDH до последнего времени было реализовано только измерение частоты без анализа его вариаций и только в последнее время появились несколько анализаторов с функцией измерения вандера, включающие в измерения помимо частоты принимаемого сигнала еще два параметра: 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.

ГЛАВА 2. РАДИОЧАСТОТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Особенности радиочастотных измерений

Радиочастотные измерения представляют собой большой класс измерений, связанных с анализом радиочастотных каналов и систем беспроводной связи. В этой главе речь пойдет о радиочастотных измерениях, связанных с анализом радиоэфира как среды распространения сигнала. Из рассмотрения будут исключены вопросы измерений на вторичных сетях радиосвязи, которые также относятся к радиочастотным измерениям, однако имеют определенную специфику, связанную с передачей/приемом сигналов малой мощности.

К радиочастотным системам передачи относятся все средства связи, использующие в качестве среды передачи радиоэфир. К таким средствам относятся радиорелейные и спутниковые системы. Поскольку структурные схемы систем передачи обоих типов аналогичны, то и измерительные технологии для них практически одинаковы, однако имеются некоторые различия, обусловленные диапазонами измерений и условиями распространения сигнала. Так для измерений радиорелейных систем передачи существенным фактором является оценка параметра затухания, связанного с отражением от земли (затухание при многолучевом прохождении сигнала), а для систем спутниковой связи большее значение имеет задержка распространения сигнала. Оценка влияния доплеровского сдвига по частоте существенна для систем спутниковой радиосвязи, но не существенна для радиорелейных систем передачи и т.д.

Структурная схема цифровой первичной сети, использующей радиочастотные средства, представлена, на рис. 2.1.

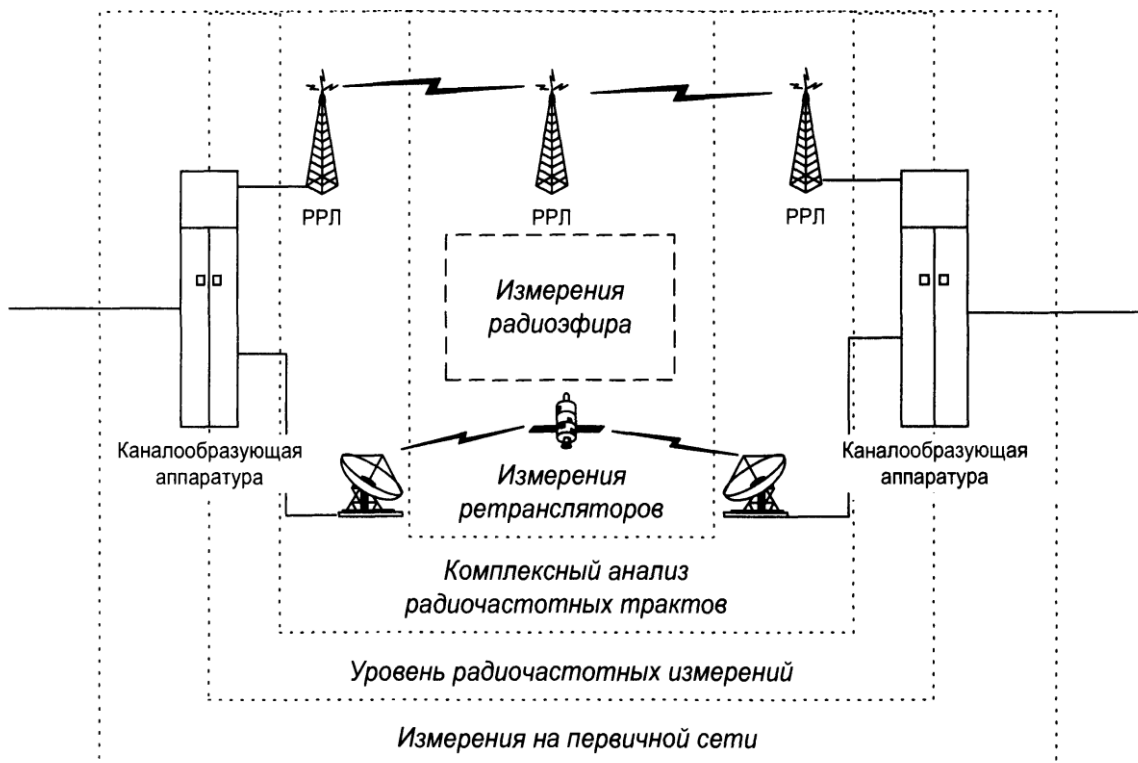


Рис. 2.1. Структурная схема организации радиочастотных измерений на первичной сети

Согласно предлагаемой схеме радиочастотные измерения входят составной частью в комплекс измерений на первичной сети. Из технологии радиочастотных измерений исключаются измерения параметров цифровых трактов системы передачи, так как они связаны анализом цифровой первичной сети вне зависимости от среды распространения сигнала. Поэтому вопросы измерений непосредственно цифровых параметров каналов (такие, как измерение параметров ошибки) в настоящей главе будут рассматриваться только в контексте совместных измерений радиочастотных систем передачи. Соответственно, из радиочастотных измерений частично исключаются измерения каналообразующей аппаратуры, преобразующей цифровые сигналы первичной сети в радиосигналы. Здесь измерения будут касаться только процессов модуляции и демодуляции цифрового сигнала.

Основу радиочастотных измерений составляют измерения радиоэфира, связанные с анализом электромагнитной обстановки во всем используемом системой передачи спектре. С развитием систем радиосвязи радиочастотный спектр рассматривается как достояние государства, поэтому особенно важными становятся измерения по оценке эффективности использования радиоэфира.

В основе радиочастотных систем передачи лежит использование ретрансляторов. Для систем спутниковой связи это спутниковый ретранслятор, для радиорелейных систем передачи это ретрансляторы РРЛ. Анализ работы узловых радиочастотных устройств - ретрансляторов - является существенной частью проведения радиочастотных измерений и составляет следующий уровень радиочастотных измерений.

После анализа ретрансляторов обычно производится анализ радиочастотных трактов систем передачи в целом. Эти измерения являются результирующими и их рассмотрение завершает тему радиочастотных измерений этой главы. В дальнейшем материал будет структурирован от измерений радиоэфира до технологии комплексных измерений радиочастотных трактов. Отдельно будут рассмотрены специфические особенности измерений на радиорелейных и спутниковых системах передачи.

Измерения радиоэфира

В связи с принятием законодательства в области контроля за использованием радиочастотного ресурса вопрос об измерениях радиоэфира встал особенно остро. Измерения радиочастотной обстановки выполняются различными системами контроля радиочастотного ресурса, в основе которых лежит один и тот же метод измерений - анализ спектра сигнала во всем исследуемом диапазоне. При этом различие систем определяется следующими факторами:

- пространственным размещением анализаторов,

- используемыми приемными антеннами;
- структурой сети сбора и обработки информации об электромагнитной обстановке;
- различными алгоритмами оптимизации измерений.

Системы контроля радиочастотного ресурса выполняют комплексный анализ электромагнитной обстановки с привязкой на местности. В результате таких измерений получают данные в виде карт распределения интенсивности электромагнитного поля в различных диапазонах

В зависимости от региона охвата различают.

- системы радиоконтроля национального (федерального) значения, выполненные по стандартам Международного Союза Электросвязи (ITU);
- системы радиоконтроля местного значения (область, регион), совместимые с национальными системами контроля, однако охватывающие меньший район;
- локальные системы радиоконтроля для анализа электромагнитной обстановки на локальной площадке (например, на месте установки ретранслятора или приемопередающей станции)

Национальные системы радиоконтроля [1, 2]

Создание национальной системы радиоконтроля для России является особенно актуальной задачей в связи с вступлением нашей страны в Европейское экономическое сообщество. Одним из требований при этом выступает принятие законов в области использования радиочастотного спектра и развертывание сети контроля и управления за использованием радиочастотного ресурса страны.

Построение глобальных систем радиоконтроля является важной национальной программой и требует соглашений на уровне правительств Это очень сложная комплексная программа, требующая большой работы. Поэтому в настоящей главе приводится лишь краткое описание типичной системы.

В табл. 2.1. приведены основные тенденции в использовании радиочастотного ресурса и соответствующие требования к национальным системам контроля радиозэфира.

Таблица 2.1. Тенденции в использовании радиочастотного ресурса и требования к национальным системам контроля радиоэфира

Основные тенденции	Требования к системам радиоконтроля
Увеличение загрузки диапазонов VHF/UHF (30 МГц – 3 ГГц), увеличение количества сигналов	Необходимость мобильного мониторинга диапазона VHF/UHF, поскольку системы радиоконтроля в этом диапазоне имеют ограниченную зону действия
Использование цифровых типов модуляции	Необходимость применения цифровых приемников радиосигнала
Развертывание национальных и частных сетей радиосвязи	Необходимость уменьшения интерференции от сетей различных операторов и нелегального использования радиочастотного спектра
Увеличение количества лицензий, замедление процесса лицензирования	Переход к технологии лицензирования на основе распределенных баз данных

Для решения перечисленных задач системы радиоконтроля национального значения должны включать подсистемы управления спектром и мониторинга спектра. *Подсистема управления спектром* должна решить следующие задачи:

- планирование использования радиочастотного ресурса федеральными органами власти,
- создание и постоянное обновление баз данных по выдаваемым лицензиям на право использования ресурса;
- управление финансовыми поступлениями за использование радиочастотного ресурса.

Подсистема управления спектром решает в первую очередь организационно-правовые вопросы контроля радиочастотного ресурса страны.

Подсистема мониторинга спектра решает технические задачи, к которым относятся:

- поиск возможных источников и причин интерференции сигналов во всем используемом диапазоне;
- проверка соответствия сигналов существующим нормам и лицензиям;
- определение нелегальных передатчиков и источников интерференции. Структура системы национальной системы радиоконтроля представлена на рис. 2.2.

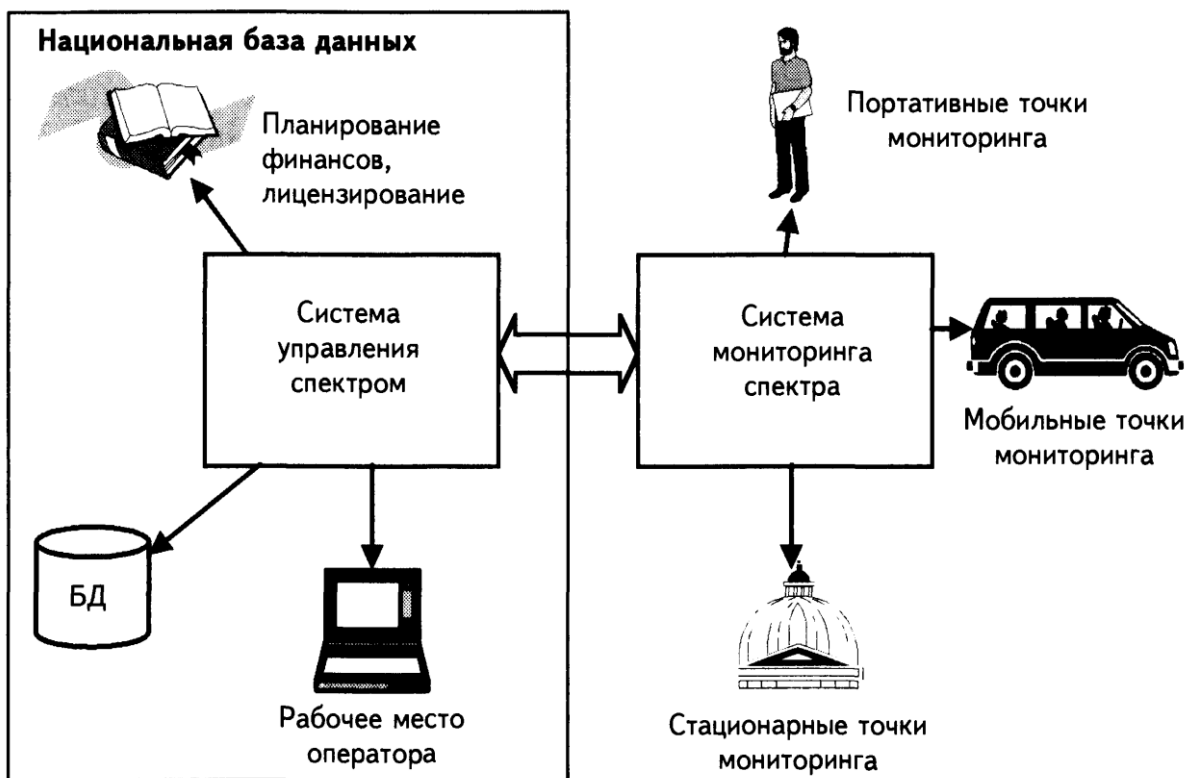


Рис. 2.2. Структура национальной системы радиоконтроля

Подсистема управления спектром включает в себя единую национальную базу данных состояния электромагнитной обстановки по регионам, базу данных по лицензиям (БД), а также рабочие места операторов центра контроля электромагнитной обстановки.

Подсистема мониторинга спектра включает в себя стационарные, мобильные и портативные точки мониторинга спектра. Эти точки объединяются через сеть передачи данных, а информация концентрируется в областных центрах обработки информации, из которых затем передается в федеральный центр для окончательной обработки, хранения, планирования и оптимизации использования радиочастотного ресурса.

Для каждой страны национальные системы радиоконтроля имеют индивидуальный характер, поэтому практически невозможно сравнить технические характеристики этих систем, а можно только констатировать, что подобные системы в мировой практике создавались такими фирмами как Hewlett-Packard, Ronde & Schwarz, Thompson-CSF, Racal, Lucas-Zeta и Tadiran.

Системы радиоконтроля областного и местного значения

Эти системы отличаются от описанных только размером сети передачи данных. Как правило, системы областного и местного значения используются областной администрацией и крупными операторами сетей радиосвязи для контроля и оптимизации использования различных участков спектра.

Такие системы (рис. 2.3) обычно строятся по радиальному принципу с центром обработки данных и связанными с ним стационарными и мобильными точками мониторинга спектра. Привязка к географическим координатам в точках мониторинга, как и в национальных системах радиоконтроля осуществляется навигационными спутниковыми средствами (например, с использованием глобальной навигационной системы - Global Position System - GPS). В отличие от национальных систем радиоконтроля системы областного и местного значения не включают набор приемников всего используемого спектра, поскольку основной задачей является контроль использования определенной его части. В мировой и отечественной практике получил широкое распространение опыт использования таких систем региональными управлениями органов контроля за использованием радиочастотного ресурса.

К системам областного и местного значения можно отнести системы анализа зон покрытия спектром радиосвязи, в первую очередь, сотовых сетей, используют такие системы для анализа эффективности загрузки выделенного им радиочастотного ресурса, а также для анализа зон уверенного приема сигналов базовых станций сети. Обычно такие системы отличаются от систем радиоконтроля меньшей функциональностью радиоизмерений и существенно меньшей стоимостью. Так для эффективной работы системы регионального контроля необходим анализ спектра в контролируемом диапазоне, для анализа зон уверенного приема/передачи достаточно измерений селективным приемником, настроенным на рабочий диапазон. В настоящее время в состав систем анализа зон уверенного приема включаются анализаторы спектра, поэтому их можно отнести к специальным системам радиоконтроля регионального значения. В качестве примера такой специализированной системы на рис. 2.4 представлена модель Illuminator, а результаты анализа зоны покрытия приведены на рис. 2.5. Как видно из рисунка, в каждой точке измеряются параметры ошибки и мощность сигнала. Сканирующий приемник в составе модели позволяет для каждой точки проводить спектральный анализ, таким образом, система работает в режиме контроля за радиоспектром.

Системы радиоконтроля локального назначения

Системы контроля электромагнитной обстановки (ЭМО) локального значения представляют собой прибор (обычно анализатор спектра с необходимым набором антенн) для определения параметров радиоэфира при размещении источника радиосигнала. Такие системы используются обычно для анализа базовых станций систем радиосвязи перед установкой, радиорелейных станций, наземных станций спутниковой связи и т.д. Основными задачами локального анализа ЭМО являются:

10.определение соответствия выделенного радиочастотного ресурса заданным техническим условиям (отсутствие в выделенном ресурсе нелегализованных источников сигнала);

- оптимизация размещения источника радиосигнала на заданном участке;

- локализация возможных помех и источников интерференции сигнала, которые могут привести к нарушению радиосвязи.

Системы локального радиоконтроля могут использоваться на этапе эксплуатации систем радиосвязи для контроля использования выделенного ресурса и анализа электромагнитной обстановки в рабочем диапазоне системы.

Основу локальных систем радиоконтроля составляют анализаторы спектра, которые следует разделять на высокоточные стационарные и портативные. Высокоточные анализаторы спектра (табл. 12.2) используются для измерений ЭМО при размещении узловых станций систем радиосвязи или аппаратуры передачи (наземные станции спутниковой связи и радиорелейные станции). Портативные анализаторы спектра (табл. 2.3) используются для настройки антенн абонентских терминалов систем спутниковой связи и систем радиосвязи, а также для индикации и грубой локализации источников помех и интерференции. Как правило, эти анализаторы имеют низкую точность, малый динамический диапазон, узкий спектр и питание осуществляется от аккумуляторов для проведения работ в полевых условиях.

Измерение характеристик ретрансляторов

После анализа характеристик радиоэффира следующим уровнем является анализ характеристик ретрансляторов или активных устройств передачи сигнала. От работы ретранслятора напрямую зависят параметры радиочастотных трактов и, следовательно, выходные параметры каналов первичной сети. В радиорелейных линиях передачи ретрансляторами являются приемопередающие и регенераторные станции радиорелейной связи - ретрансляторы (РТР), в системах спутниковой связи в роли ретранслятора выступает спутник связи. Анализ параметров ретранслятора, как активного устройства радиочастотных трактов во многом сходен с анализом усилителя СВЧ, поскольку именно усилитель является основным элементом ретранслятора.

Основными группами измерений являются измерения амплитудно-частотной характеристики ретранслятора, характеристик усиления, фазово-частотной характеристики и измерения шумов.

Измерения АЧХ ретранслятора

Амплитудно-частотная характеристика ретрансляторов определяет зависимость коэффициента усиления ретранслятора от частоты, т.е. определяет работу ретранслятора в заданном диапазоне и его частотный ресурс. Схема организации измерений достаточно проста

(рис. 2.6). АЧХ ретрансляторов измеряется анализаторами спектра в паре с генератором. Для этой цели также использовались селективные измерители мощности (селективные вольтметры), однако в последнее время наметилась тенденция перехода к использованию анализаторов спектра в качестве средств измерений радиочастотных характеристик. Связано это с универсализацией измерительных приборов. С этой же тенденцией связана и интеграция в анализаторы спектра сканирующих генераторов для проведения автоматических измерений ретрансляторов и радиочастотных трактов по схеме "работа на себя".

Измерения линейности усиления ретрансляторов

Линейность усиления измеряется, как правило, анализаторами спектра или селективными измерителями мощности в паре с генераторами и представляет собой зависимость уровня выходного сигнала от сигнала на входе. Схема измерений аналогична схеме рис. 10.3, однако в этом случае генератор производит не сканирование по частоте, а сканирование по мощности (амплитуде) сигнала.

Линейность радиочастотных трактов является важным параметром, поскольку ее нарушение (нелинейность) приводит к ряду следующих нежелательных эффектов:

- возникновению комбинационных помех;
- возникновению паразитной модуляции сигнала;
- снижению выходной мощности при работе в режиме многостанционного доступа с частотным разделением (МДЧР) в спутниковых системах;
- подавлению слабого сигнала сильным.

Оценка параметров нелинейности ретрансляторов является важной и интересной задачей математического моделирования, опирающегося на данные измерений. Это помогает прогнозировать различные процессы, происходящие в радиотракте, что особенно важно для спутниковых систем связи, где один и тот же ретранслятор используется большим количеством наземных станций.

В практике эксплуатации комплексное моделирование ретранслятора обычно не делается, однако данные о нелинейности усиления используются для анализа уровня интермодуляционных искажений и для выбора допустимого уровня мощности передачи. При этом определяется диапазон линейности ретранслятора или его энергетический ресурс.

Учитывая, что нелинейность усилительного тракта приводит к появлению интермодуляционных помех в радиочастотных трактах, измерения характеристик усиления могут проводиться как на основной частоте, так и на частотах гармоник различного порядка. На практике для оценки эффектов нелинейности усилительных трактов измеряют характеристики усиления на первой гармонике, реже на первой и третьей, а затем расчетными методами вы-

страивают передаточную характеристику усилительного тракта ретранслятора. Для точного расчета передаточной характеристики ретранслятора также необходимо измерять фазовую характеристику усилителя на первой гармонике.

Измерение фазово-частотных характеристик ретранслятора

Из фазово-частотных характеристик наиболее существенно групповое время задержки ГВЗ, представляющее первую производную фазово-частотной характеристики.

где Φ - фазовый сдвиг сигнала, ω - частота.

Непосредственное измерение зависимости фазового сдвига от частоты и последующее дифференцирование полученной зависимости реализуется, как правило, для систем с низким уровнем фазовых шумов (например, для тестирования кабельных систем). В системах радиосвязи в канале присутствуют фазовые шумы, вносящие при дифференцировании значительную погрешность в измерения (пропорционально производной фазового шума по частоте, которая в зависимости от природы шумов может даже превысить ГВЗ) Таким образом, измерение ГВЗ методом дифференцирования для систем радиосвязи некорректно. Существует несколько основных методов измерения ГВЗ:

- использование тестового сигнала АМ;
- использование двухчастотного сигнала,
- использование тестового сигнала ФМ.

Подробно эти методики проанализированы в [1], здесь же только приведем основные выводы на основе сравнительного анализа методик измерения ГВЗ:

- реализация методики с использованием двухчастотного сигнала в качестве тестового затруднена, поскольку требует спектрального анализа, независимого измерения фазовых сдвигов двух сигналов и получения фазового сдвига одного сигнала относительно другого. Погрешность относительного измерения в два раза выше чем при использовании модулированного сигнала. Кроме этого, схема реализации измерений сложнее, а требования к оборудованию выше, поскольку основным условием является выделение сигналов двух близких частот Такая методика практически нецелесообразна;

- выбор методики использования АМ и ФМ сигналов можно осуществить из чисто практических соображений. Реализация обеих методик эквивалентна, однако, в практике систем радиосвязи обычно используется ФМ, поскольку этот тип модуляции более устойчив к ошибкам в канале. Ошибки в канале, не учитываемые методологической погрешностью, тем не менее являются существенными. Таким образом предпочтительнее методика использования тестового сигнала ФМ для измерения ГВЗ спутникового канала

Дальнейшее развитие технологии автоматического измерения ГВЗ привело к появлению различных методик с использованием композитных сигналов. Одна из самых новых методик,

используемая в системе 11758V (рис. 2.7), представлена на рис. 2.8. В состав передатчика входят два генератора: генератор частотно-модулированного сигнала и генератор РЧ-диапазона ЧМ-генератор задает режим сканирования и является в то же время модулирующим, в результате на выходе получается композитный сигнал в виде набора несущих, меняющихся во времени. Этот сигнал проходит через ретранслятор или радиочастотный тракт и анализируется затем специализированным анализатором спектра системы. В результате использования композитного сигнала система 11758V обеспечивает измерения ГВЗ с разнесением частот передатчика и приемника. Кроме того, динамически изменяющийся во времени композитный сигнал обеспечивает автоматическое измерение ГВЗ с высокой степенью точности и за короткое время.

По этой методике автоматически могут измеряться параметры АЧХ и ГВЗ ретранслятора. В качестве примера на рис. 2.9 приведены кривые зависимости неравномерности АЧХ и ГВЗ в радиочастотном тракте радиорелейного ретранслятора. Кривая АЧХ представлена пунктирной линией, кривая зависимости ГВЗ от частоты представлена сплошной линией. Анализ параметров АЧХ и ГВЗ выполняется маркерным методом, либо измеряется разница между пиковыми значениями этих параметров в измеряемом диапазоне. Так на рисунке над графиком указаны значения от пика до пика АЧХ (AF) в единицах дБ и ГВЗ (GD) в нс.

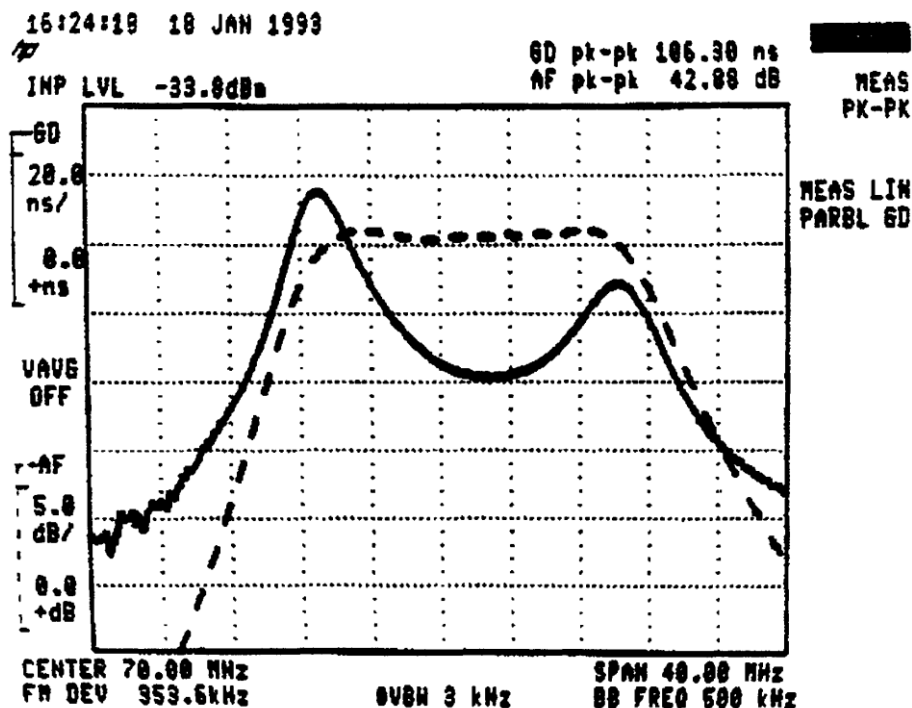


Рис. 2.9. Измерение зависимости АЧХ и ГВЗ для радиорелейного ретранслятора

Измерение шумов ретранслятора

Измерения шумов включают в себя измерения интегральной мощности шумов, отношения сигнал/шум для заданного сигнала, распределения шумов и измерения фазовых шумов ретранслятора. Все перечисленные измерения чрезвычайно важны при разработке ретрансляторов и комплексном анализе радиочастотных трактов, однако они не актуальны для эксплуатационных измерений отдельных ретрансляторов и поэтому на практике не применяются.

Измерения характеристик компонентов радиочастотного тракта

Основные параметры для измерений участков радиочастотного тракта

К уровню измерений радиочастотных трактов относятся тракты радиорелейных линий и тракты спутниковых систем связи. Измерения радиочастотных трактов, в отличие от измерений характеристик ретрансляторов, включают не только анализ параметров аппаратуры тракта, но и параметров прохождения рабочего сигнала по нему. Поскольку ретранслятор входит в радиочастотный тракт как его составная часть, все перечисленные выше методы и параметры сохраняют свою актуальность при измерениях параметров радиочастотных трактов. Однако, помимо приведенных параметров, в процесс измерений в радиочастотных трактах включаются специфические параметры, связанные с другими устройствами, входящими в состав тракта, а также параметры распространения рабочего сигнала по тракту. Существенно различаются методики измерений параметров участков радиочастотного тракта и комплексные измерения радиочастотных трактов, которые выполняются вместе с измерениями BER.

Схема типичного радиочастотного тракта представлена на рис. 10.10. В состав тракта входят кодер, модулятор, фильтр ПЧ, конвертер по линии вверх, фильтр РЧ, антенное устройство, ретранслятор и среда распространения сигнала, фильтр РЧ приемника, конвертер по линии вниз, фильтр ПЧ, демодулятор и декодер. Все перечисленные составные части радиочастотного тракта можно разделить с точки зрения организации измерений на усилитель, фильтр и модулятор/демодулятор.

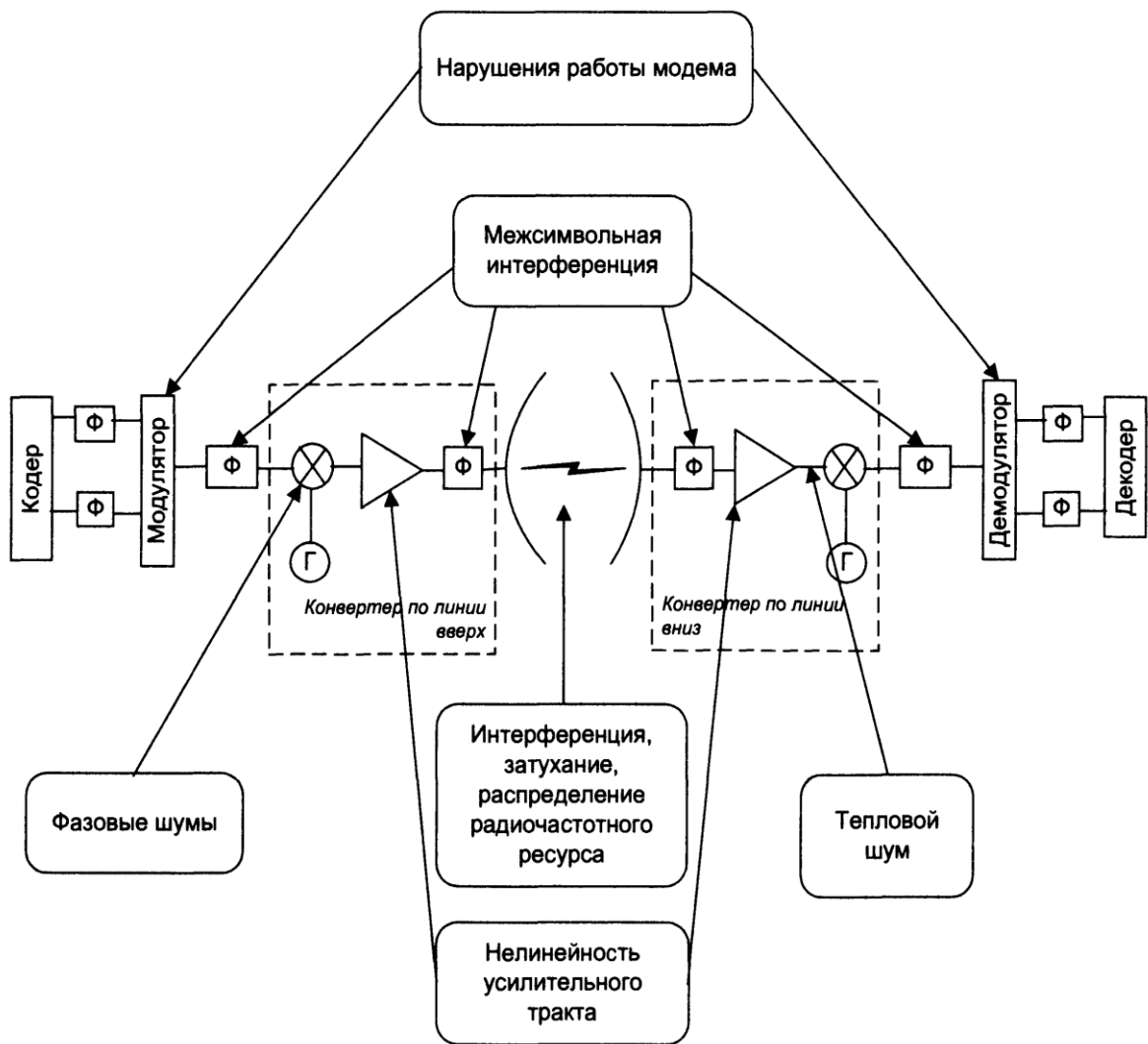


Рис. 2.10. Схема типичного радиочастотного тракта передачи и факторов, влияющих на параметры тракта (Г - гетеродин, Ф - фильтр)

На рисунке также указаны основные факторы, влияющие на параметры радиочастотного тракта и на результирующий параметр функционирования радиочастотных систем передачи, - параметр ошибки (BER). Рассматривая эти параметры, можно выделить соответствующие им группы измерений участков радиочастотного тракта:

- контроль возможных нарушений работы модемов приводит к необходимости измерений параметров модуляции;
- учет возможной нелинейности в усилительных элементах приводит к необходимости контроля усилителей и измерению характеристик усиления этих элементов;
- определение вероятности межсимвольной интерференции требует анализа фильтров ПЧ и РЧ;
- определение уровня деградации качества связи в радиочастотных системах передачи, которые могут быть вызваны фазовыми шумами передающего тракта и тепловым шумом

приемника; влияние этих факторов настолько велико, что измерения шумов обычно выделяются в отдельный класс измерений.

Комплексные измерения участков радиочастотного тракта производятся в полном объеме при заводских испытаниях аппаратуры. При эксплуатации обычно выполняется только часть описываемых измерений, которые сводятся к диагностике различных устройств и локализации причины снижения параметров качества работы системы передачи.

Как известно, основным параметром эффективности работы цифровой радиочастотной системы передачи является зависимость параметра BER от отношения сигнал/шум в системе. Этот параметр является характеристикой системы, поскольку зависит только от оборудования тракта и его размещения. Зависимость BER от отношения сигнал/шум является постоянной характеристикой каждого конкретного тракта, хотя может значительно меняться для разных трактов, это связано с установкой и настройкой оборудования цифровой системы передачи.

Зная зависимость $BER = f(C/N)$ и измеряя параметры сигнала в радиочастотном тракте, можно оценить вклад тех или иных участков и цепей в общее ухудшение качества в системе передачи (напомним, что параметр ошибки BER является наиболее важной характеристикой качества любой цифровой системы передачи). Обычно при проведении измерений радиочастотных систем передачи и цифровых радиоканалов сетей радиосвязи знание зависимости $BER = f(C/N)$ позволяет полностью охарактеризовать инсталлированную систему с учетом субъективных особенностей установки, затем при проведении измерений в процессе эксплуатации измеряются параметр отношения сигнал/шум, на основании которого можно оценивать значение BER в цифровом канале.

Пример 2.1

Как уже отмечалось выше, основной характеристикой цифрового канала является отношение сигнал/шум. В современной практике измерений существует несколько параметров, характеризующих это отношение. Рассмотрим эти параметры и взаимосвязь между ними.

Самым простым параметром является отношение мощности сигнала несущей к мощности шумов C/N . Однако для ряда измерений этот параметр не подходит, поскольку он связан с измерениями мощности шумов в определенном диапазоне. Для исключения фактора диапазона при измерении шумов используется другой параметр C/N_0 представляющий отношение мощности сигнала несущей к мощности шумов, нормированной к полосе в 1 Гц. Для характеристики цифровых радиочастотных систем передачи используется также параметр E_b/N_0 , связанный с отношением C/N_0 ,

нормированным по скорости передачи данных в канале. Параметр E_b/N_0 наиболее важен для характеристики цифровых систем передачи.

Между перечисленными параметрами существует несколько простых соотношений. Так E_b связан с параметром C следующим простым соотношением:

$$E_b = \frac{C}{f_b} = C \cdot T_b,$$

где f_b - скорость передачи в радиоканале, бит; T_b - время передачи одного бита, которое при учете параметров C/N_0 и E_f/N_0 , можно представить в виде

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N_0} \cdot \frac{1}{f_b}$$

или в децибелах

$$\frac{E_b}{N_0} (\text{дБ}) = \frac{C}{N_0} (\text{дБГц}) - 10 \lg f_b (\text{дБГц}).$$

Соотношение между E/N_0 и C/N определяется простым соотношением между N и N_0 :

$$N_0 (W / \text{Гц}) = \frac{N}{B_e},$$

где B_e - ширина полосы шумов приемника.

В результате получим соотношение между E_f/N_0 и C/N :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} \cdot \frac{B_e}{f_b}$$

или в децибелах

$$\frac{E_b}{N_0} (\text{дБ}) = \frac{C}{N} (\text{дБ}) - 10 \lg \frac{f_b}{B_e} (\text{дБ}).$$

Если ширина полосы приемника равна скорости принимаемой информации, получаем простое соотношение:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N}.$$

Все перечисленные параметры в равной степени могут встречаться при организации измерений и описании параметров радиосистем.

Измерения параметров модулятора/демодулятора

Для измерения параметров модема используют анализаторы, измеряющие сигналы в виде диаграмм состояния, поскольку именно диаграммы состояния обеспечивают наиболее полную информацию о структуре и изменениях параметров цифровой модуляции.

Возможные варианты нарушений работы модема будут рассмотрены на примере сигналов с цифровой модуляцией 16 QAM (квадратурно-амплитудная модуляция с 16 состояниями), которая часто используется в цифровых радиорелейных системах передачи. Поскольку основные варианты нарушений работы модулятора и демодулятора представляются в виде отклонений на диаграмме состояний и глазковой диаграмме, вначале (рис. 2.11) приведем соответствующие диаграммы для штатной работы модема с использованием сигналов модуляции 16 QAM. На диаграмме состояний наглядно видно влияние шумов, которое приводит к размыванию точек состояния. На глазковой диаграмме ясно различимы три диаграммы в виде пары "глаз", поскольку тип модуляции 16 QAM - трехуровневый.

Рассмотрим различные варианты нарушений работы модулятора/ демодулятора и соответствующие им диаграммы. Среди всех возможных вариантов неисправностей в элементах радиочастотного тракта, неисправности в работе модулятора/демодулятора наиболее трудно локализовать, поэтому они рассматриваются наиболее подробно.

Потеря синхронизации в канале

Глобальная неисправность - отключение демодулятора или нарушение фазовой синхронизации - может привести к нарушению согласования между модулятором и демодулятором и пропаданию сигнала в системе передачи. В этом случае диаграмма состояний представляет собой случайное распределение сигналов по трем уровням модуляции (третий внешний уровень на рисунке показан отдельными состояниями), "глаз" глазковой диаграммы закрывается полностью (рис. 2.11).

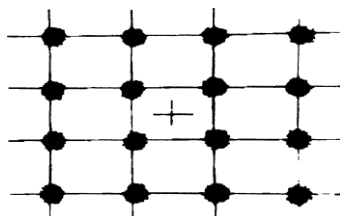


Рис. 2.11. Диаграмма состояний штатного режима работы системы с модуляцией 16 QAM

Нарушение ортогональности I и Q векторов демодулятора

Распространенной неисправностью работы модема является нарушение работы демодулятора, когда вектора I и Q полярных координат демодулятора не строго ортогональны. Это приводит к несоответствию состояний ортогональной сетке координат на диаграмме состояний (рис. 2.12).



Рис. 2.12. Потеря синхронизации в канале на диаграмме состояний (слева) и глазковой диаграмме (справа)

Эта неисправность может сопровождаться или не сопровождаться ошибкой фазовой синхронизации в цепи восстановления несущей. При отсутствии ошибки результат воздействия этой неисправности на глазковую диаграмму будет сводиться к закрыванию "глаза" на диаграмме по сигналу I и отсутствию какого-либо изменения на диаграмме Q . При наличии ошибки "глаза" обеих диаграмм будут закрыты. Анализ одной только глазковой диаграммы не позволяет установить причину неисправности, поскольку эта диаграмма полностью совпадает с глазковой диаграммой при высоком уровне аддитивных шумов в канале. Достоверное определение причины неисправности может дать только диаграмма состояний. Устранение описанной неисправности требует подстройки демодулятора в части ортогональности сигналов I и Q .

На диаграмме состояний рис. 2.13 отмечено наличие ошибки фазовой синхронизации в 2,3 градуса.

Неправильное установление параметров уровней модуляции/демодуляции

На рис. 2.14 показана типичная диаграмма состояний при ошибке в установлении уровней модуляции/демодуляции. Это может быть связано с нелинейностью модулятора или нарушением работы цифро-аналогового преобразователя.

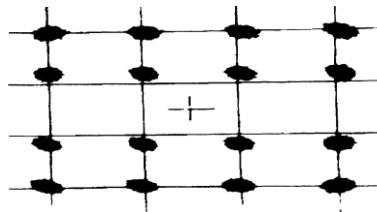


Рис. 2.14. Несбалансированность по амплитуде сигнала на диаграмме состояний

Анализ работы усилителей

Анализ работы усилителей представляет собой отдельную и крайне важную задачу при проектировании и заводских испытаниях систем радиосвязи. Для этой цели обычно используются скалярные и векторные анализаторы цепей (Network Analyzers)¹.

Основными параметрами для измерения работы усилителей в составе радиочастотного тракта являются измерения шумов, вносимых усилителями, и измерения параметров нелинейности усилительных участков. Перегрузка усилителя по амплитуде может привести к переходу в нелинейный режим и, как следствие, резкому увеличению вероятности ошибки в цифровой системе передачи.

Используя уже знакомые методы представления сигналов в виде глазковой диаграммы и диаграммы состояния, можно быстро локализовать причину деградации качества - нелинейность усилительного тракта. На рис. 2.15 представлены диаграмма состояний и глазковая диаграмма при перегрузке усилителя на лампе бегущей волны (ЛБВ) в 3 дБ. Появление интермодуляционных эффектов, таких как АМ/ФМ-преобразование, и повышение количества ошибок приводят к закрытию "глаза" глазковой диаграммы (размывание картины).

Как правило, при диагностике причин ухудшения параметров качества радиосвязи достаточно локализовать участок деградации, чтобы затем настроить систему. Обычно характеристики усилительных элементов приведены в технической документации, описанные неисправности могут возникнуть только при неправильной установке параметров работы системы передачи. Устранить причину деградации качества можно путем снижения уровня сигнала на входе соответствующего усилителя для обеспечения его работы в линейном режиме.

Таким образом, для диагностики и настройки отдельных усилительных элементов радиочастотного тракта описанных измерений вполне достаточно.

Анализ работы фильтров

Характеристики фильтров обычно измеряются при выходном контроле на производстве. Плохая фильтрация сигналов может привести к нарушениям в форме сигналов и повышению уровня межсимвольной интерференции в канале и как следствие, к увеличению параметра ошибки цифровой системы передачи. Наилучшую оценку эффектов, связанных с нарушением работы фильтров, дает глазковая диаграмма. Плохая фильтрация сигнала приводит к тому, что сигналы, искажаются по форме, "глаз" глазковой диаграммы размывается. Это имеет место только при неправильной работе фильтров, поэтому использование диаграмм дает исключительно эффективные результаты при локализации неисправностей в фильтрах радиочастотного тракта. На диаграмму состояний эффекты, связанные с нарушением работы фильтров, влияния практически не оказывают.

Измерения уровня собственных тепловых и фазовых шумов элементов радиочастотного тракта

Особенностью современных радиочастотных систем передачи является повышение требований к точности параметров их работы, в том числе и к параметру шумов. Высокий уровень шумов приводит к межсимвольной интерференции и увеличивает параметр ошибки. На диаграммах состояния и глазковой диаграмме это выражается в увеличении размера точек отображения состояния и эффекта "закрывания глаз".

Существенно, что влияние шумов не вносит эффекта геометрической трансформации диаграмм. Диаграммы, соответствующие отношению сигнал/шум в 15 дБ, представлены на рис. 2.16. Можно провести сравнение этих диаграмм с диаграммами, представленными на рис. 2.11, поскольку они относятся к одной и той же системе передачи. Измерение шумов различных устройств в составе радиочастотного тракта выполняется на этапе эксплуатации для локализации точки повышенного уровня шумов. Учитывая, что собственные шумы различных устройств радиочастотного тракта малы, для измерения используют дифференциальные методы. Для этого в тестируемый сигнал подмешивают интерферирующий одночастотный сигнал и затем измеряют шумы по разности интерферирующего сигнала и шума. Этот метод получил большое распространение при измерении шумов малой мощности.

Соответствующая диаграмма состояний и глазковая диаграмма для модуляции 16 QAM с отношением сигнал/интерференция $C/I=15$ дБ представлены на рис. 2.17.

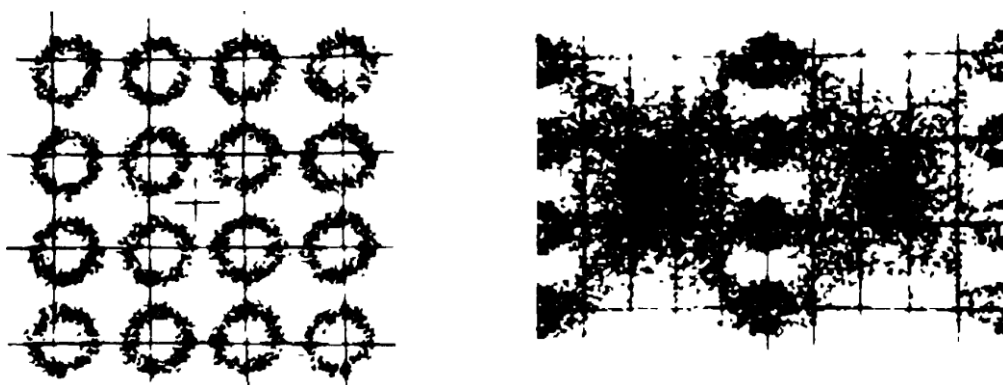


Рис. 2.17. Измерение шумов на фоне интерферирующего одночастотного сигнала

Следует отметить, что измерения фазовых шумов методами глазковой диаграммы и диаграммы состояний практически невозможны. Низкий уровень фазовых шумов компонентов радиочастотного тракта, а также необходимость точного измерения фазовых характеристик тестируемого устройства привели к необходимости выделения методики измерений фазовых шумов в отдельный класс измерительных технологий.

Измерение параметров задающих генераторов приемника/передатчика

Важным параметром измерений радиочастотных систем передачи с цифровой модуляцией является фазовое дрожание сигнала задающего генератора приемника/передатчика - джиттер. Наличие джиттера в системе передачи может значительно увеличить выходной параметр ошибки. Для анализа джиттера эффективно используют диаграмму состояний, поскольку глазковая диаграмма к нему нечувствительна. Соответствующая диаграмма состояний в канале с фазовым джиттером представлена на рис. 2.18. Для устранения проблем, связанных с наличием джиттера, обычно проводят дополнительные измерения параметров работы задающих генераторов и устраняют неисправность.

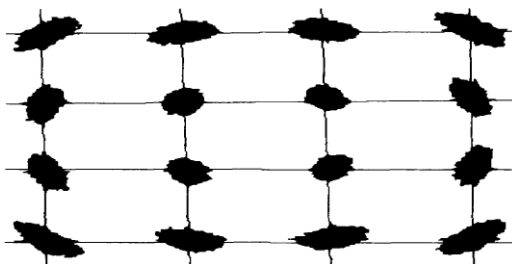


Рис. 2.18. Наличие фазового джиттера на диаграмме состояний

Измерения антенных систем

Основными параметрами антенны являются коэффициент усиления, диаграмма направленности и импеданс. Все эти параметры измеряются на этапе производства антенн и здесь рассматриваться не будут. Для эксплуатации важным параметром является уровень возвратных потерь от антенной системы. Для работы систем передачи с цифровыми типами модуляции необходим малый уровень возвратных потерь. Так, для РРЛ, использующих модуляцию 64 QAM, рекомендованным уровнем подавления возвратных потерь от антенны является 25 дБ или более.

Для измерения возвратных потерь используют пассивные ответвители в радиочастотном тракте. Схема измерений представлена на рис. 2.19.

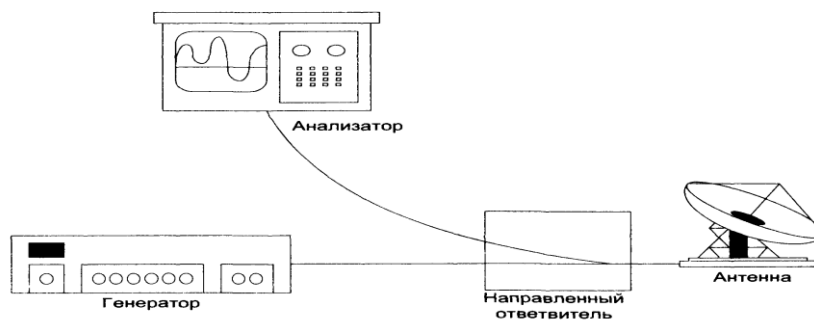


Рис. 2.19. Измерение возвратных потерь сигнала от антенны.

На антенну подается РЧ-сигнал (обычно синусоидальный), а затем через направленный ответвитель измеряется уровень отраженной мощности. Эти измерения могут выполняться анализатором спектра или селективным приемником, настроенным на частоту генерации. Меньшую точность измерений дает использование измерителя мощности, поскольку в этом случае невозможно отделить уровень отраженного сигнала от уровня шумов, связанных с внешними воздействиями на радиочастотный канал. виде диаграмм состояния производится специальными анализаторами радиосигналов и параметров модуляции.

Комплексные измерения радиочастотных трактов

Комплексные измерения радиочастотных трактов производятся после пошаговых измерений устройств в составе тракта или с учетом известных параметров этих устройств (например, на основе данных о характеристиках устройств, прилагаемых в технических описаниях) и проводятся для тонкой настройки. Параметры комплексных измерений радиочастотных трактов в той или иной степени связаны с вопросами распространения сигнала по тракту в зависимости от внешних условий, поскольку включают не только измерение окончательных характеристик тракта, но и параметров устойчивости его работы к условиям распространения сигнала в тракте.

Спектральный анализ канала радиочастотной системы передачи, анализ использования выделенного системе ресурса

Первой важной группой измерений радиочастотных систем передачи является спектральный анализ трактов системы. Выше уже описывались системные измерения, связанные с контролем за использованием радиочастотного спектра со стороны операторов и различных органов власти.

В этом разделе рассмотрим аналогичные измерения с точки зрения эксплуатационных тестов радиочастотных систем передачи. Действительно, помимо общего контроля за использованием радиочастотного ресурса существует эксплуатационная задача анализа использования ресурса, отведенного под каждую конкретную систему передачи. Такие измерения чрезвычайно важны, как на этапе приемосдаточных работ, так и на этапе эксплуатации. Законодательство в области использования радиочастотного ресурса предусматривает строгий контроль за его использованием в заданной системе передачи. Органы контроля обязаны пресекать незаконное использование ресурса и обеспечивать электромагнитную совместимость различных радиочастотных средств связи. Штрафные санкции за нарушения в области ЭМС достаточно высоки, поэтому операторы в основном контролируют использование выделенного им ресурса.

Помимо чисто юридических причин анализ спектра работающей радиочастотной системы передачи имеет значительную эксплуатационную ценность. Отказ и нарушения в работе любых устройств в составе радиочастотного тракта обычно отражаются на результатах спектрального анализа тракта. Обычно это выражается в появлении субгармоник, паразитных сигналов, нарушении спектрального состава сигнала. В результате, спектральный анализ позволяет сразу сделать вывод о работоспособности системы, и в случае нарушений ее работы, определить причину возникших нарушений.

Спектральный анализ рабочего сигнала системы передачи позволяет осуществить поиск и устранение причин интерференции между соседними каналами. В этом случае спектр рабочего сигнала заданного канала системы передачи должен находиться в пределах маски допустимых значений.

На рис. 2.20 представлена форма маски допустимой загрузки спектра в соответствии с нормами FCC на канал радиочастотной системы передачи с полосой 30 МГц. Как видно из рисунка для обеспечения работы системы требуется использование фильтров в рабочей полосе канала. Это требование необходимо, чтобы избежать возможности интерференции, в первую очередь, интерференции между соседними каналами системы передачи.

Для измерений используются анализаторы спектра с возможностью установки необходимых масок на допустимый спектр рабочего сигнала (рис. 2.21). При измерениях используются стандартные или задаваемые оператором маски, а в результате измерения выводятся данные о соответствии или несоответствии сигнала маске и об уровне мощности рабочего сигнала.

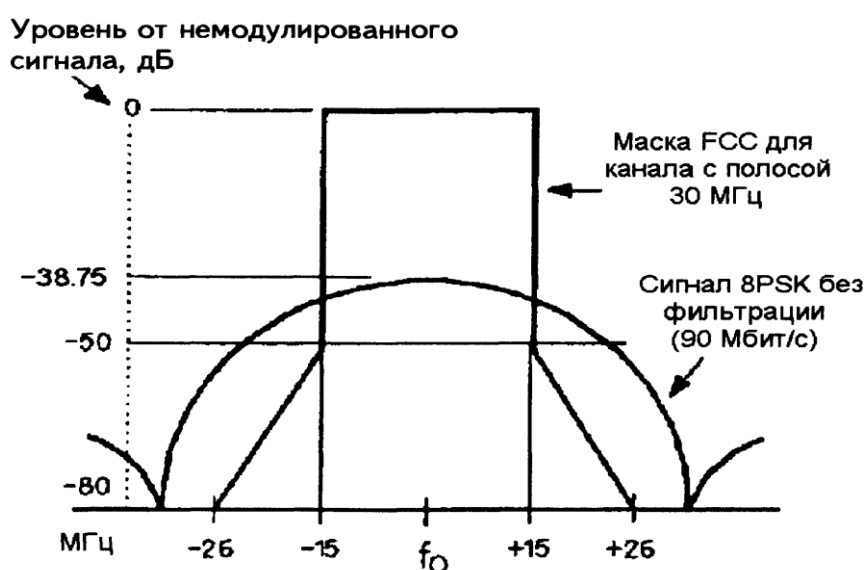


Рис. 2.20. Маска FCC на канал РРЛ с полосой 30 МГц

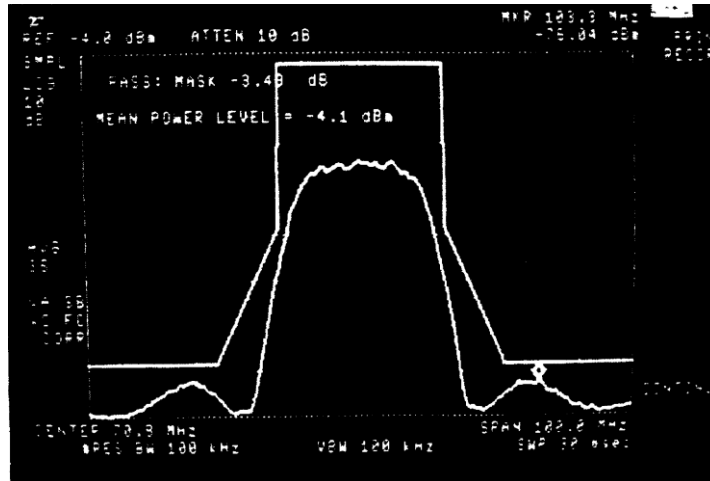


Рис. 2.21. Измерение параметров загрузки ресурса - анализатор HP 11758V

Измерения, направленные на поиск и устранение причин интерференции между соседними каналами, выполняются на выходе конвертера по линии вверх или на входе конвертера по линии вниз. В обоих случаях анализатор спектра включается через пассивный ответвитель.

Измерения частоты и мощности

Эксплуатационные измерения часто связаны с необходимостью измерений параметров частоты и мощности рабочего сигнала системы передачи. Измерения выполняются в различных частях цифровой системы передачи. Наиболее часто для измерений параметров частоты и мощности рабочего сигнала используются специализированные приборы - частотомер и измеритель мощности. Однако в ряде случаев необходимо параллельно измерять оба параметра. Учитывая это ряд фирм-производителей измерительной техники начали выпускать приборы, в которых объединены функции частотомера и измерителя мощности, специально для радиочастотных систем передачи.

Для измерений частоты и мощности рабочего сигнала также используются анализаторы спектра с функциями маркерных измерений. Маркер обеспечивает перемещение по спектральной характеристике с одновременным отображением значений параметров частоты и мощности сигнала. Для расширения возможностей измерений параметров мощности современные анализаторы спектра обеспечивают сглаживание спектральной характеристики, фильтрации шумов и т.д.

В качестве примера на рис. 2.22 представлены маркерные измерения спектральной характеристики канала. На спектрограмме отображены результаты измерений мощности в дБм и частоты в МГц.

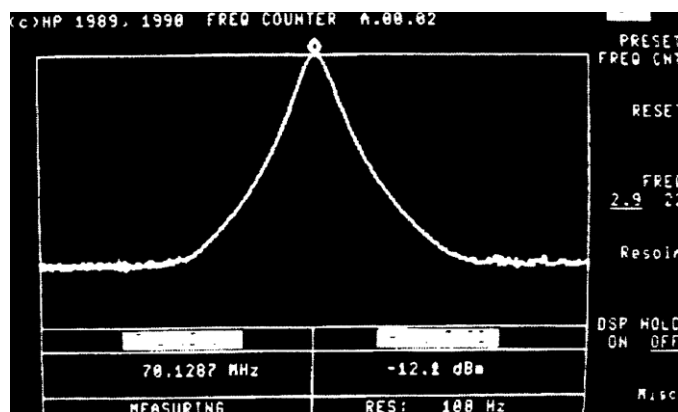


Рис. 2.22. Результаты маркерных измерений параметров частоты и мощности рабочего сигнала

Точность маркерных измерений недостаточна, однако эта точность достаточна для эксплуатационных измерений, что и обусловило широкое применение анализаторов спектра при эксплуатации радиочастотных систем передачи.

Методы измерения зависимости параметра ошибки от отношения сигнал/шум

Как было упомянуто выше, основной характеристикой тракта радиочастотной системы передачи является зависимость параметра ошибки BER от отношения сигнал/шум (C/N). Если рассмотреть теоретическую и практические зависимости $BER = f(C/N)$, то можно убедиться (рис. 2.23), что последние отличаются от теоретической зависимости тем, что для заданного значения BER требуется большее значение C/N. Это связано с различными причинами ухудшения параметра в трактах ПЧ и РЧ (см. пример 2.2). Необходимо отметить, что для практических зависимостей $BER = f(C/N)$ характерен остаточный

BER, связанный с неидеальностью параметров устройств, входящих в тракт передачи.

На основе BER можно определить необходимое отношение сигнал/шум, гарантирующее заданное качество радиочастотной системы передачи.

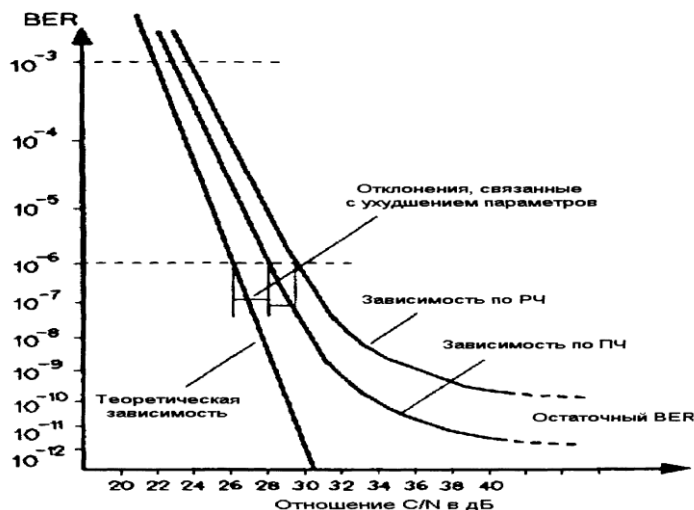


Рис. 2.23. Типичные зависимости $BER = f(C/N)$

В современной практике существует несколько методов измерения зависимости $BER = f(C/N)$, из которых следует выделить два основных метода: более традиционный, связанный с внесением дополнительного затухания в тракт РЧ, и более современный, связанный с точным внесением шумов в тракт приема.

Традиционный метод измерения параметра BER представлен на рис. 2.24 и основан на использовании в РЧ тракте приемника перестраиваемого аттенюатора, посредством которого вносится дополнительное затухание, а стабильность сигнала приема принимается постоянной в течении времени измерений.

Уровень сигнала и шума измеряют измерителем мощности, и поскольку измерение шумов в тракте ПЧ без фильтрации дает значение, большее реальной мощности шумов в рабочей полосе тракта, при измерениях мощности используются дополнительные фильтры, настроенные на рабочую полосу частот. Параметр ошибки измеряется анализатором цифровых каналов. В реальных условиях постоянной мощности рабочего сигнала в течении всего периода измерений достичь практически невозможно. Нестабильности принимаемого сигнала могут быть связаны с природными явлениями, такими как дождь, нагревание атмосферы и т.д. Такие природные явления приводят к значительным вариациям параметров среды передачи - радиозэфира. Как следствие, мощность рабочего сигнала может изменяться на 1-2 дБ даже в течении дня со стабильной погодой. Анализ зависимости BER от уровня принимаемого сигнала в современных цифровых системах передачи показывает, что данная характеристика имеет высокую крутизну, поэтому уменьшение уровня принимаемого сигнала даже на 1 дБ может привести к увеличению уровня BER, вносимого системой передачи, на порядок.

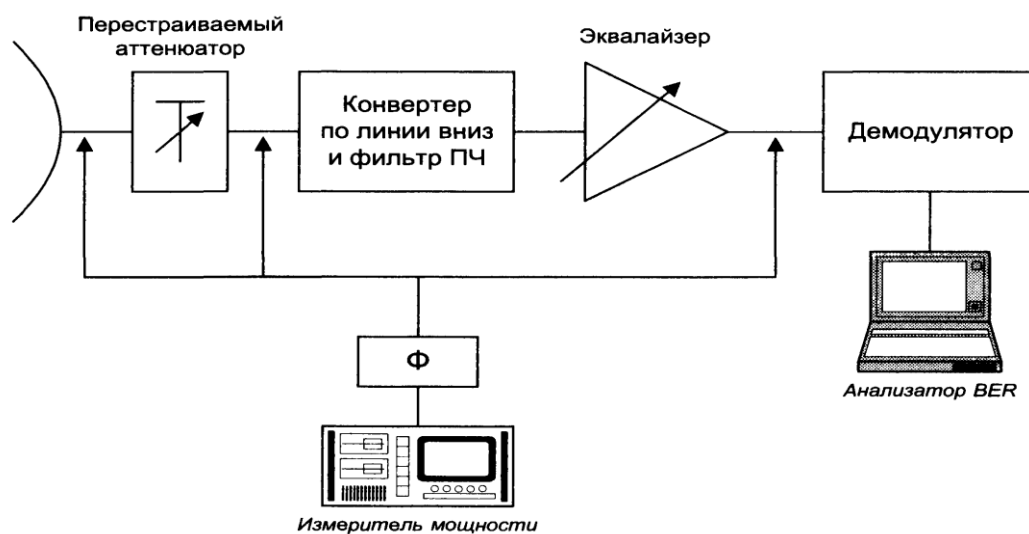


Рис. 2.24. Использование перестраиваемого аттенюатора для измерения характеристики

$$BER = f(C/N)$$

В результате вариации параметра C естественно ухудшается и отношение C/N , что уменьшает точность измерений характеристики $BER = f(C/N)$, в течение длительного промежутка времени. Долговременные измерения $BER = f(C/N)$ вполне естественны в практике, особенно при измерениях малого значения параметра BER (например, при измерении характеристики остаточного BER). Таким образом, метод с использованием перестраиваемого аттенюатора не обеспечивает необходимой точности измерений при малых значениях параметра BER. Современная практика предъявляет все более строгие требования к трактам системы передачи, поэтому измерения малых значений BER становятся все более существенными. Для выполнения измерений малых значений параметра BER был разработан интерференционный метод, представленный на рис. 2.25.

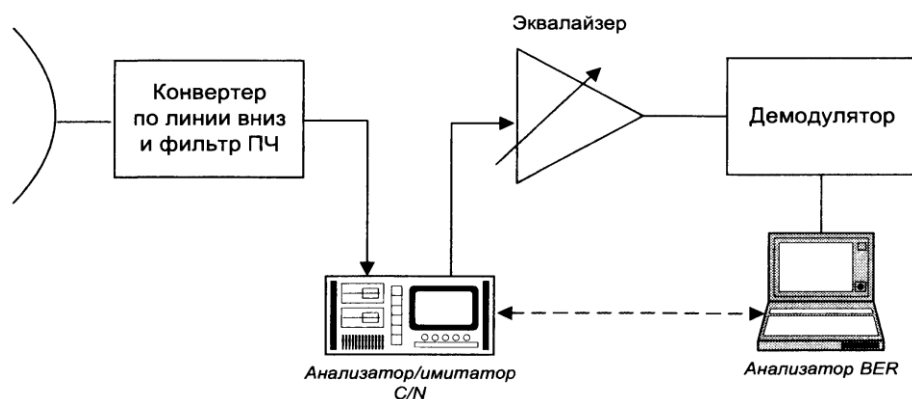


Рис. 2.25. Интерференционный метод измерения характеристики BER

В основе метода лежит использование специального прибора - анализатора и имитатора параметра C/N (рис. 2.26). Этот прибор измеряет уровень мощности принимаемого сигнала при внесении заданного уровня шумов, обеспечивающих точное значение параметра C/N .

Измерение параметров неравномерности ФЧХ и группового времени задержки (ГВЗ)

Неравномерность фазово-частотной характеристики тракта, определяемая групповым временем задержки (ГВЗ), является важным параметром, непосредственно влияющим на уровень искажений при передаче широкополосных радиочастотных сигналов, например, передаваемых по РРЛ.

Анализ по параметру ГВЗ ретранслятора и радиочастотного тракта представляют собой равнозначные задачи и решаются одинаковыми методами. Поэтому все рассмотренные выше схемы измерений, измерительное оборудование и методы верны и для них.

Групповое время задержки измеряется при проведении приемосдаточных испытаний спутниковых каналов и РРЛ и учитывает возможные отклонения в работе передатчика, приемника, антенных устройств и условий распространения сигнала.

На практике наибольшее распространение получил метод измерения по промежуточной частоте (ПЧ), однако для анализа работы спутниковых средств связи, когда необходимо исключить влияние модемного оборудования, производят аналогичные измерения на радиочастоте.

Современные методики, реализованные в приборах ведущих фирм-производителей, обеспечивают проведение измерений как на ПЧ, так и на РЧ, а также возможность проведения измерений в системах с переносом сигнала по спектру, таких как спутниковые системы связи. В этом случае методика инвариантна относительно частотного диапазона работы передатчика и приемника.

Анализ работы эквалайзеров.

Радиочастотные системы передачи по сравнению с кабельными не имеют точных характеристик среды передачи сигнала. В то время как характеристики металлического или оптического кабелей со временем меняются незначительно, параметры радиоэфира меняются постоянно. В результате описать полностью условия распространения сигнала по радиоканалу можно только статистическими методами. Учитывая, что в последнее время к стабильности параметров каналов цифровых систем передачи предъявляются довольно жесткие требования, в практике разработки современных радиочастотных систем передачи получили широкое распространение различные устройства и методы выравнивания и автоподстройки сигнала в зависимости от изменений условий его распространения по радиочастотному тракту. Эти устройства получили название эквалайзеров.

В связи с широким внедрением методов цифровой модуляции высоких порядков, таких как 64 QAM, разработчики столкнулись с трудностями точной настройки модуляторов/демодуляторов и других устройств в составе радиочастотного тракта. Поэтому эквалайзеры выступают и как элементы компенсации возможных нелинейностей в устройствах радиочастотного тракта передачи.

В практике современных радиочастотных систем передачи встречаются два основных вида затухания, связанного с факторами распространения сигнала по радиочастотному тракту: линейное затухание и затухание, связанное с многолучевым прохождением сигнала. Нелинейности в структуре сигнала, связанные с этими двумя типами затухания, равно как и любые другие нелинейности, компенсируются эквалайзерами.

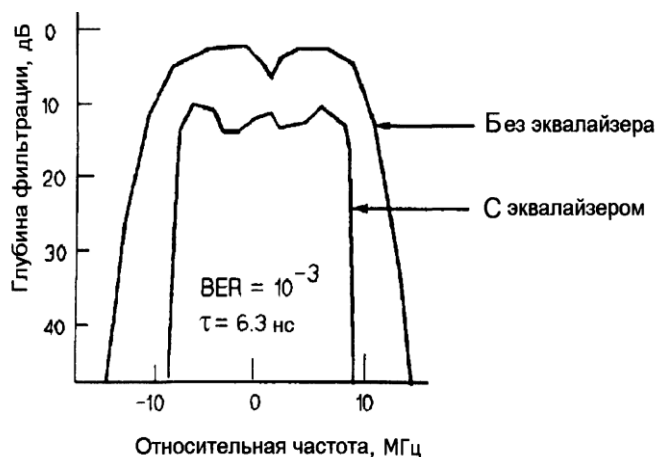


Рис. 2.27. Кривая М канала с эквалайзером и без эквалайзера

В основе работы любого эквалайзера лежит использование узкополосного режекторного фильтра для устранения нелинейности рабочего сигнала, в связи с чем анализ работы эквалайзера связан с измерениями параметров именно этого фильтра.

В качестве основного параметра измерений выступает зависимость глубины фильтрации от частоты при заданном параметре BER, получившая в различных обзорах название кривой М или кривой W (рис. 2.27).

Для получения кривой М обычно имитируются различные условия прохождения сигнала, которые компенсируются эквалайзером, и в процессе компенсации строится кривая М. Развитие измерительных технологий привело к выбору сценария имитации, наиболее просто реализуемого в приборе, а именно имитацию многолучевого прохождения сигнала. Все остальные методы создания неравномерности в структуре рабочего сигнала были либо дорогостоящими, либо недостаточно точными. Схема измерений представлена на рис. 2.28.

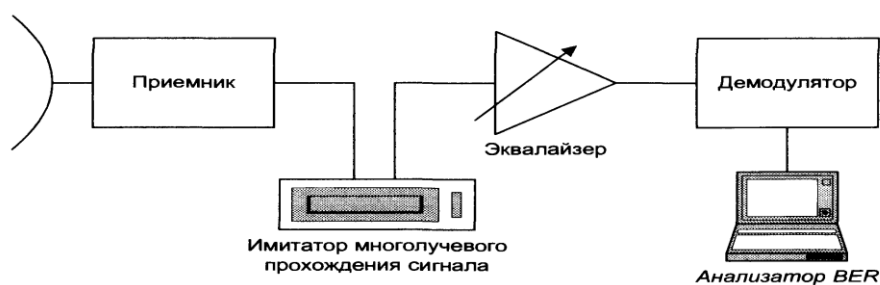


Рис. 2.28. Использование имитатора многолучевого прохождения сигнала для анализа работы эквалайзера

В результате измерений получаются диаграммы в виде двусторонних кривых М (рис. 2.29). На рисунке представлены два типа кривых М: безгистерезисная кривая М (слева) и кривая М с гистерезисом (справа).

Безгистерезисная кривая характеризует способность фильтра эквалайзера обеспечивать глубину фильтрации на заданной частоте, достаточную для выравнивания структуры сигнала. Кривая с гистерезисом показывает производительность фильтра при его реальной

работе в случае необходимости сначала увеличения, а затем уменьшения параметра глубины фильтрации.

На практике оба типа кривых существенны для анализа работы эквалайзера

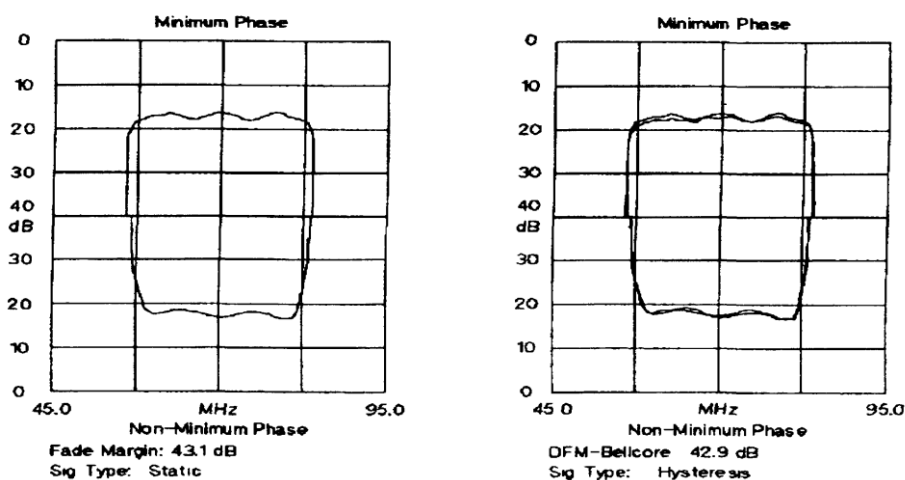


Рис. 2.29. Пример измеренных кривых М

Измерения параметров устойчивости к линейному затуханию и затуханию, связанному с многолучевым прохождением сигнала

Линейное затухание представляет собой частотно независимое равномерное уменьшение амплитуды сигнала от факторов распределения сигнала. Уменьшение сигнала приводит к уменьшению отношения сигнал/шум (рис. 2.30), и как следствие, к увеличению параметра ошибки в цифровой системе передачи. При проведении заводских испытаний говорят даже о возможном критическом затухании, которое обычно не превышает 50 дБ для параметра ошибки 10^{-3} . Линейное затухание обычно обусловлено природными факторами распространения радиочастотного сигнала, такими как дождь и снег, и проявляется обычно на высоких частотах. Для компенсации линейного затухания используют эквалайзеры в составе передатчика/приемника. Работу эквалайзера, компенсирующего линейное затухание, можно измерить, используя перестраиваемые аттенюаторы.

Затухание, связанное с многолучевым прохождением сигнала, относится только к радиорелейным системам передачи и схематично представлено на рис. 2.30.

В радиорелейной системе передачи помимо основного (прямого луча) возникают еще два вторичных. Один луч возникает вследствие переменного коэффициента рефракции в атмосфере, и, как правило, имеет место летом при высокой температуре. Другой вторичный луч возникает вследствие отражения сигнала от поверхности земли и обусловлен широкой диаграммой направленности антенны передатчика. Если в первом случае в результате интерференции вторичного луча рефракции и основного луча возникает затухание, зависящее от частоты, то во втором случае в результате интерференции с основным лучом

возникает устойчивая картина биений, и, как следствие, затухание и появление неравномерностей в структуре сигнала (рис. 2.30).

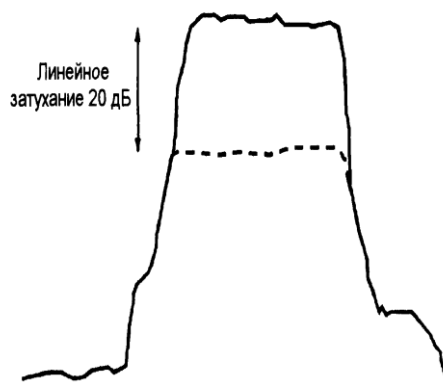


Рис. 2.30. Пример линейного затухания

Так как явление многолучевого прохождения существенно зависит от длины приемо-передающего участка и частоты рабочего сигнала, то при проектировании РРЛ с большими участками приемо-передачи обычно используют частотный диапазон ниже 15 ГГц, в то время как для более высокого диапазона обычно проектируют участки малой длины. При этом снижается влияние многолучевого прохождения сигнала и линейного затухания, связанного с изменением погодных условий.

Проблема оценки влияния многолучевого прохождения сигнала заключается в его нерегулярности и непредсказуемости. Основным эффектом, связанным с многолучевым прохождением сигнала, является возникновение вследствие интерференции картины биений с характерными узлами и пучностями. В случае попадания узла на центральную частоту рабочего сигнала значительно ухудшаются параметры радиочастотной системы передачи. Структура биений связана с факторами распространения рабочего сигнала (такими как состав атмосферы, коэффициент рефракции, температура и т.д.), в результате чего биения обычно возникают нерегулярно, а картина биений имеет нестабильную форму.

В большинстве случаев радиочастотная система передачи не подвержена воздействию фактора многолучевого прохождения сигнала, однако в случае возникновения последнего, значительно ухудшаются параметры радиочастотной системы передачи, появляется межсимвольная интерференция, в результате увеличивается параметр BER.

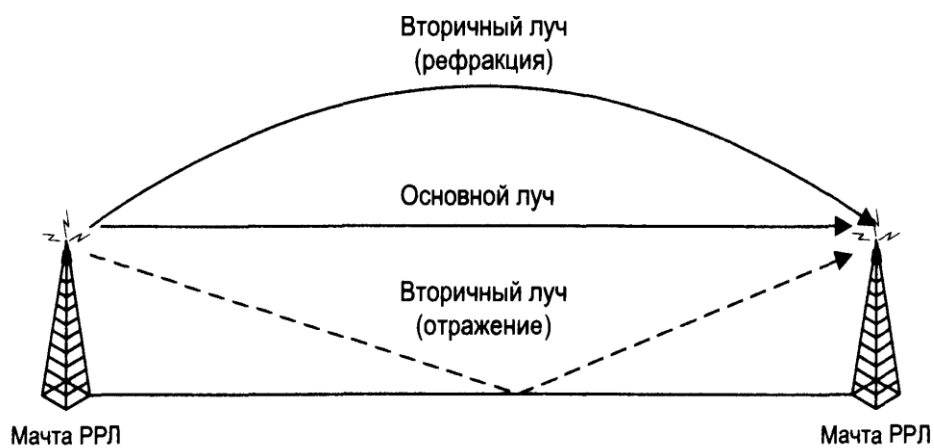


Рис. 2.31. Явление многолучевого прохождения сигнала

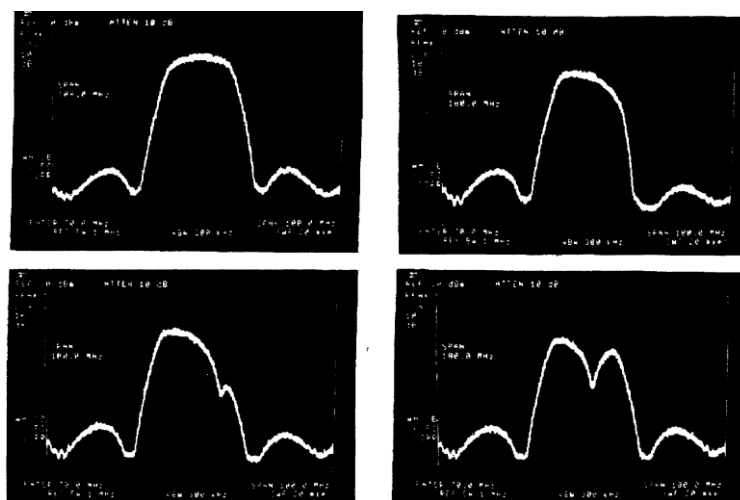


Рис. 2.32. Примеры неравномерностей в структуре рабочего сигнала, вызванных явлением многолучевого прохождения

В связи с повышением требований к параметрам стабильности работы радиочастотных систем передачи возникла необходимость учета многолучевого прохождения сигнала при приемо-сдаточных испытаниях системы передачи, а также при проектировании последней.

Методология измерений явлений, связанных с многолучевым прохождением сигналов, является довольно новой отраслью измерительных технологий. Практические измерения параметров многолучевого прохождения начали внедряться только в конце 80 - начале 90 годов.

На диаграмме состояний явления затухания, связанные с многолучевым прохождением сигнала, видны в виде эллипсов, отображающих перекрестные помехи сигналов I и Q (рис. 2.33). На глазковой диаграмме явление многолучевого прохождения сигнала отражается смещением центров "глаз" от центра к краям.

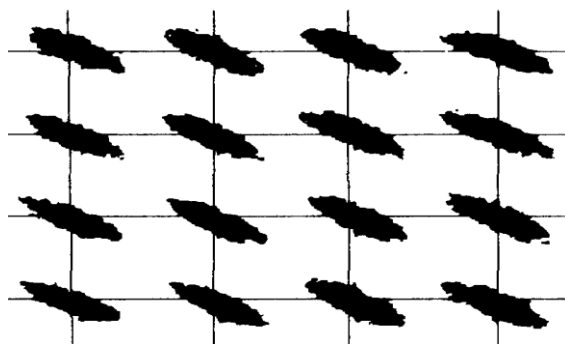


Рис. 2.33. Диаграмма состояний при многолучевом прохождении сигнала

Диаграмма состояний и глазковая диаграмма не обеспечивают всей необходимой спецификации измерений. Для проведения практических измерений эффективности компенсации явления многолучевого прохождения сигналов используют методы, которые согласуются с методами компенсации.

Так как прогнозировать появление многолучевого прохождения сигнала практически невозможно, то учет воздействия этого фактора обычно выполняют методами стрессового воздействия, т.е. путем имитации многолучевого прохождения сигнала.

В связи с высокой важностью учета влияния многолучевого прохождения сигнала на цифровые радиочастотные системы передачи в конце 70-х годов были выполнены изыскания в области возможных методов моделирования явления. В результате в начале 80-х годов сформировались две основные модели имитации многолучевого прохождения сигнала: модель двухлучевого прохождения и модель трехлучевого прохождения.

Принцип двухлучевой модели сводится к теоретически обоснованному предположению, что затухание связано с двухлучевой интерференцией, причем интерферирующий луч имеет задержку по распространению сигнала (это верно как для луча рефракции, так и для луча отражения). В результате возможны два случая: основной луч имеет большую амплитуду и интерферирующий луч превосходит по амплитуде основной. Второй случай назван явлением многолучевого прохождения с неминимальной фазой. В результате применения простой двухлучевой модели можно измерить характеристики АЧХ и ГВЗ радиочастотного канала при минимальной (рис. 10.34а) и неминимальной фазе (рис. 2.34б).

Двухлучевая модель оказалась не совсем точной, поскольку не описывает явления амплитудной модуляции и возникновения слабых картин биений в пределах рабочего диапазона. В результате таких явлений амплитуда сигнала отклоняется в пределах рабочего диапазона даже, если узел биений находится вне диапазона. Была создана трехлучевая модель, более точно описывающая реальные эффекты многолучевого прохождения сигнала. Трехлучевая модель позволила учесть эффект смещения амплитуды (рис. 2.35), однако сама по себе оказалась довольно сложной. Поэтому в современной практике измерений

используются обе модели: двухлучевая модель для проведения качественных измерений и трехлучевая модель для

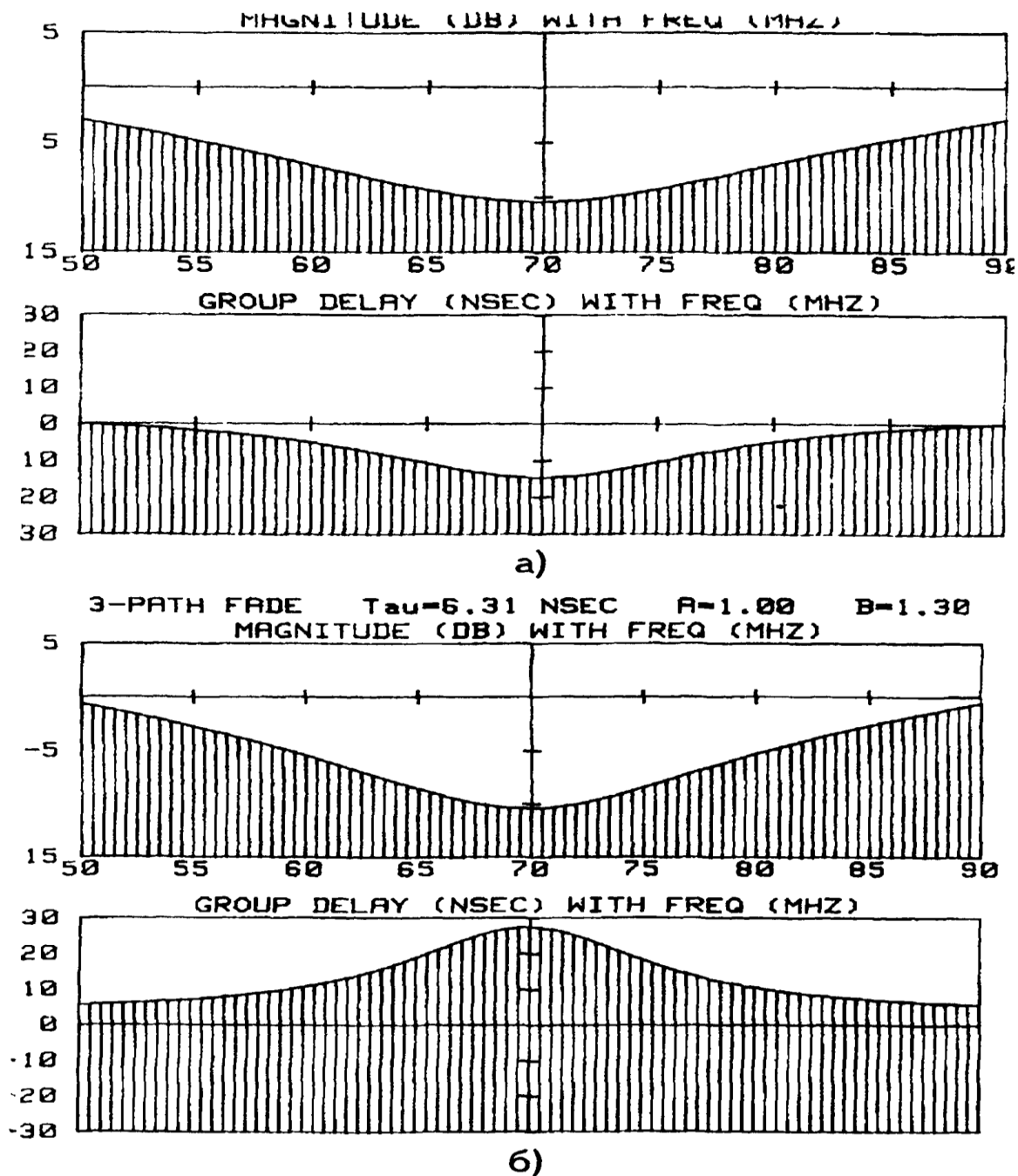


Рис. 2.34. Характеристики неравномерности АЧХ и ГВЗ для двухлучевого прохождения сигнала

проведения точных измерений. Следует отметить, что двухлучевая модель с высокой степенью точности применима к 50% радиочастотных систем передачи.

Имитация многолучевого прохождения сигнала широко применяется в современных технологиях радиочастотных измерений, поскольку оказалась очень простой в реализации. В результате методы имитации многолучевого прохождения сигнала используются не только для оценки устойчивости радиочастотной системы передачи к этому явлению, но и для

стрессового тестирования различных устройств в составе радиочастотного тракта, в частности, эквалайзеров.

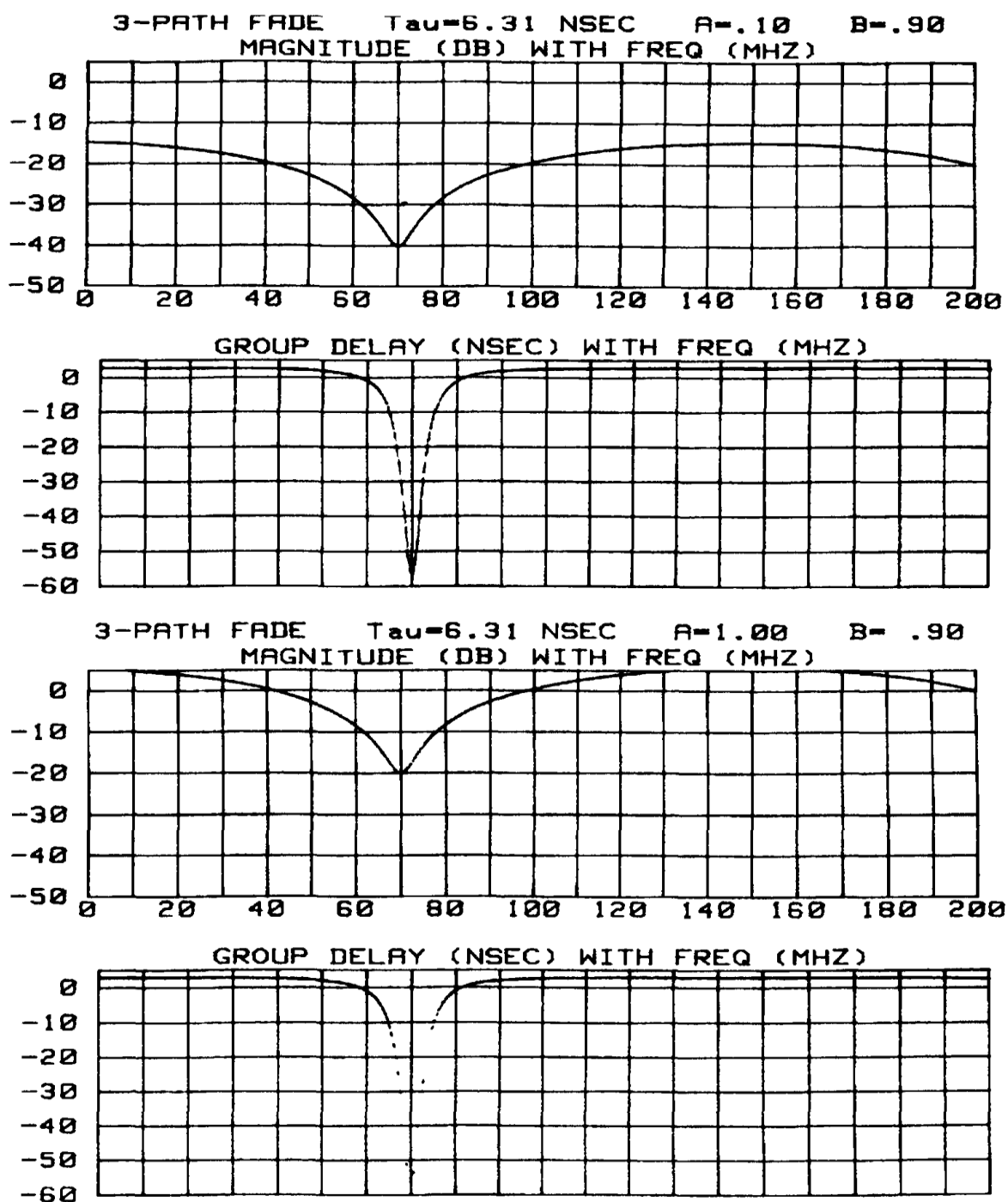


Рис. 2.35. Характеристики неравномерности АЧХ и ГВЗ для трехлучевого прохождения сигнала

Тестирование систем резервирования в трактах, переключателей и систем DADE

Существует два основных метода исключения влияния многолучевого прохождения сигнала на параметры качества систем передачи. Один метод - это поиск оптимального пути распространения сигнала, для чего осуществляют адаптивное приемника к сигналу ан-

тенны (рис. 2.36). На антенны приемника приходят в этом случае два сигнала - искаженный из-за многолучевого прохождения и неискаженный. Выбор сигнала (адаптация) осуществляется методом максимальной амплитуды. Второй путь исключения влияния многолучевого прохождения - это метод компенсации с использованием эквалайзеров. Для проведения измерений эффективности компенсации многолучевого прохождения за счет пространственно разнесенных антенн используют специальные анализаторы затухания со встроенным эквалайзером (DADE). Схема такого измерения представлена на рис. 2.37.

Помимо схемы с использованием специального анализатора параметров DADE, переключатель DADE, равно как и другие радиосистемы, удобно тестировать при помощи имитатора многолучевого прохождения сигнала, описанного в предыдущем разделе. В этом случае имитатор выступает как устройство, вносящее определенные параметры нестабильности в основной или интерферирующий луч, и затем проверяется система переключения (например, с одного луча на другой, если мощность интерферирующего луча больше мощности основного).

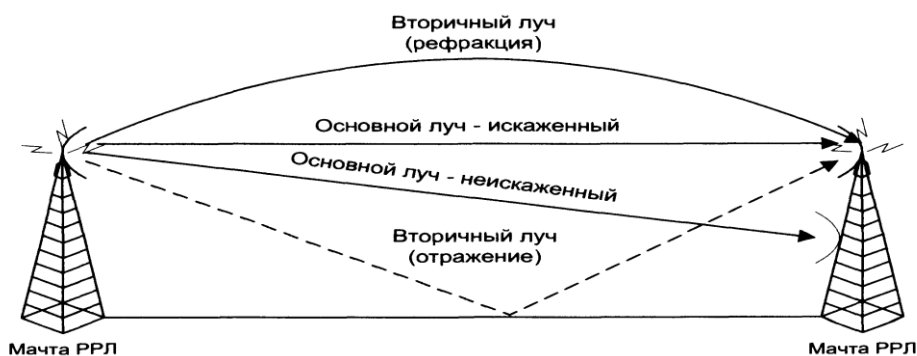


Рис. 2.36. Резервирование антенных устройств приемника для поиска наилучшего пути распространения сигнала

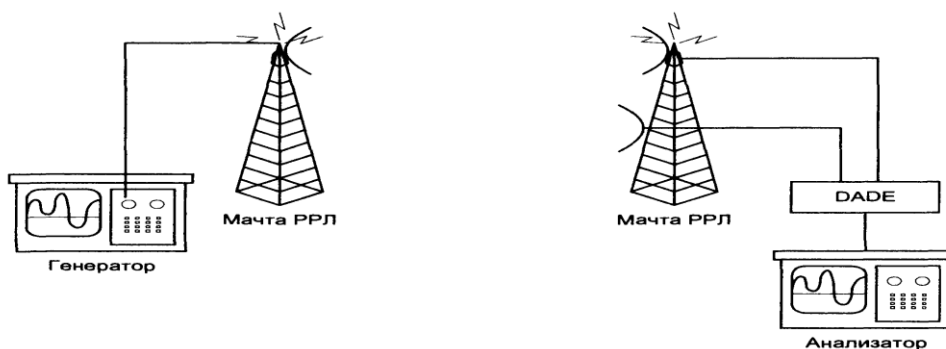


Рис. 2.37. Измерения DADE

Схема использования имитатора представлена на рис. 2.38.

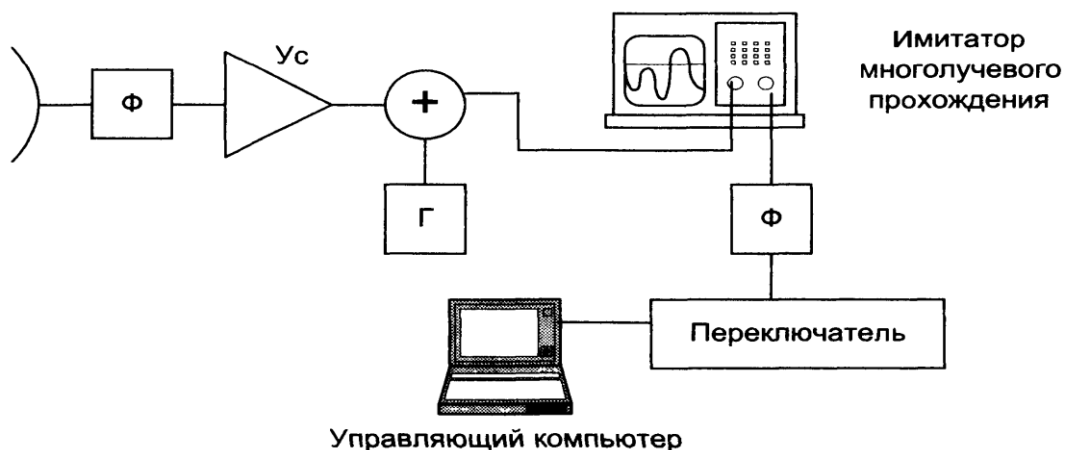


Рис. 2.38. Имитация многолучевого прохождения сигнала и анализ работы переключателя (Ф - фильтр, Г - генератор несущей, Ус - усилитель)

В результате проведения измерений анализируется матрица функционирования системы передачи в зависимости от характера внешнего воздействия (рис. 2.39). В качестве внешних воздействий выступают глубина возникающего узла и его расположение. Если нарушения в матрице функционирования при стрессовом воздействии находились в пределах допустимых норм штатной эксплуатации, то это говорит о нарушении работы переключателей.



Рис. 2.39. Матрица функционирования при проведении стрессовых измерений

В связи с тем, что в современных РРЛ для компенсации многолучевого прохождения сигналов в основном используются эквалайзеры, имитаторы многолучевого прохождения получили широкое распространение и выпускаются основными фирмами-производителями измерительной техники либо в качестве специальных программ к системам для анализа РРЛ, либо как отдельные приборы.

Анализ интермодуляционных помех

Наконец, последней важной группой комплексных радиочастотных измерений трактов систем передач является анализ интермодуляционных сигналов в канале. Данный вид интермодуляции связан с процессами мультиплексирования и демультимплексирования, а также с нелинейностью устройств в составе тракта. Обычно интермодуляционные искажения имеют относительно малый уровень - менее 40 дБ - относительно рабочего сигнала. Тем не менее контроль интермодуляционных искажений и устранение их причин обеспечивает в ряде случаев решение проблемы интерференции в смежных каналах.

Для анализа интермодуляций используют анализаторы спектра (рис. 2.40).

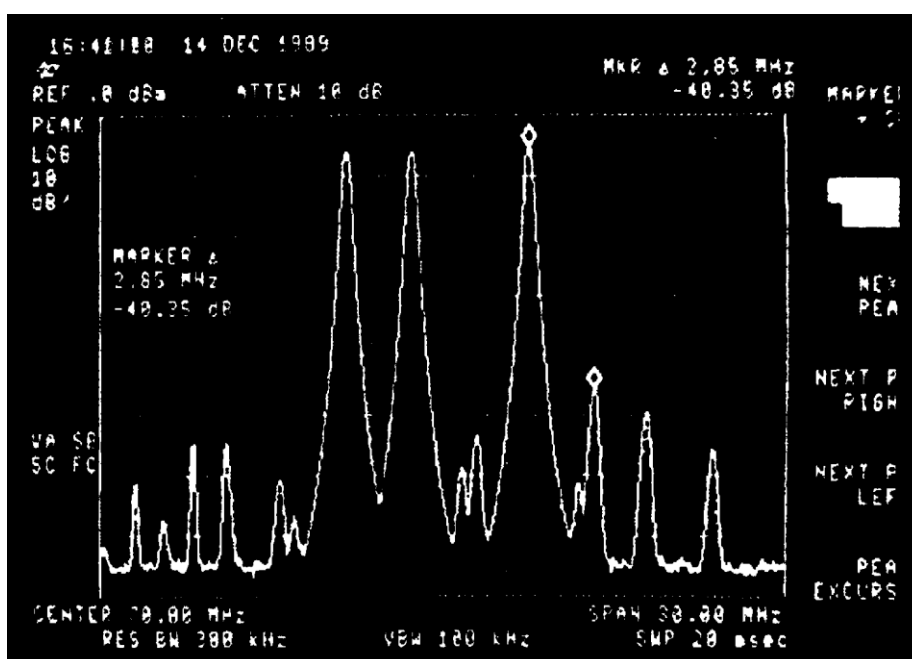


Рис. 2.40. Пример анализа интермодуляционных искажений на выходе усилителя

Комплексная имитация радиочастотного канала

В связи с усложнением систем передачи появился новый класс задач, связанных с использованием имитаторов радиоканала. Один из таких имитаторов для спутникового канала (система SLE-250/SLE-500) представлен на рис. 2.41.

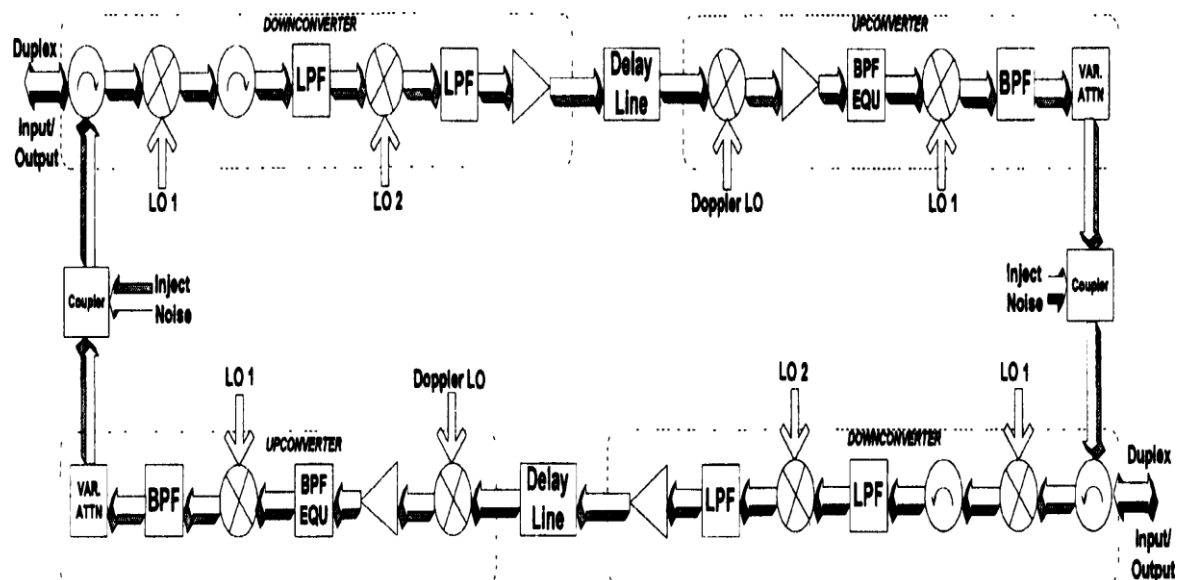


Рис. 2.41. Схема имитатора спутникового канала SLE-250/SLE-500

Согласно рис. 2.41 комплексная имитация спутникового канала выполняется следующим образом: дуплексный сигнал (Duplex) смешивается с дополнительным сигналом LO1; затем этот сигнал проходит через понижающий конвертер LPF (имитация бортового приемника); к сигналу подмешивается частота LO2, сигнал ПЧ проходит через имитатор задержки (Delay Line) и имитатор доплеровского сдвига сигнала при движении спутника на орбите (Doppler LO). Полученный сигнал проходит через повышающий конвертер BPF с эквалайзером EQU; снова подмешивается частота LO1, сигнал проходит через переменный аттенюатор, который может имитировать различные условия распространения сигнала в атмосфере (возможно установление АЧХ аттенюатора и временные параметры изменения затухания в линии); наконец, к сигналу добавляются шумы от внешнего источника (Inject Noise), за счет этого достигается возможность изучения влияния на параметры связи различных распределений шума. Таким образом, полностью имитируются все параметры спутникового канала по линии вверх. Аналогично имитируются параметры по линии вниз. Имитация параметров канала по линии вверх и вниз выполняется независимо, для обеспечения максимального соответствия реальным параметрам спутникового канала, когда в общем случае параметры по линии вверх и вниз различные.

Комплексные имитаторы параметров радиочастотного канала обычно используются для проведения комплексных измерений системы передачи по радиоканалу с имитацией различных условий прохождения сигналов.

Такие имитаторы используются разработчиками систем передачи для анализа параметров создаваемых систем, но могут также с успехом использоваться крупными операторами

сетей электросвязи для измерения реальных характеристик закупаемого оборудования и для имитации различных вариантов его использования.

Для проведения комплексных измерений параметров радиочастотных систем передачи используются специализированные измерительные системы и анализаторы спектра. Характеристики анализаторов спектра представлены в табл. 2.2.

Характеристики систем для измерения параметров радиочастотных систем передачи представлены в табл. 2.5.

ГЛАВА 3. ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КАБЕЛЕЙ

В настоящее время можно выделить несколько характерных черт в состоянии рынка телекоммуникаций:

Во-первых, скорость смены технологий настолько высока, что не позволяет большей части «связистского» сообщества осознать все ее нюансы в полной мере. Действительно, понимание специалистами современных технологий телекоммуникаций значительно отстает от развития самих технологий. Отставание проявляется в отсутствии учебно-справочных материалов, малом количестве профессионалов в технологии, пока невысоким уровнем статей в научно-технической прессе. Это явление характерно не только для нашей страны, оно наблюдается даже в странах с высоко развитыми телекоммуникациями. Временные рамки существования и смены технологий на рынке все время уменьшаются, в результате нельзя рассматривать методологию измерений как стационарный процесс, необходимо включить фактор времени.

Во-вторых, развитие измерительной техники идет по пути высокой специализации последней, поэтому на рынке начала появляться специализированная техника для обслуживания и эксплуатации только систем связи. Рынок специальной измерительной техники меняется очень динамично, т.е. возникает задача ее классификации, решить которую без технологического подхода невозможно.

В-третьих, в последнее время более половины средств мирового телекоммуникационного рынка отводится на развитие программных средств. Программное обеспечение в современных устройствах телекоммуникаций обновляется в среднем раз в 2 года, радикально изменяя структуру и возможности телекоммуникационных систем.

Технологичность в области измерительной техники связана с появлением и развитием целого класса измерительных приборов-анализаторов протоколов и логического взаимодействия интеллектуальных устройств. Этот класс измерительной техники не рассматривается современной метрологией. Тем не менее он имеет высокую эксплуатационную значимость. Включить этот класс техники в общее рассмотрение можно, только рассматривая вопросы по организации эксплуатационных измерений в комплексе. Переход к рассмотрению комплексных решений требует введения понятия измерительной технологии: измерительная технология или технология измерений означает совокупность методов, подходов к организации измерений и интерпретации результатов, конкретных методик, а также измерительных средств (приборов и средств контроля) для качественного обслуживания соответствующего направления развития технологии средств связи [1].

От рассмотрения технологии телекоммуникаций перейдем к рассмотрению движущих сил и динамики технологий измерений.

Совершенствование измерительных технологий тесно связано с общей тенденцией усложнения высоких технологий, наблюдающейся во второй половине XX века. Основными тенденциями развития являются: миниатюризация, экономичность и, как следствие, усложнение. Это наглядно видно на примере развития современных технологий цифровой связи. С развитием технологий увеличивается пропускная способность систем передач, снижается стоимость интеллектуальных устройств, в современные телекоммуникационные системы внедряются принципы распределенной обработки информации. В связи с этим процесс контроля и настройки работы интеллектуальных систем, каковыми в настоящее время являются сети связи, идет двумя путями – развитие систем внутренней диагностики интеллектуальных узлов сетей и применение современной измерительной техники.

Разработка систем самодиагностики и их отработка несколько отстают от развития самих средств связи. Поэтому использование независимых систем контроля в ряде случаев является единственно корректным решением. Роль измерительной техники на сети связи повышается с развитием новых технологий.

Измерительная техника на сетях современных телекоммуникаций - это 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 меньшего обслуживания на этапе эксплуатации, неверно. Действительно, цифровые технологии обеспечивают лучшее качество связи, имеют меньшие эксплуатационные затраты, лучший контроль за ресурсом сети. Верно и то, что хорошо отлаженная, "ухаженная" цифровая сеть не требует больших усилий на обслуживание. Однако, "неухаженная" цифровая сеть деградирует гораздо быстрее аналоговой и на восстановление ее затрачиваются большие средства. Это – объективная плата за сложность технологии цифровой передачи. Цифровые телекоммуникации имеют так называемый "пороговый эффект деградации", когда при достижении определенного порога параметры качества меняются скачкообразно. В этом случае довольно сложно сразу выделить причину нарушения связи, поскольку причиной являются накопленные в течении длительного времени отклонения от нормы нескольких параметров.

До сих пор измерительная техника служила для контроля работы сети и соответствия ее узлов отечественным стандартам. Имелись четкие рекомендации по методологии измерений на сетях связи. В современной ситуации процесс стандартизации технологии значительно от-

стает 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 успешной работы.

С развитием цифровых сетей связи происходит специализация современной измерительной техники. Еще 15-20 лет назад для обслуживания аналоговых сетей связи применялась общеизмерительная техника (генераторы, осциллографы, частотомеры и т.д.) или ее модификации. Развитие цифровых систем передачи и коммутации привело к тому, что измерительную технику для телекоммуникаций в большинстве случаев уже невозможно использовать в других областях человеческой деятельности. Современные измерительные приборы для телекоммуникаций, такие как анализаторы протоколов сигнализации, анализаторы цифровых систем передачи, измерительные приборы волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) и т.д., составляют рынок специализированной техники, который до последнего времени не рассматривался ни в технической, ни в экономической литературе.

В настоящее время для каждой части современной системы электросвязи имеются совершенно независимые группы приборов и современная технология эксплуатационных измерений состоит из нескольких измерительных технологий, опирающихся на соответствующие группы приборов.

Как известно, в основе системы электросвязи лежит первичная сеть, представляющая собой совокупность среды распространения, сетевых узлов и станций, которые обеспечивают создание типовых каналов и трактов. В современной системе электросвязи существуют три среды распространения электрический кабель, оптоволоконный кабель и радиоэфир или радиочастотный ресурс. На базе типовых каналов и трактов первичной сети создаются вторичные сети, телефонные, цифровые сети с интеграцией служб, сети на основе принципов асинхронного режима передачи, сети сотовой радиосвязи и транкинга, а также сети специального назначения: для диспетчерской связи, оперативного и технологического управления, селекторных совещаний и т.д.

Первый уровень включает измерение сред распространения сигналов: электрического и оптического кабелей и радиоэфира. Тестирование электрических и оптоволоконных кабелей может проводиться как на этапе анализа характеристик кабеля перед прокладкой, так и на проложенном кабеле в процессе эксплуатации для определения обрывов, участков деградации качества и т.д. В настоящее время в каждой из групп кабельных измерений существует несколько измерительных технологий.

Измерения электрического кабеля включают измерения структурированных кабельных сетей (СКС), магистральных и абонентских кабелей, а также анализ характеристик кабеля, используемого для «последней мили» (xDSL). Измерения СКС непосредственно связаны с сертификацией витой пары, прокладываемой в помещениях, и близки к измерениям в локально-вычислительных сетях (ЛВС). Измерения характеристик магистральных и абонентских кабелей – это довольно известный класс эксплуатационных измерений, подробно описанный в различных монографиях. Технология измерений кабелей xDSL появилась совсем недавно и ее вряд ли можно назвать окончательно сформировавшейся. Динамичное развитие технологии «последней мили» способствует бурному росту эксплуатационного опыта, так что измерительное оборудование этого класса чрезвычайно распространено. Также можно выделить и измерение оптических кабелей для ВОЛС.

Современная технология измерений оптических кабелей включает:

1. Анализ параметров кабелей ЛВС, который может быть с успехом отнесен к технологии измерений СКС;
2. Измерения параметров волоконно-оптических систем передачи (ВОСП);
3. Для передачи данных по оптическому кабелю с разделением по длинам волн (WDM) требуется анализ дисперсии и спектральный анализ оптического сигнала. Для последней технологии только появляются первые эксплуатационные приборы.

Измерения электрических кабелей

Концепция измерений электрических кабелей

Электрический кабель используется на протяжении всего времени существования телекоммуникаций, технология его эксплуатации отработана в деталях, а измерительные технологии широко внедрялись на протяжении более чем ста лет. В то же время современная технология измерений электрического кабеля изложена в специальной литературе недостаточно и порой даже поиск основных требований к кабелям представляет определенные затруднения. Разработка технологии эксплуатационных измерений опиралась как на общие стандартизованные принципы, так и на уникальные методики, которые в литературе описывались фрагментарно. В результате, вместо детально проработанной методологии на сегодняшний день имеется слабо систематизированный и трудный для понимания фактический материал из методик к уже устаревшим на данный момент приборам, а также предложения по их улучшению.

Технология измерений электрического кабеля постоянно изменяется, совершенствуется в связи с развитием научно-технического прогресса и появлением новых требований к параметрам кабеля. Новые типы электрических кабелей (например, витая пара категорий 4, 5, 6

для LAN), а также новые требования к существующему абонентскому кабельному хозяйству, связанные с широким внедрением оборудования для «последней мили», значительно стимулировали развитие технологии измерений электрического кабеля в последние пять лет. Следует учесть, что многие устройства, используемые для измерений, занимают на рынке нишу, промежуточную между приборами и инструментарием, и выпускаются тысячами наименований и разными фирмами-производителями.

Исторически при рассмотрении вопросов организации измерений электрических кабелей исходят из следующих задач (рис. 3.1):

- проверка соответствия электрических характеристик кабельных линий связи, принимаемых в эксплуатацию, нормам;
- проверка соответствия электрических характеристик действующих кабельных линий связи нормам и выявление участков линий, не удовлетворяющих нормам, с целью предупреждения и предотвращения повреждений;
- определение характера и места повреждения кабеля связи;
- проверка качества произведенного ремонта.

В соответствии с этими задачами электрические измерения кабелей связи подразделяются на:

- приемосдаточные;
- периодические (профилактические, регламентные);
- измерения, определяющие характер и место повреждения;
- измерения по проверке качества ремонтных работ.

Упомянутые группы измерений актуальны для любых типов электрических кабелей вне зависимости от их использования.

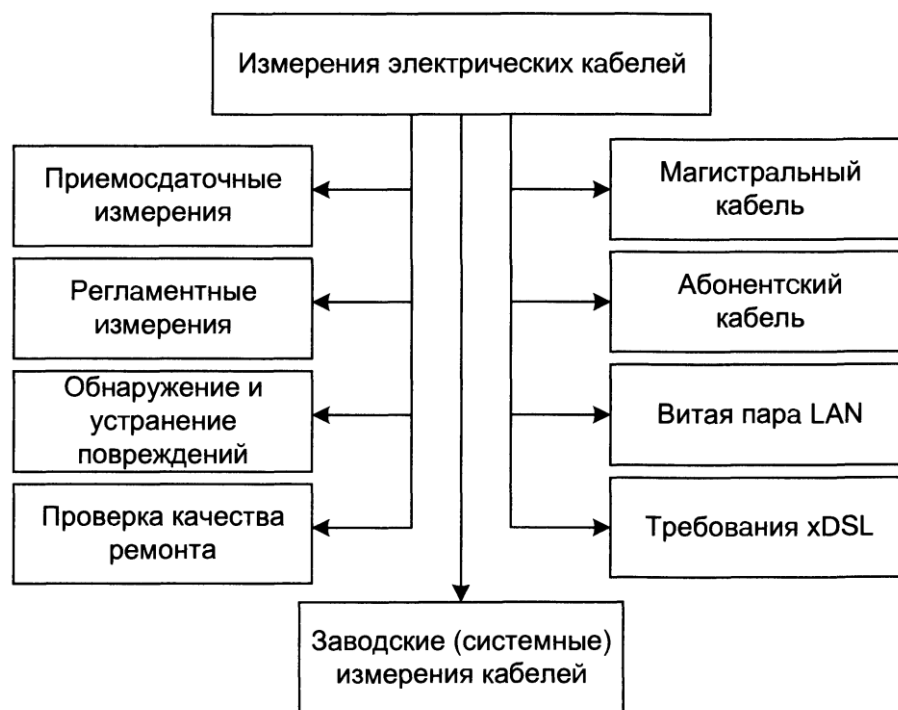


Рис. 3.1. Концепция измерений электрических кабелей.

По типам кабелей можно предложить следующую классификацию измерений:

- измерения магистральных кабелей;
- измерения абонентских кабелей;
- измерения витой пары (LAN);
- измерения электрических кабелей в соответствии с требованиями аппаратуры «последней мили» или xDSL.

Отдельной группой измерений являются заводские испытания кабелей (выходной контроль) и измерения, связанные с определением значения параметров кабелей (входной контроль).

Существует определенная специфика измерений электрических подземных и воздушных кабелей. Измерения кабельных линий связи несколько отличаются от аналогичных измерений на воздушных линиях связи. Неточности в определении места повреждения подземного кабеля затягивают работы по исправлению повреждения, в связи с чем расстояние до места повреждения необходимо определять значительно более точно, чем на воздушных линиях. Способы измерения воздушных и кабельных линий также отличаются друг от друга и определяются параметрами линии, например, сопротивлением изоляции.

Помимо упомянутого разделения по группам измерений и типам кабелей широкое распространение получила классификация по методикам измерений. Такая классификация выделяет группы параметров, измеряемых постоянным током, и группы параметров, измеряе-

мых переменным током. К параметрам, измеряемым постоянным током, относятся различные сопротивления (сопротивление изоляции, омическая асимметрия цепи, электрическая прочность изоляции и т.д.). Группа параметров, измеряемых переменным током, более широкая и включает собственное затухание цепи, затухание несогласованности, защищенность цепи на дальнем конце, емкостную связь и асимметрию, параметры волнового сопротивления и т.д. Современные приборы оснащены необходимыми средствами для измерения параметров обеих групп, поэтому такое разделение не имеет практического применения и ценности при построении концепции измерений.

Таким образом, концепция эксплуатационных измерений электрического кабеля представляет собой двухмерную измерительную концепцию, которую условно можно отобразить в виде табл. 3.1.

Таблица 3.1. Концепция измерений электрических кабелей.

Тип кабеля	Приемосдаточные	Регламентные	Определение места повреждения	Проверка качества восстановления
Магистральный	+	+	+	+
Абонентский	+	+	+	+
Витая пара	+	+	+	+
Кабель xDSL	+	-	-	-
Заводские испытания кабелей				

Как видно из приведенной таблицы, измерения трех типов кабелей - магистрального, абонентского и витой пары, используемой в LAN - могут выполняться в полной мере, т.е. на этапе ввода в эксплуатацию, на этапе регламентных работ, на этапе эксплуатации при возникновении неисправности и после ее устранения. Внедрение аппаратуры «последней мили» (xDSL) не потребовало замены существующего кабельного хозяйства, однако потребовало верификации его параметров, проверки состояния кабеля в соответствии с новыми требованиями, предъявляемыми технологией xDSL. С точки зрения измерительной технологии наличие аппаратуры xDSL дополняет измерительную концепцию только в части приемосдаточных испытаний, когда проверяются параметры электрического кабеля и выбирается кабель для внедрения технологии xDSL. Это не означает отмены на данном кабеле регламентных и восстановительных измерений, просто последние проводятся в соответствии с практикой эксплуатации магистрального и абонентского кабелей.

Таким образом, с учетом заводских измерений электрического кабеля измерительная концепция включает в себя 14 групп измерений. Именно эта концепция и будет положена в основу описания технологии эксплуатационных измерений электрического кабеля.

Прежде, чем начать это описание, хотелось бы отметить определенную тенденцию, имеющую место в современном развитии технологии проводной связи - это широкомасштабное внедрение оптического кабеля и вытеснение им электрического кабеля. В настоящее время оптические кабели в первую очередь внедряются на магистральных линиях связи. Только в последние несколько лет в странах Европы, США и Японии прошла широкая реконструкция кабельных сетей, включающая абонентское кабельное хозяйство. При жилищном строительстве в этих странах оптический кабель прокладывается параллельно с подводом канализации и электрической сети. На уровне абонентского хозяйства началась замена электрического кабеля на оптический. На отечественных линиях прокладка оптического кабеля пока не выходит за рамки магистральных сетей, где технология xDSL внедряется для создания цифровых систем передачи уровня E1 и E2 взамен морально устаревших аналоговых систем передачи. В технологии измерений происходит переориентация на задачи тестирования абонентских кабелей и параметров кабельных систем для внедрения xDSL.

Это не значит, что измерения на магистральных электрических кабелях теряют свое значение, они остаются актуальными особенно для России. Однако переориентация особенно заметна при анализе зарубежного рынка измерительной техники, с которого постепенно уходят измерительные приборы для магистральных кабелей. Вместе с тем измерительная техника для анализа структурированных абонентских кабельных сетей переживает второе рождение и развивается в последнее время очень динамично.

Измерения магистральных кабелей

Измерения магистральных кабелей разделяются по этапам прокладки магистральных кабелей:

- приемосдаточные испытания,
- регламентные измерения;
- измерения, связанные с локализацией неисправности,
- измерения, связанные с проверкой параметров кабеля после его восстановления.

Прокладка магистрального электрического кабеля.

Перед прокладкой кабеля часто оказывается целесообразной проверка соответствия его характеристик заданным. Такие измерения сводятся к анализу характеристик кабеля в бухтах. Обычно эти измерения проводятся на заводе-производителе в рамках системы контроля качества, но могут также проводиться и операторами сетей связи для проверки заданных технических характеристик.

В настоящее время актуальной задачей производственных измерений становится не только организация систем контроля качества, но и создание центров входного контроля кабельной продукции на предприятиях. Основной движущей силой этого процесса выступает конкуренция и необходимость контроля качества.

Компании-производители кабельной продукции анализируют параметры качества кабеля средствами выходного контроля. Следующим шагом является входной контроль компаниями, непосредственно занимающимися прокладкой кабелей. Такая практика еще мало практикуется, однако развитие измерительной технологии приведет к росту интереса к системным измерениям кабелей.

Анализ кабеля в бухтах относится к разряду стандартной задачи анализа параметров четырехполюсников и решается при помощи анализаторов цепей (Network Analyzers). Эти приборы содержат генератор и анализатор спектра, синхронизированные друг с другом. Различают скалярные и векторные анализаторы цепей. Векторные анализаторы цепей обеспечивают анализ амплитуды и фазы принимаемого сигнала и могут использоваться для анализа не только АЧХ кабеля, но и комплексного импеданса и погонной емкости кабеля. При измерениях кабеля в бухтах анализируют:

- погонное сопротивление и импеданс кабеля;
- сопротивление изоляции;
- зависимость затухания в кабеле от частоты;
- параметры отражения сигнала (уровень возвратных потерь, коэффициент отражения и т.д.).

Анализ погонного сопротивления и импеданса кабеля, а также зависимости затухания в кабеле от частоты выполняется анализаторами цепей общего применения. Для анализа сопротивления изоляции используют специализированные приборы – анализаторы сопротивления изоляции, работающие по принципу анализаторов цепей, но с учетом специфики измерений: анализатор цепей подает в цепь изоляции высокое напряжение, затем измеряется ток утечки. Генератор должен быть в этом случае мощным, а анализатор – высокочувствительным.

Приемосдаточные и регламентные измерения магистральных кабелей

Эти две группы измерений наиболее полно освещены в отечественных стандартах, а также многочисленных справочниках по эксплуатации магистральных кабелей. Для каждого из типов используемых в отечественной практике магистральных кабелей в данных стандартах указан перечень измеряемых параметров, предельные нормы на них, а также рекомендованный график регламентных работ и их состав.

Обычно измерения кабелей на этапе пуска-наладки включают:

- анализ затухания на составном кабеле, на его участках и в соединительных муфтах на частоте, равной половине от несущей (например, затухание в кабелях для системы передачи E1 (2048 кбит/с) измеряется на частоте 1024 кГц и т.д.);

- измерение омического сопротивления кабеля;
- измерение переходного затухания;
- измерение емкости кабеля;
- измерение сопротивления изоляции;
- после подключения к системе передачи - измерение тока и напряжения от системы передачи;

- измерение шума;
- анализ влияния силовых кабелей.

Обнаружение и устранение неисправностей

К наиболее часто встречающимся в процессе эксплуатации неисправностям можно отнести:

- обрыв кабеля целиком, отдельной пары или отдельной жилы;
- короткое замыкание;
- замыкание кабеля, нарушение его изоляции.

Для устранения перечисленных неисправностей требуется локализация точки их возникновения. Выше упоминалось, что магистральные кабели могут быть как воздушные, так и подземные. Обнаружение точки возникновения неисправности, таким образом, представляется довольно трудной задачей.

Существует несколько принципиально разных методов для обнаружения точек возникновения неисправностей:

- метод прямого наблюдения;
- рефлектометрические методы;
- мостовые методы.

Все перечисленные методы могут эффективно применяться не только для обнаружения точек неисправности магистральных кабелей, но и для аналогичных измерений абонентских кабелей.

Измерения, связанные с восстановлением кабеля

Эта группа измерений магистрального кабеля практически не отличается по методам организации измерений и набору измеряемых параметров от группы приемосдаточных испытаний. Действительно, после обнаружения точки неисправности кабель расконсервируется, затем заменяется либо целиком, либо отдельным участком, либо с помощью сварки. Восста-

новленный кабель будет скорее всего иметь одну или несколько сварочных муфт. Для проверки характеристик восстановленного кабеля целесообразно повторить в полном или частичном объеме пусконаладочные измерения.

Общие методы обнаружения точек возникновения неисправностей в электрическом кабеле

Прямые методы обнаружения неисправности в кабеле

Используемые в настоящее время прямые методы обнаружения неисправности в кабелях связаны с внешним наблюдением за кабелем, которое называется трассировкой кабеля. Помимо обнаружения неисправности трассировка кабеля производится для обнаружения маршрута залегания его под землей, в канализации, в стенах (в случае абонентского кабеля) и т.д. При прямом методе в основном используются кабелеискатели (рис. 3.2), состоящие из двух частей" генератора-передатчика сигнала и приемника. Передатчик подключается к кабелю, в котором обнаружена неисправность, и подает в кабель сигнал переменного тока напрямую или через индуктивный переходник. Приемник-трассоискатель при замыкании цепи *передатчик - кабель - среда - приемник* отображает уровень сигнала в этой цепи в цифровом виде, а чаще - просто звуковым сигналом, пропорциональным уровню сигнала в цепи.



Рис. 3.2. Кабелеискатель для трассировки кабеля

Очевидно, что замыкаемая цепь не может иметь омический характер за счет наличия непроводящей среды (сюда входит воздух, земля, изоляция и т.д.). В зависимости от того, обеспечивает ли приемник емкостное или индуктивное замыкание цепи, приемник может быть как емкостным, так и индуктивным или совмещать в себе оба варианта. В последнем

случае выбор режима работы приемника может осуществляться оптимально в соответствии с типом неисправности и условиями измерений.

Частота и мощность тестового сигнала, подаваемого в кабель, выбирается в соответствии с типом кабеля, глубиной его залегания и чувствительностью приемника. Обнаружение точки возникновения неисправности кабелеискателем зависит от типа неисправности. Так при полном обрыве кабеля сигнал на приемнике в точке обрыва значительно усилится из-за полного нарушения изоляции и пропадает после точки обрыва. В случае частичного обрыва одной жилы нарушения изоляции в кабеле может не быть, тогда после прохождения точки неисправности сигнал пропадает. При коротком замыкании сигнал также усилится и пропадет после прохождения точки и т.д.

Кабелеискатели выполняют:

- трассировку пути залегания кабеля;
- определение глубины залегания кабеля;
- измерение величины тока в кабеле;
- определение характера повреждения: короткое замыкание или обрыв;
- определение степени повреждения: легкое или сильное повреждение;
- индикацию силовых кабелей и кабелей питания;
- определение точек намокания кабеля.

Кабелеискатели могут выполнять измерения также на воздушных кабелях и проложенных в канализации. Так для обнаружения препятствия в трубу, в которой предполагается прокладка кабеля (рис. 3.3), опускается активный источник (минипередатчик), который указывает местоположение препятствия и кабелеискатель фиксирует это место. Подобная технология обследования труб оказывается эффективной и в настоящее время начинают использоваться подвижные видеокамеры для обследования труб и обнаружения препятствий для прокладки кабеля.

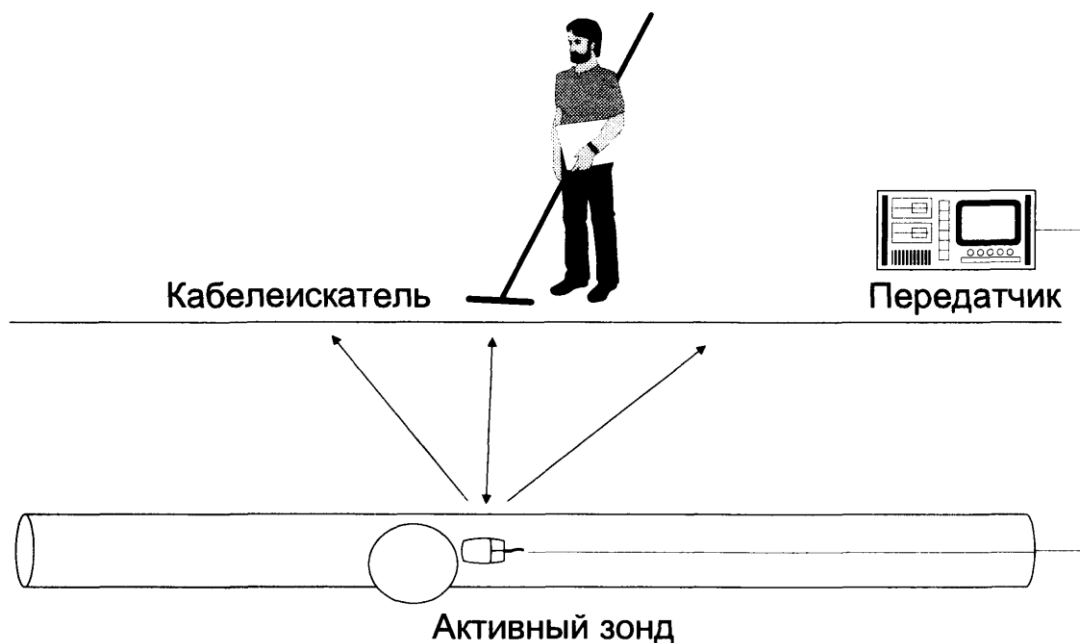


Рис. 3.3. Обнаружение препятствий при прокладке кабеля

Трассировка залегания кабеля в грунте может выполняться по индикации активного сигнала, и с использованием маркеров. В первом случае к кабелю подключается генератор гармонического или модулированного сигнала. Кабелеискатель принимает этот сигнал, за счет чего определяет трассу залегания кабеля. В кабелеискателе используется обычно несколько антенн вертикальной и горизонтальной поляризации. Горизонтально-ориентированная антенна обеспечивает грубый поиск места залегания кабеля, тогда как вертикальная антенна обеспечивает индикацию местоположения кабеля с точностью до 5-10 см. Эффективным способом трассировки кабеля является использование маркеров. В этом случае при прокладке кабеля параллельно с ним закапывают маркеры -устройства, содержащие индуктивную катушку, настроенную на определенную резонансную частоту. Кабелеискатель для поиска маркеров имеет в своем составе резонансный контур, реагирующий на наличие маркера в непосредственной близости от него. При максимуме резонанса кабелеискатель идентифицирует маркер и, таким образом, определяет трассу залегания кабеля.

Для обнаружения места залегания кабеля могут применяться металлоискатели, однако их применение оправдано только в сельской местности, когда заранее известно, что иного кабеля нет. В городских условиях это практически исключено. Кроме того, металлоискатели не обнаруживают точки возникновения неисправности, а фиксируют только маршрут залегания кабеля.

Могут использоваться другие прямые методы. Так, например, метод прямой локации, который чрезвычайно эффективен при обнаружении коротких замыканий, при определении точек обрыва дает не очень хорошие результаты. Высокая точность измерений в приборе Tonearc фирмы Тетро достигается за счет использования высоковольтного импульса малой

длительности. В точке обрыва кабеля при прохождении высоковольтного импульса возникает ионизированное плазменное образование, которое меняет на время сопротивление кабеля. Плазменный шнур выполняет в этом случае роль проводника для короткого замыкания и точка обрыва может быть успешно локализована.

Поскольку прибор использует для измерения очень короткий импульс, его работа не сказывается на параметрах кабеля (за исключением точки обрыва) и на оборудовании, подключенном к кабелю.

По данным о длительности импульса определяется ориентировочная дистанция до точки обрыва. Точная локализация выполняется с использованием портативного переносного индуктивного приемника одночастотного сигнала.

Обнаружение неисправностей с использованием рефлектометров электрических кабелей

Для анализа магистральных кабелей с одного конца используют металлические рефлектометры дальнего действия, принцип работы которых аналогичен оптическим рефлектометрам. Диапазон измерений металлических рефлектометров достигает 60 км, разрешающая способность - до 10 см, что обеспечивает локализацию точек обрыва даже без использования на местности кабельных локаторов.

Общая теория рефлектометрии электрических кабелей была разработана в 60-х годах.

Различают два основных типа металлических рефлектометров: рефлектометры с отображением формы принимаемой волны и рефлектометры с цифровым отображением. Рефлектометры с отображением формы принимаемой волны (рефлектограммы) дают возможность комплексного анализа всех неоднородностей в кабеле, а рефлектометры с цифровым отображением определяют расстояние до первой неоднородности, и могут с успехом применяться в эксплуатации, поскольку дешевы и портативны. Некоторые приборы этого класса селективируют неоднородности, определяя категорию неисправности в виде обрыва или короткого замыкания кабеля.

Важным отличием металлических рефлектометров от оптических является зависимость скорости распространения сигнала по кабелю от характеристик кабелей. В связи с этим возникает вопрос пересчета данных о времени распространения отраженного сигнала в данные о расстоянии до неоднородности. При этом возникает дополнительный фактор, связанный со скоростью распространения сигнала – VOP (Velocity of Propagation). Фактор VOP численно равен отношению скорости распространения сигнала в кабеле к скорости света в вакууме и определяется типом диэлектрика в кабеле. Для коаксиальных кабелей VOP зависит от материала, окружающего центральную жилу, для симметричной пары - от расстояния между жилами и типа диэлектрика VOP может меняться в зависимости от

времени использования кабеля и температуры в пределах 3%. Если VOP не указывается в паспорте на кабель, он может быть вычислен путем измерения кабеля известной длины. Для проверки правильности VOP при использовании рефлектометра измерения проводятся с двух сторон кабеля и результаты сравниваются с данными о реальной длине кабеля.

Другим важным фактором организации измерений с использованием TDR помимо VOP является способ подключения рефлектометра к тестируемому кабелю. Варианты правильного и неправильного подключения представлены на рис. 3.4.

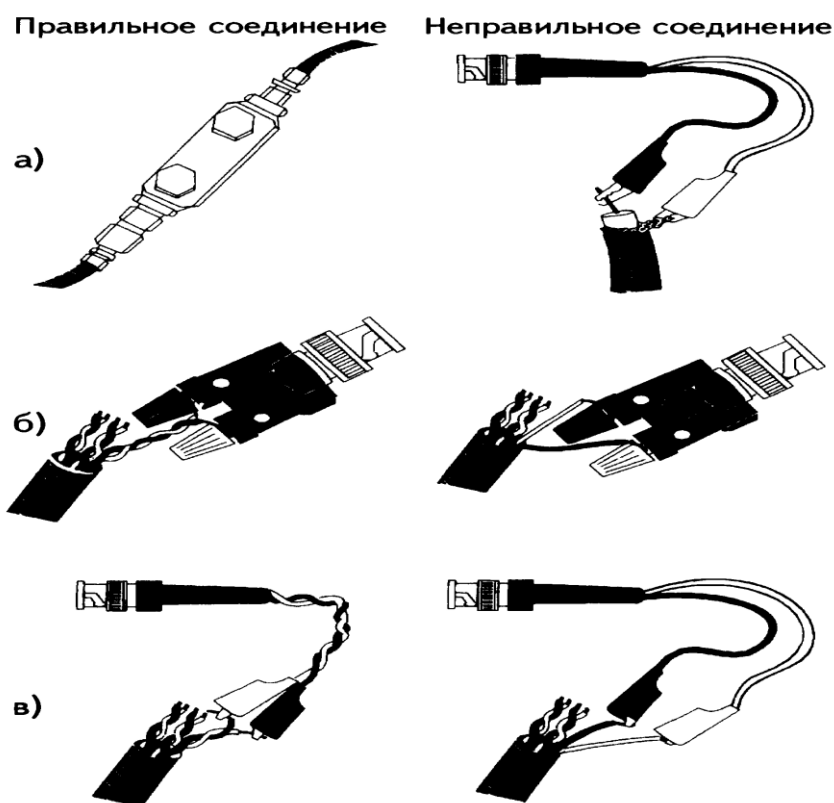


Рис. 3.4. Подключение TDR к кабелю

На рисунке представлены варианты правильного и неправильного соединения через соединительную муфту (рис. 3.4 а), с использованием адаптера (рис. 3.4 в) и подсоединения к витой паре (рис. 3.4 в).

Среди всего многообразия рефлектограмм металлических кабелей можно выделить несколько, наиболее полно описывающих возможные неисправности кабелей.

На рис. 3.5 представлены типичные рефлектограммы металлических кабелей.

На рефлектограмме 1 представлен случай отражения сигнала от точки с большим сопротивлением (второй курсор), что соответствует обрыву кабеля. Состояние, описываемое рефлектограммой, получило название характерного обрыва (COMPLETE OPEN).

Отражение со сменой полярности сигнала, представленное на рефлектограмме 2, соответствует короткому замыканию в кабеле и, как следствие, малому сопротивлению неоднородности. Такое состояние получило название характерного короткого замыкания (DEAD SHORT).

На рефлектограмме 3 представлен вариант частичного обрыва (второй курсор) (PARTIAL OPEN), за которым следует полный обрыв.

На рефлектограмме 4 представлен случай, когда за частичным замыканием (PARTIAL OPEN), отмеченным вторым курсором, следует полный обрыв кабеля.

Рефлектограмма 5 отражает четыре отпайки на кабеле. Отпайка, отмеченная вторым курсором, является дефектной, что хорошо видно по уровню отражения от неоднородности.

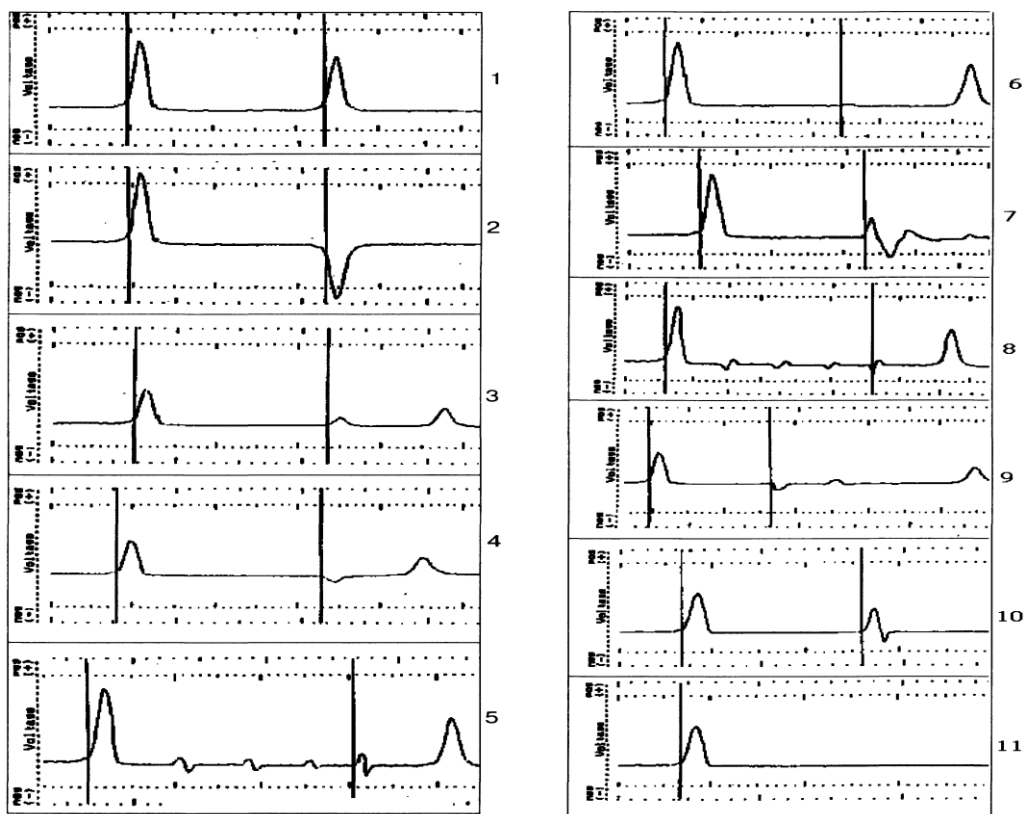


Рис. 3.5. Основные типы рефлектограмм.

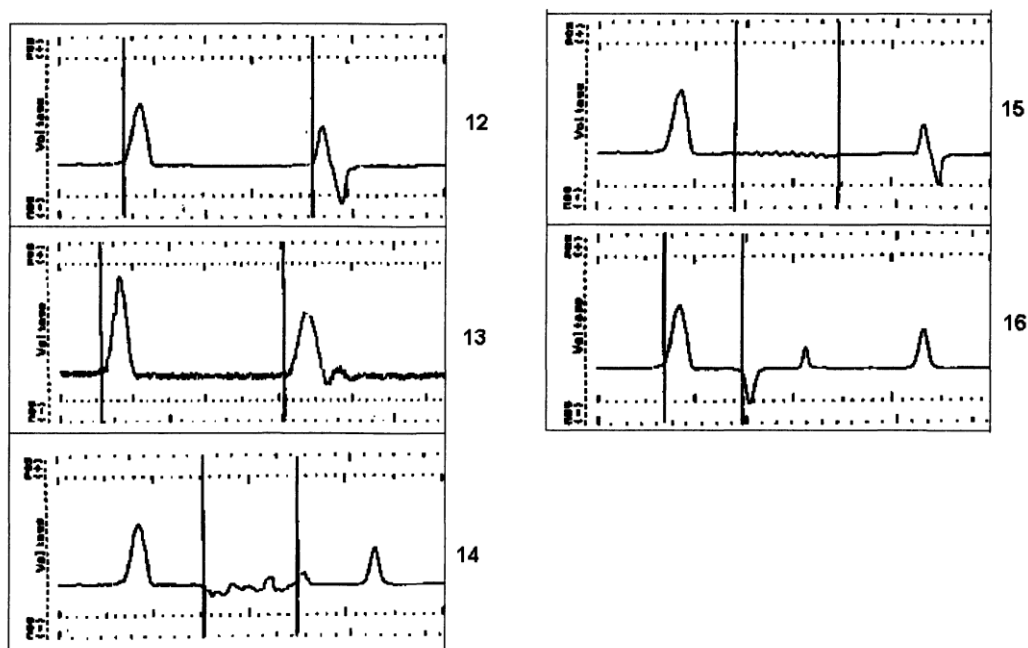


Рис. 3.6. Основные типы рефлектограмм (окончание).

Цилиндрический коннектор на коаксиальном кабеле, отмеченный вторым курсором, вносит затухание, прямо пропорционально качеству соединения (рефлектограмма 6). Наличие усилителя в линии (рефлектограмма 7) приводит к повышенному отражению от усилителя. Сигнал от рефлектометра должен обрываться на усилителе, однако может возникнуть дополнительное отражение (фантомный образ) за усилителем. Коаксиальные отпайки (рефлектограмма 8), как внешние, так и внутренние, могут привести к появлению точек отражения по всей длине кабеля. Уровень отражения является параметром качества отпайки. Наличие направленных и пассивных ответвителей (рефлектограмма 9) может привести к ошибке измерения вследствие множественного отражения. На предлагаемой рефлектограмме второй курсор отмечает место расположения ответвителя. Два разнонаправленных отраженных сигнала отображают два сегмента ответвителя. Внесение дополнительного сопротивления или сварочный шов приводят к появлению отражения в виде 8 на рефлектограмме 10. Высокоомное отражение сопровождается низкоомным. Хорошо согласованное соединение кабеля с согласованной нагрузкой (терминатором) полностью поглощает сигнал отражения. Рефлектограмма 11 служит гарантией правильности выбора терминатора, который не вызывает отражения.

Тестирование кабеля с антенной (рефлектограмма 12) также может приводить к 8-отражению. В этом случае отражение сильно зависит от типа антенны.

Анализ кабелей с антеннами радиосвязи может сопровождаться индуктивными наводками от радиоаппаратуры (рефлектограмма 13).

Замокание кабелей отображается на рефлектограмме как область случайного отражения. Начало этой области, показанное вторым курсором на рефлектограмме 14, соответствует началу области замкания кабеля.

Повышение влажности в кабелях (рефлектограмма 15) приводит к появлению шумовой составляющей.

Высокоомная отпайка отображается на рефлектограмме как низкоомное отражение, за которым идет высокоомное отражение, показывающее конец высокоомной отпайки (рефлектограмма 16). Из-за протяженности участка анализ кабеля с множеством отпаек может вызывать затруднения.

Обнаружение неисправностей с использованием мостового метода

Метод мостового тестирования основан на использовании электротехнической схемы сбалансированного моста. Тестируемый кабель используется в качестве одного из плеч моста, затем анализатор подбирает параметры других плеч и на основании этого делается вывод о параметрах составного кабеля, например, сопротивлении, емкости и т.д. На основании данных о распределенных параметрах (погонной емкости и сопротивлении) оценивается расстояние до неоднородности и ее характер. При таком подходе сначала определяют характер предполагаемой неисправности. Выделяют два типа неисправностей, соответствующих двум типам кабелей: омические и емкостные. Если в результате неисправности между жилами появляется активное сопротивление, такую неисправность назовем омической; к ним относятся короткое замыкание, частичный пробой изоляции между жилами, замкание кабеля и т.д. Неисправности, в результате которых увеличивается емкость между несущими жилами, а также между несущими жилами и землей, назовем емкостными. К ним относятся различные типы обрывов жил. И в том, и в другом случае используется один и тот же алгоритм, с той только разницей, что в случае омической неисправности мостовая схема строится на основе анализа активного сопротивления, а в случае емкостной неисправности – реактивного.

После определения характера неисправности выбирается анализируемый параметр - сопротивление или емкость. По заданным распределенным параметрам можно сразу рассчитать предполагаемую длину кабеля. Если она не совпадает с заданной, это означает, что имеет место та или иная неоднородность. Затем параметры заданной пары сравниваются с эталонной. Для этого образуют сбалансированный мост, одно плечо которого - тестируемая пара, другое - эталонная, третий компонент моста - омическая или емкостная неисправность, четвертый - прибор. Прибор обеспечивает баланс моста. В результате измеряют распределенное сопротивление (емкость) до неоднородности и собственное сопротивление

(емкость) неоднородности. Зная распределенные параметры кабеля, можно вычислить расстояние до неоднородности.

Мостовой метод дает большую неопределенность в трактовках полученных результатов, чем рефлектометрический. Поэтому для конкретизации были разработаны несколько типовых схем включения, представленные на рис. 3.7. Наибольшее распространение получили двухжильная и трехжильная схемы в зависимости от того, сколько металлических жил используется в измерении. Дело в том, что для создания мостовой схемы на удаленном конце необходимо составить шлейф, т.е. установить перемычки между соответствующими жилами. Сделать это можно двумя способами. На рис. 3.7. слева представлен вариант образования моста по жилам 1-2-С (О-жила заземления). Справа представлен вариант образования шлейфа по жилам 1-2-3-С.

Обе схемы имеют свои преимущества и недостатки и часто в реальных эксплуатационных условиях взаимно дополняют друг друга, повышая точность измерений.

В целом рефлектометрический метод более эффективен, поскольку не требует манипуляций с кабелем на удаленном конце и сложных вычислений. В то же время существует ряд характерных неисправностей, в которых использование мостового метода дает лучшие результаты. Поэтому в ряде случаев целесообразно применять оба метода.

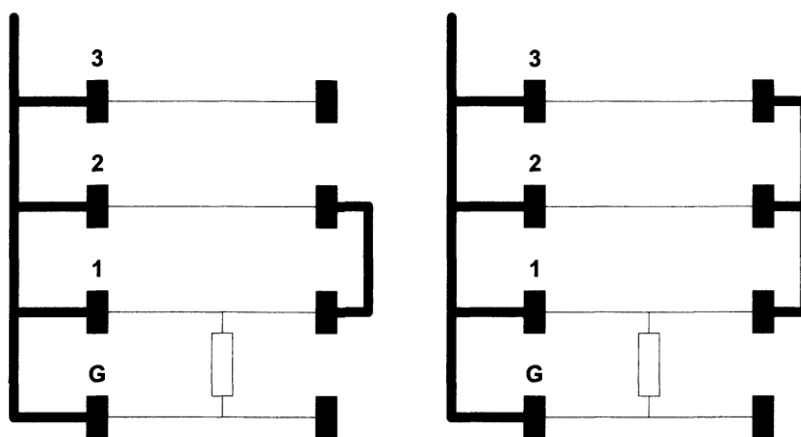


Рис. 3.7. Типовые схемы включения анализатора для поиска неисправности мостовым методом

Измерения абонентских кабельных систем

В связи с широкомасштабным внедрением ВОЛС измерительная технология ориентируется в большей степени на измерения абонентских кабелей, поскольку на магистральной первичной сети в основном применяется оптический кабель. В последнее время возникла реальная необходимость создания универсальной абонентской кабельной сети, которую можно было бы эффективно использовать не только для передачи сигналов ТФ, но и для создания

локальных вычислительных сетей (LAN) высокой пропускной способности. В результате возникла концепция структурированных кабельных сетей (СКС). Эта концепция в настоящее время доминирует при развертывании новых абонентских кабельных систем или при капитальной реконструкции абонентского кабельного хозяйства.

Реальная необходимость создания высокоскоростных каналов передачи данных без замены существующего абонентского кабельного хозяйства потребовала пересмотра параметров имеющегося абонентского кабеля и фактически породила новую измерительную технологию со своими отдельными подходами, решениями, измерительными средствами и методами интерпретации результатов.

Технология измерений существующего абонентского кабеля разделяется на три независимых измерительных технологии:

- измерения существующего абонентского кабеля, используемого в телефонных приложениях (POTS);
- измерения абонентского кабеля нового поколения - структурированных кабельных систем на основе витой пары категорий 3, 5, 6;
- измерения существующего абонентского кабеля в соответствии с новыми требованиями, предъявляемыми аппаратурой xDSL.

Технологии измерений абонентских кабельных сетей с одной стороны очень распространены, с другой стороны в мировой практике фактически неструктурированы, т.е. нет универсальных рекомендаций по организации измерений. Несмотря на то, что набор параметров абонентских кабелей известен, существует несколько совершенно разных методов их измерения и для проведения этих измерений используется различное оборудование. Общая классификация технологий измерений на абонентских кабелях обычно не рассматривается, а сами технологии представлены в виде типовых задач и путей их решения.

В настоящей главе рассмотрим технологию эксплуатационных измерений обычного абонентского кабеля общего применения (POTS). Несмотря на классическую постановку задачи, технология измерений кабеля POTS в последнее время значительно усовершенствовалась и частично используется при эксплуатационных измерениях xDSL и LAN.

Прежде чем перейти к описанию измерений, рассмотрим устройство абонентской пары. В отечественной практике абонентское кабельное хозяйство строится на основе отечественных и импортных кабелей. Структура таких кабелей отличается по количеству пар, наличию металлической арматуры и экранов, использованию различных материалов. Для каждого кабеля можно найти информацию в специальной литературе, в первую очередь, в справочниках по кабелям связи. Для нас важно, что абонентское кабельное хозяйство стро-

ится на основе абонентских пар, и далее под электрическим абонентским кабелем будем понимать абонентскую пару.

Измерительная техника для анализа абонентских кабелей

В результате продолжительного опыта эксплуатации электрического кабеля вообще и абонентского кабеля в частности появился широкий набор измерительных приборов различной функциональности, методов измерения и принципов работы.

В целом можно выделить три типа измерительных приборов:

- рефлектометры;
- приборы на основе мостового принципа;
- приборы на основе тонального тестирования.

Приборы на основе тонального тестирования представляют собой портативные генераторы и анализаторы частотных сигналов. В зависимости от сложности прибора его генератор может обеспечивать передачу одного или нескольких одночастотных сигналов, широкополосного сигнала типа «белый шум» или сложных сигналов составного типа, используемых для анализа ГВЗ.

Обычно такие анализаторы рассчитываются в пределах полосы ТЧ для анализа абонентского кабеля в телефонной сети, однако среди приборов этого класса есть и модели, обеспечивающие генерацию и анализ сигналов более широкого спектра. В западной практике устройства этого типа обозначены TIMS.

Измерения структурированных кабельных систем

Современная практика построения структурированных абонентских кабельных систем базируется на принципах использования кабелей, соответствующих стандартам. Разделение стандартов кабелей на категории отражает процесс эволюции использования абонентского кабельного хозяйства: вначале для передачи сигналов ТЧ, затем для передачи данных, затем для построения локальных вычислительных сетей с различной скоростью передачи данных.

Стандартами структурированных кабельных систем (СКС) определены три категории рабочих характеристик для кабелей, коммутационного оборудования и кабельных линий - кабели UTP и соответствующее им коммутационное оборудование: категория 5 - до 100 МГц, категория 4 - до 20 МГц, категория 3 - до 16 МГц.

Кабели 1-й и 2-й категорий не рассматриваются в современных стандартах СКС, хотя их использование не прекращается.

Требования на основные параметры различаются для различных компонентов СКС. Наиболее детальное их описание можно найти в.

Современные приложения выдвигают различные требования к пропускной способности абонентских кабелей и используют различную центральную рабочую частоту. В зависимости от типа линейного кодирования выбирается центральная рабочая частота. В качестве примера в табл. 2.6.1 представлены параметры центральной частоты и типа линейного кодирования, используемого различными приложениями.

Таблица 3.1. Основные параметры приложений, использующих абонентский кабель.

Приложение	Скорость передачи, Мбит/с	Метод кодирования	Рабочая частота, МГц
ISDN BRI	0,16	2B1Q	0,04
IBM System 3X	1,0	Manchester	0,75
IBM System 3270	2,35	Manchester	1,76
Wang VS/OIS	4,27	Manchester	3,2
IBM Token Ring	4,0	Manchester	3,0
IBM Token Ring	16,0	Manchester	12,0
Ethernet	10,0	Manchester	7,5
TP-PMD	125,0	MLT-3	31,25
ATM	155,0	TBD	73,0

Стандарт TIA TSB-67

В настоящее время основной концепцией построения абонентских кабельных сетей является концепция структурированных кабельных систем. Широкое распространение получила практика построения СКС на основе использования кабелей 5-й категории, поскольку кабельные системы этой категории позволяют реализовывать высокоскоростные сетевые приложения вплоть до персонального компьютера. Для удостоверения в высокоскоростных свойствах каждого канала категории 5 в кабельной системе необходимо тестировать рабочие характеристики в полевых условиях.

Спецификации стандарта TIA TSB-67 полевого тестирования определяют функции тестирования, конфигурации и минимально необходимую точность измерений полевого тестера для сертификации кабельной системы на соответствие требованиям категории 5 в полевых условиях. Стандарт TSB-67 определяет два уровня точности измерений и параметры конструкции измерительных приборов, необходимые для соответствия общим требованиям к точности измерений. Спецификации, содержащиеся в Приложении А к TIA TSB-67, определяют математическую модель соотношения между полной точностью измерений полевого тестера и показателями погрешности измерений инструмента. Используя эту модель можно получить точность измерений полевого тестера на основании данных измерений, проведенных в лабораторных условиях.

Стандарт TIA TSB-67 был принят в сентябре 1995 г. Он касается спецификаций полевого тестирования рабочих характеристик инсталлированных кабельных систем, спроектированных в соответствии с TIA/EIA-568-A.

В качестве основных компонентов тестирования стандарт TSB-67 определяет сети, построенные на основе неэкранированной (UTP) и экранированной (ScTP) витых парах (за исключением экрана и элементов системы заземления).

В стандарте определены:

- методы тестирования;
- интерпретация результатов тестирования;
- критерии оценки результатов тестирования
- характеристики полевых кабельных тестеров.

Тестирование проводится на соответствие требованиям к неэкранированным кабелям категорий 3, 4 и 5.

Описание параметров измерений и критериев оценки результатов в стандарте TSB-67 основано на использовании нескольких моделей структурированной абонентской сети. В стандарте определены нормы на тестирование канала и базовой линии.

Модель канала по стандарту TSB-67 представлена на рис. 2.6.1. Канал включает все элементы базовой линии, а также кроссировочные переключки, патч-корды и аппаратные кабели, за исключением точек подключения на обоих концах. Кабели A и B - патч-корды, с помощью которых пользователь подключает активное оборудование к системе. Следует особо отметить, что эти шнуры не являются и не могут являться шнурами тестирующего оборудования - это должны быть реальные пользовательские шнуры.

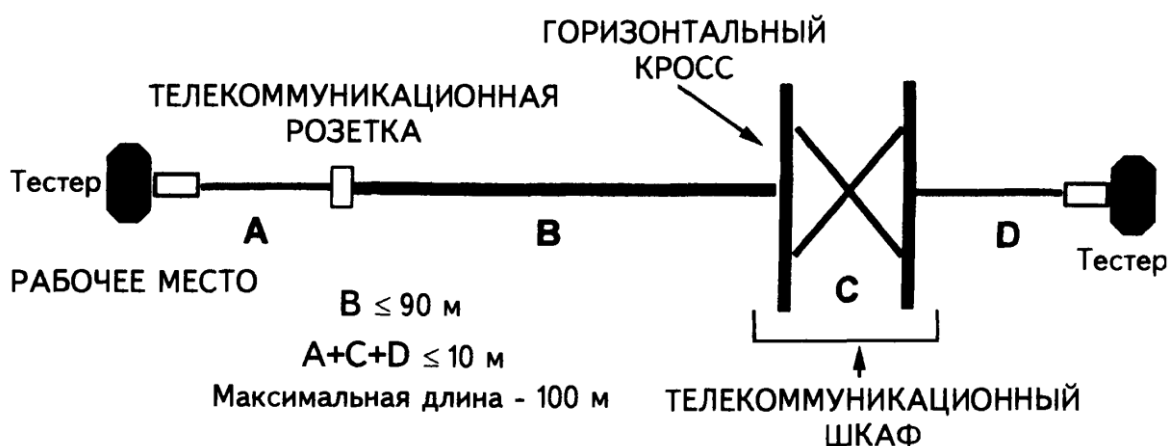


Рис. 3.8. Модель канала в стандарте TSB-67.

Разъемы на концах аппаратных шнуров не включаются в модель канала. Они считаются частью тестера. Такие разъемы обычно представляют собой 8-позиционные модульные узлы (разъемы) вилка/гнездо.

Для определения модели канала необходимо знать суммарные рабочие характеристики всех компонентов между хабом и компьютером для уверенного прогнозирования качества

связи от одного конца до другого. Когда заранее неизвестна конфигурация рабочих мест, применяется модель базовой линии.

Второй моделью, используемой в стандарте, является модель базовой линии (рис. 3.9). Базовая линия представляет собой минимальную линию, имеющую только по одному разъему на каждом конце, в то время как канал - по два. Кроме того, базовая линия может иметь длину не более 94 м, а канал не может быть длиннее 100 м. Как следствие, значения затухания и потерь NEXT у канала хуже, чем у базовой линии.

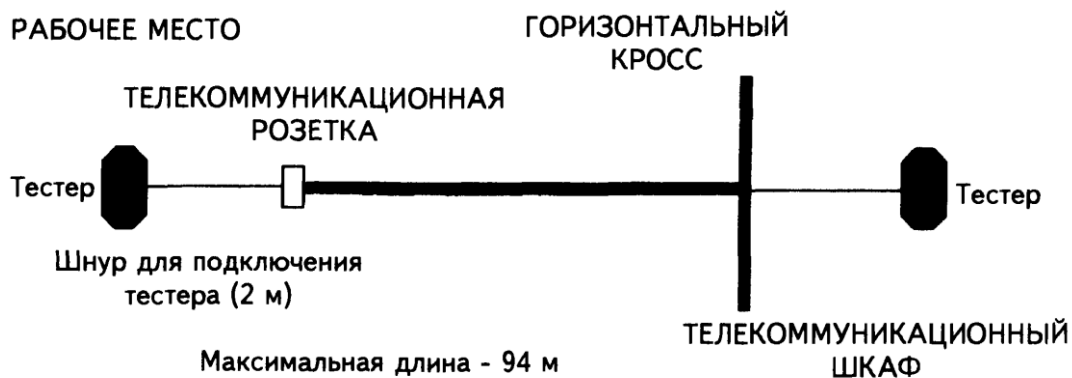


Рис. 3.9. Модель базовой линии в стандарте TSB-67

В соответствии с требованиями TSB-67 обязательному тестированию подлежат следующие параметры:

- схема разводки;
- длина;
- затухание;
- потери NEXT.

В технической литературе, посвященной технологии измерений кабелей СКС, рассматривался вопрос о тестировании уровня экранированности пары. Распространенный в настоящее время подход к созданию структурированных кабельных сетей на основе использования экранированной витой пары не решает вопросов, связанных с интерференцией между парами и с внешними источниками ЭМИ. Как показано в сам по себе экранированный кабель не обеспечивает невосприимчивости к шуму. При анализе интерференции с внешними источниками ЭМИ следует рассматривать внешнее экранирование всей линии, так как безобидные на первый взгляд соединения могут оказывать значительное влияние на эффективность экранирования. Кроме того, поддерживать высокое качество экрана в каждой точке - дорогое удовольствие и разработчик системы должен найти компромисс между требованиями, предъявляемыми к системе, учитывая рабочие характеристики EMC, а также стоимость компонентов и обслуживания системы. Можно констатировать, что при использовании

обычных кабельных конфигураций, неэкранированный кабель полностью способен обеспечивать такой же уровень устойчивости к шуму, как и экранированный кабель.

Схема разводки, анализ длины кабеля, трассировка и кроссирование кабелей

При проверке физического контакта на каждом конце кабеля определяются открытые концы, короткое замыкание, перекрещенные проводники, разбитые пары, реверсированные пары и прочие ошибки в схеме разводки (рис. 3.10). Схема разводки должна быть одинаковой для всех конфигураций (базовая линия и канал).

Длина кабеля рассчитывается на основе маркеров длины, нанесенных на кабель; максимальная физическая длина базовой линии - 94 м; максимальная физическая длина канала - 100 м. Электрическая длина определяется на основе времени задержки прохождения сигнала по паре проводников, когда измерения выполняются с помощью ТВК; либо на основе номинальной скорости распространения сигнала по тестируемой паре.

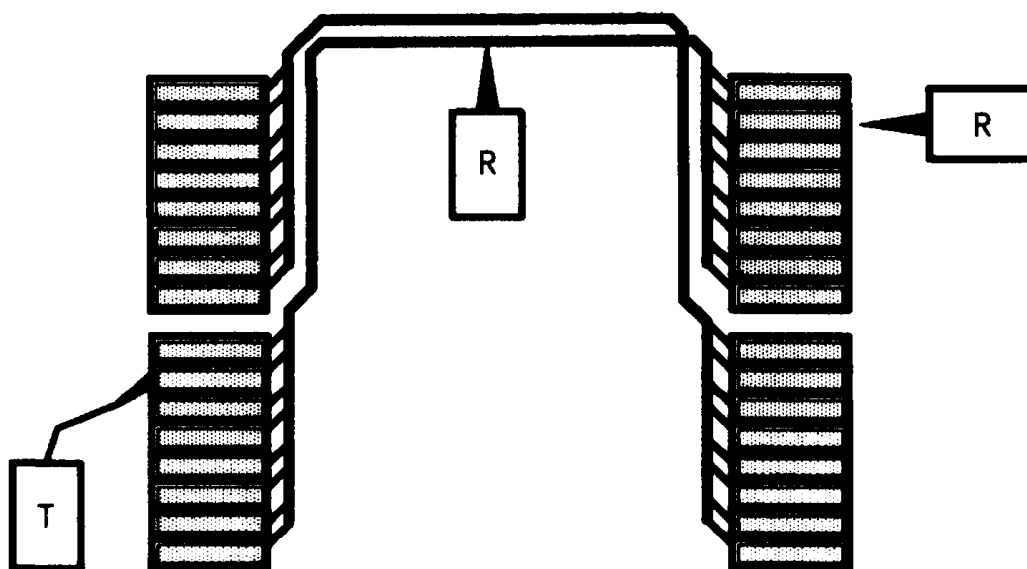


Рис. 3.10. Трассировка кабеля через кросс

На этапе пусконаладочных работ, а также в процессе проведения приемосдаточных испытаний описанных выше параметров достаточно. При проведении ремонтных и профилактических работ к перечисленным параметрам добавляется также группа измерений, связанных с трассировкой абонентского кабеля по пути его залегания, а в случае использования абонентского кабеля между кроссами - измерений кроссирования кабеля (повторного кроссирования, восстановления кроссирования и т.д.). Эти измерения непосредственно в стандарт TSB-67 не входят, поскольку он ориентирован на создание локальных вычислительных сетей, однако измерения этой группы отражают специфику использования СКС как концепции построения современной абонентской кабельной сети.

Технологии эксплуатационных измерений абонентских кабельных сетей направлены на повышение эффективности прокладки, замены и перекроссировки абонентских кабелей. В последнее время в области оптимизации технологии эксплуатационных измерений появилось значительное количество новинок, которые занимают промежуточную нишу между измерительными приборами и инструментарием. В основном это касается трассировки и кроссирования кабелей. Под трассировкой понимается комплекс измерений для определения трассы кабеля, под кроссированием - организация правильных соединений кабелей в кроссах.

Рассмотрим некоторые наиболее распространенные методы трассировки и кроссирования абонентских кабелей.

Трассировка кабеля с использованием активной антенны

Первым важным измерением является трассировка кабеля с использованием пары передатчик - приемник с активной антенной. Схема использования такой пары представлена на рис. 2.6.4 слева. Передатчик подключается к паре на одном кроссе, а приемник с активной антенной используется для обнаружения кабеля. В связи с повышением требований к надежности каналов большинство операторов признает, что вмешательство в работающий канал является недопустимым. В связи с этим ряд фирм-производителей оснастили передатчики функцией предварительного высокоомного подключения к каналу с режимом прослушивания. В этом случае перед началом тестирования канал проверяется на отсутствие рабочего сигнала. При этом используется тот же передатчик, который затем будет использоваться для трассировки.

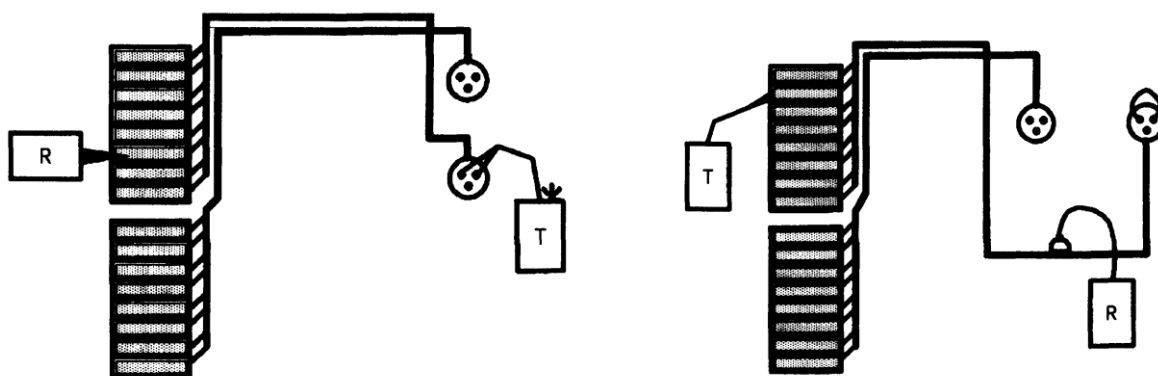


Рис. 3.11. Поиск пары в шкафу кросса (слева), трассировка кабеля по шлейфу (справа)

Аналогичные принципы измерений используются при анализе расположения кабеля в шкафу кросса при потере документации на абонентское кабельное хозяйство (рис. 2.6.4, справа). В этом случае передатчик Т подключается к розетке, а приемник R обеспечивает поиск места пары в шкафу. Если измерить все розетки, то можно возобновить или проверить кроссовую документацию.

Трассировка кабеля возможна также с помощью индуктивного датчика, если измерения проводятся со стороны кросса для определения всей трассы кабеля. В этом случае необходимо организовать шлейф из розетки и последовательно подключать передатчик к парам в шкафу до тех пор, пока индуктивный датчик не идентифицирует сигнал (рис. 2.6.4).

Трассировка особенно существенна для эффективного поиска кабелей в соединительной муфте или распределительной коробке при подключении дополнительных телефонных розеток (рис. 3.12).

Для трассировки кабеля, по которому передается рабочий сигнал, используется неинтерферирующий метод, представленный на рис. 3.13, согласно которому сигнала подается в пару земля-кабель.

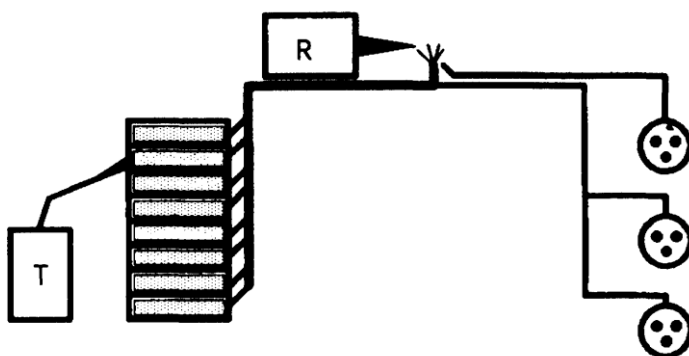


Рис. 3.12. Использование активной антенны для поиска распределительных коробок

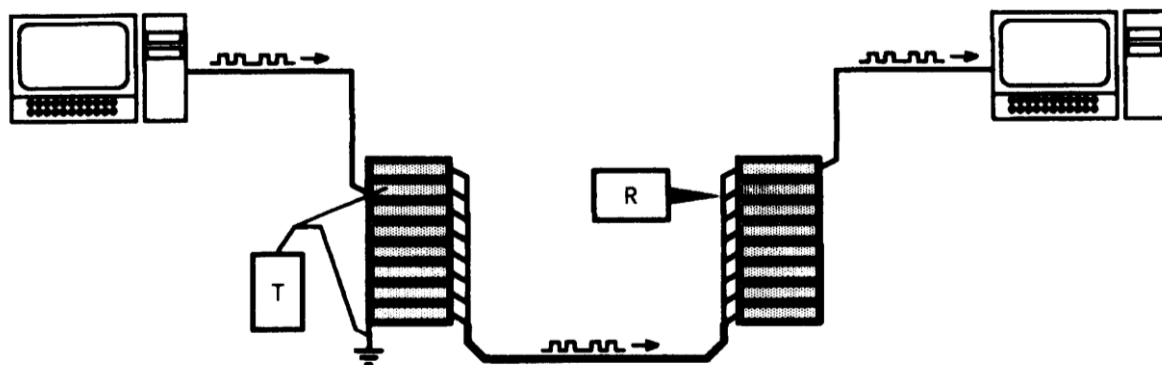


Рис. 3.13. Трассировка с использованием неинтерферирующего метода.

Измерения, связанные с кроссированием кабелей

Для наиболее оперативного и качественного кроссирования между двумя удаленными шкафами обычно используется специализированное оборудование, включающее в себя два или более двухканальных комплекта. Один канал используется для организации телефонной связи монтажников (связь по "холодной" паре), второй канал используется для кроссирования методом гальванического тестирования ("прозвонки"). Преимуществом такого метода по сравнению с простой "прозвонкой" является наличие связи в процессе кроссирования. На

рис. 3.14 представлены основные измерения при организации кроссирования. Наушники на рисунке показывают наличие аудиосигнала и речевой связи через гарнитуру, а сам тестовый комплект используется для аудио и световой сигнализации обнаружения кабеля.

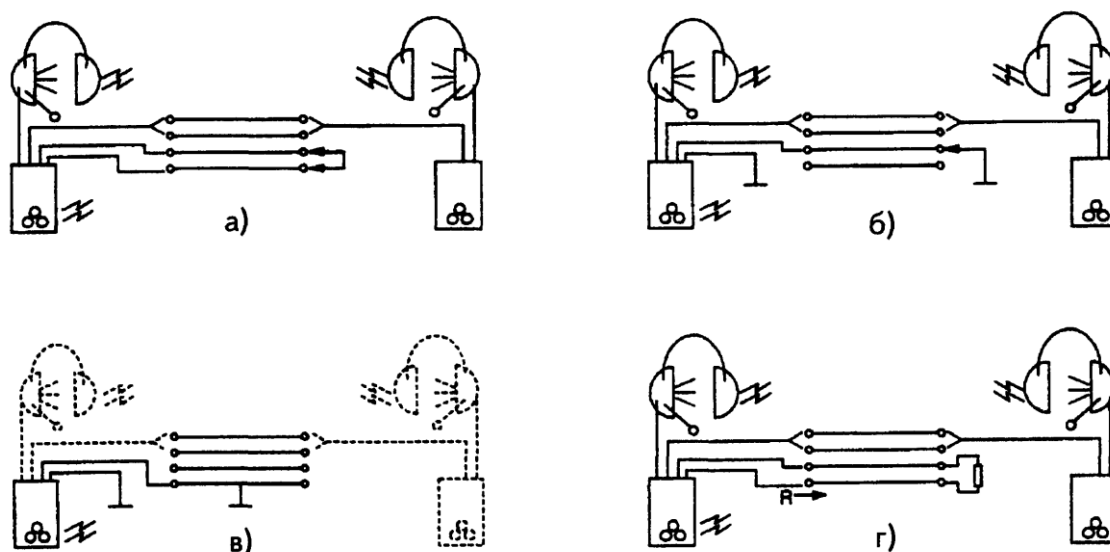


Рис. 3.14. Измерения, связанные с кроссировкой кабелей

Существует несколько методов организации кроссирования. Первый метод (рис. 3.14 а) состоит в шлейфовом кроссировании по парам. При этом один монтажник обеспечивает шлейф, а другой отыскивает положение пары со шлейфом в шкафу. Второй метод (рис. 3.14 б) предполагает пошаговый анализ по одному проводу. В этом случае один монтажник (справа) заземляет тестируемый провод, второй монтажник (слева) заземляет один из тестовых контактов измерителя и использует другой для поиска заземленного провода. Однако при этом любой заземленный провод может быть ошибочно принят за искомый. В процессе кроссирования могут также проводиться измерения заземления кабелей (рис. 3.14 в), а также анализ сопротивления линии или оконечных устройств (рис. 3.14 г).

Измерения абонентских кабелей при внедрении аппаратуры "последней мили". Анализ пригодности абонентского кабеля для установки аппаратуры "последней мили".

Наиболее трудной группой задач, встречаемой в современной практике использования абонентских кабелей, является их анализ на предмет возможности использования для передачи цифровой информации методами технологии "последней мили" (xDSL). Именно эта группа задач определяет современную специфику измерений абонентских кабелей. Высокий рост популярности услуг Интернет в последнее время приводит к необходимости создания сетей передачи данных на уровне местных сетей. В то же время строить такие сети на основе

волоконно-оптического кабеля не всегда эффективно. Операторы склонны использовать уже проложенные металлические кабели для организации каналов абонентского цифрового доступа. Технологии «последней мили» предъявляют повышенные требования к параметрам абонентского кабеля, которые значительно отличаются от параметров кабеля, используемого в обычной телефонной сети (см табл. 3.2). В результате вопрос о пригодности существующего кабельного хозяйства для развертывания услуг цифрового абонентского доступа можно по праву назвать одним из самых существенных для операторов местной связи.

Таблица 3.2. Требования к параметрам абонентского кабеля «последней мили»

Технология	ISDN	HDSL1	HDSL2	ADSL	ISL	SDSL	VDSL
Количество пар	1	2	3	1	1	1	1
Скорость передачи, кбит/с	144	2048	2048	До 9000	160	784	52800
Максимальная длина кабеля, км	5,9	5,9	3,9	5,9	5,9	3,9	1,5
Допустимое количество неоднородностей	0	0	0	0	0	0	0
Максимальное сопротивление шлейфа, Ом	1300	900	900	1300	1300	900	325
Максимальный уровень затухания, дБ	39	39	35	Перем	39	35	Перем
Частота измерения затухания, кГц	40	150	196	–	40	196	–
Используемый фильтр IEEE743	E	F	F	G	Н/д	Н/д	Н/д
Уровень балансировки пары	–40	–40	–40	–40	–40	–40	Н/д
Уровень переходного затухания	–65	–65	–65	–65	–65	–65	Н/д

Положение операторов осложняется тем, что рынок оборудования "последней мили" развивается в последнее время очень динамично. В настоящее время на рынке широко представлены несколько вариантов технологии xDSL и ISDN, несколько крупных фирм-производителей и широкая номенклатура моделей, количество которых постоянно растет. В результате оператор вынужден выбирать не только оборудование, но и технологию цифрового абонентского доступа (xDSL). Учитывая отечественную специфику абонентского кабельного хозяйства, использование зарубежного опыта для стандартизации параметров пригодности кабелей при внедрении аппаратуры "последней мили" практически исключено. Таким образом отечественный оператор должен проводить собственные изыскания.

Рассмотрим типовую задачу подготовки и внедрения аппаратуры "последней мили" на сети гипотетического оператора местной связи.

Общая концепция измерений для внедрения технологии "последней мили"

Для оптимального внедрения аппаратуры "последней мили" оператор должен ответить на следующие важные вопросы:

- Каковы реальные параметры проложенных абонентских кабелей и позволяют ли они внедрить на сети технологию "последней мили"?
- Какая технология является предпочтительной на сети?
- Какое оборудование может эффективно функционировать на сети?
- Какая модель оборудования может дать наибольшую эффективность?
- Какое влияние на сеть окажет системное внедрение оборудования "последней мили"?

Только последовательные ответы на перечисленные вопросы позволят гарантировать высокие параметры качества в сети.

Исходя из перечисленных вопросов может быть построена общая концепция измерений, необходимых для системного внедрения аппаратуры абонентского цифрового доступа. Под системным внедрением понимается внедрение аппаратуры в рамках единого проекта на всей сети или ее участке. Следует отметить, что описанные ниже решения в полной мере могут быть реализованы при внедрении аппаратуры на сети крупного оператора местной связи. При внедрении оборудования "последней мили" на сети среднего или малого оператора может быть эффективно использована часть технических решений.

Общая концепция измерений абонентских кабелей на сети оператора представлена на рис. 3.15.

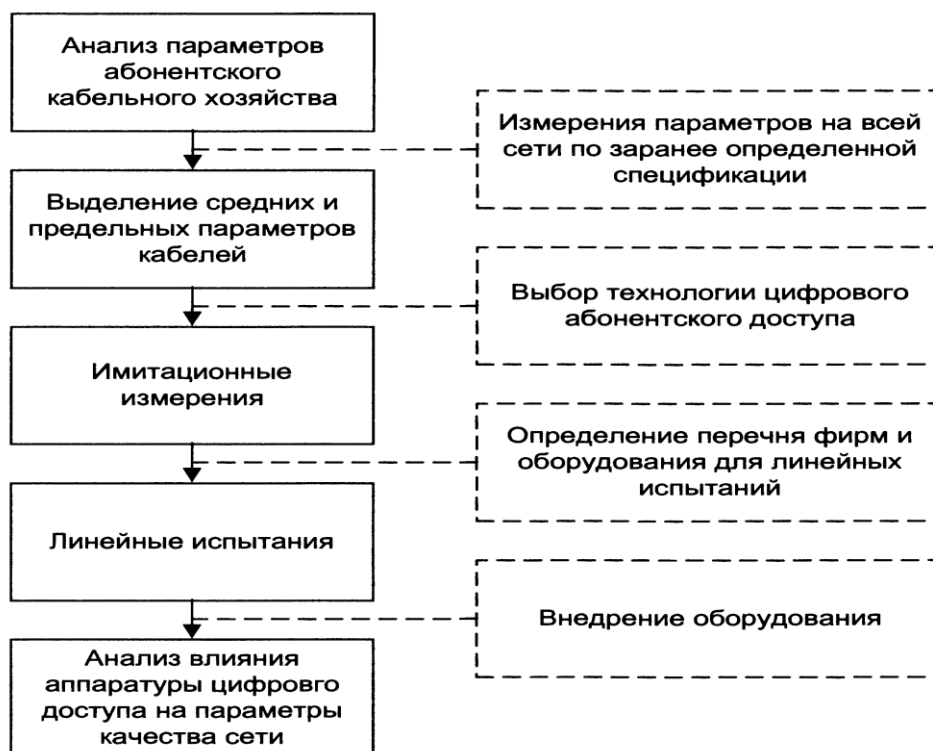


Рис. 3.15. Схема последовательности измерений при выборе и внедрении оборудования "последней мили"

Рассмотрим подробно задачу внедрения аппаратуры "последней мили" на сети среднего или крупного оператора местной связи. Объективной целью, преследуемой оператором, является организация услуг цифрового абонентского доступа. Современный рынок предлагает большое количество устройств "последней мили", которые могут помочь в решении этой задачи. Выбрать технологию, фирму-производитель и модель методом проведения линейных испытаний практически невозможно, поскольку для каждой модели необходимо проведение линейных испытаний в различных участках сети. Использование измерительной техники позволяет значительно оптимизировать этот процесс.

Как показано на рис. 3.15 решение задачи необходимо начать с анализа основных параметров существующей абонентской кабельной сети. Для этого выполняются измерения, характерные для анализа кабеля для «последней мили». Оператор получает данные о средне-статистических и предельных значениях основных параметров абонентских кабелей на сети.

По этим данным уже можно сделать выбор технологии цифрового абонентского доступа. Например, анализ АЧХ и ГВЗ в полосе 300 кГц - 2 МГц однозначно позволяет сделать вывод о пригодности существующей кабельной сети для развертывания технологии ISDN, xDSL и т.д. Вполне может оказаться, что ни одна из современных технологий не может быть с успехом использована для организации цифрового абонентского доступа. В этом случае проект использования технологии "последней мили" резонно закрыть и начать модернизацию абонентской кабельной сети на основе использования волоконно-оптических кабелей или витой пары. Таким образом, на основании данных о параметрах абонентского кабеля делается выбор технологии абонентского доступа.

Вторым этапом является имитация среднестатистических и предельных параметров абонентского кабеля на комплексном имитирующем стенде. Наличие такого стенда позволяет значительно сократить время проведения тестирования оборудования выбранной технологии. В результате выбирается несколько фирм-производителей, оборудование которых в лабораторных условиях устойчиво работает на имитируемом кабеле. Для этого оборудования проводятся линейные испытания на различных участках сети, в результате по данным практического использования оборудования делается вывод о наиболее предпочтительном оборудовании.

Использование имитационного стенда позволяет значительно оптимизировать процесс выбора оборудования, так как значительно сокращает время предварительного тестирования. В качестве иллюстрации на рис. 3.16 показан процесс выбора оборудования методом линейных испытаний и методом имитационных измерений. Как видно из рисунка, в случае разветвленной сети (крупные и средние операторы местной связи) использование имитационно-

го стенда может обеспечить сокращение как количества необходимых линейных испытаний, так и измерительного оборудования в десятки раз.

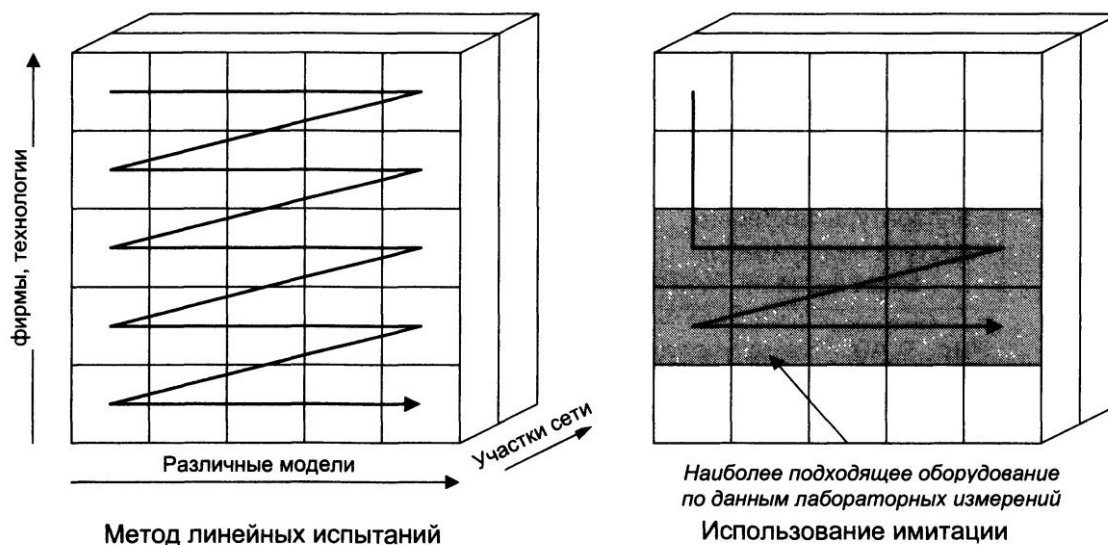


Рис. 3.16. Выбор оборудования методом линейных испытаний и методом с имитацией параметров

Последним этапом организации измерений является анализ влияния уже установленного в опытной зоне оборудования на параметры телефонной сети (как отмечалось выше, наличие специфических перекрестных помех, нарушение работы сети абонентского радиовещания, сети часофикации и т.д.)

Методы измерения параметров существующей абонентской сети

Основными параметрами абонентской линии, существенными для организации цифрового абонентского доступа, являются:

- импеданс линии (включая сопротивление, емкость и индуктивность);
- затухание в канале;
- длина кабеля;
- АЧХ и ГВЗ абонентского канала (полоса пропускания);
- переходное затухание на ближнем конце (NEXT);
- шумовые характеристики канала;
- возвратные потери и коэффициент отражения;
- импульсные характеристики помех в кабеле;
- задержка в распространении сигнала;
- отношение затухания к переходному затуханию;
- параметр скрутки;
- полярность жил в кабеле;
- параметры, связанные с локализацией неисправности в кабеле.

Как видно из данного перечня, это в целом согласуется с набором параметров обычного абонентского кабеля. Особенность связана только с новыми требованиями к нему, представленными в табл. 3.2.

В современной практике имеется три основных подхода к измерениям параметров абонентского кабеля: метод измерения АЧХ/ГВЗ, связанный с тональным тестированием канала; метод измерения импеданс-частотной характеристики кабеля; анализ рефлектограммы кабеля. Эти три подхода к организации измерений связаны с использованием различных групп измерительных приборов и являются эквивалентными на уровне анализа характеристики затухания в кабеле и ее равномерности.

Следует отметить, что методами рефлектометрии и анализа импеданс-частотной характеристики невозможно измерить все параметры, приведенные выше. Эти методы являются дополнительными к основному методу анализа АЧХ/ГВЗ и других параметров, связанных с тональным тестированием канала. Схема такого измерения представлена на рис. 3.17.

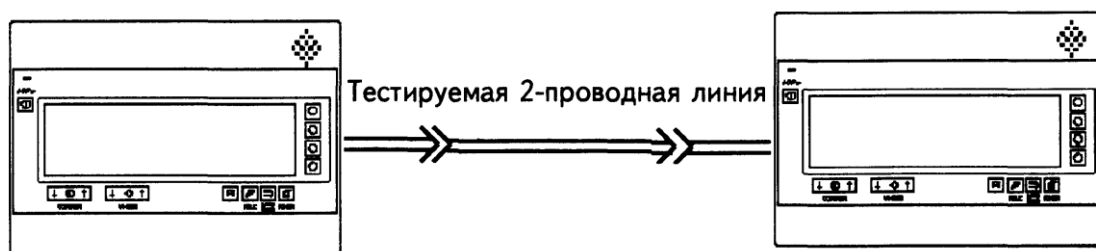


Рис. 3.17. Схема тонального тестирования с использованием двух анализаторов параметров ТЧ

Для проведения измерения используются два анализатора параметров каналов ТЧ с расширенной спецификацией тестов, позволяющих использовать их для анализа линий в диапазонах до 250-300 кГц или 2 МГц. Анализаторы помещаются по обоим концам тестируемой линии, затем проводится серия измерений по анализу АЧХ, ГВЗ, импульсных шумов и перекрестных помех в упомянутом диапазоне.

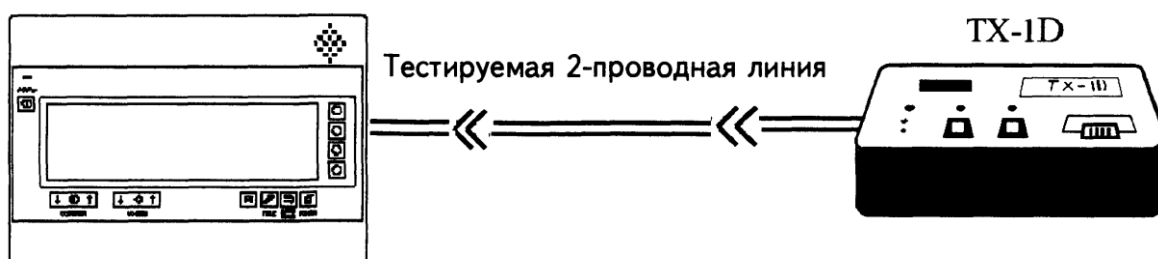


Рис. 3.18. Схема тонального тестирования с использованием анализатора параметров ТЧ и удаленного респондера.

В этой схеме необходимо использовать два анализатора с полными возможностями. Для оптимизации схемы и устранения упомянутого недостатка используются удаленные респондеры - приборы с неполными возможностями анализаторов. В частности в схеме, представленной на рис. 3.18, используется удаленный респондер TX-1D, представляющий собой широкополосный генераторный модуль анализатора и управляемый анализатором.

В заключении можно сказать что на сегодняшний день метрология кабельных сетей передач данных (а более конкретно – медных кабельных сетей) пережила второе рождение. Сейчас во главу угла ставится измерение параметров таких сетей и линий с точки зрения передачи высокоскоростных цифровых потоков на небольшие расстояния. Т.к. медные линии уже полностью вытеснены из сегмента магистральных линий волоконно-оптическими линиями связи (ВОЛС), то они используются, в основном, для подвода линии к конечному потребителю. Подходы измерительной технологии сегодня являются достаточно адаптивными – как бы адекватными задачам и областям измерений, что является несомненным их плюсом.

ГЛАВА 4. ИЗМЕРЕНИЯ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

КЛАССИФИКАЦИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ СОВРЕМЕННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Системное и эксплуатационное измерительное оборудование

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

К *системному* оборудованию относится измерительное оборудование, обеспечивающее настройку сети в целом и ее отдельных узлов, а также последующий мониторинг состояния всей сети.

Данный класс оборудования называется системным, потому что имеет широкие возможности интеграции в измерительные комплексы, сети измерительных приборов и входит в качестве подсистем в автоматизированные системы управления связью (TMN - Telecommunications Management Networks).

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

Основным требованием для системного оборудования является максимальная функциональность прибора: его спецификация тестов должна удовлетворять всем существующим и большинству перспективных стандартов и методологий. В противном случае прибор не обеспечит полной настройки и оценки параметров сети или тестируемого устройства.

Таблица 4.1. Требования к измерительному оборудованию

Системное оборудование	Эксплуатационное оборудование
1. Функциональность тестов 2. Возможность интеграции в системы 3. Быстрота и легкость модернизации 4. Удобство эксплуатации 5. Надежность 6. Стоимость 7. Портативность	1. Портативность 2. Стоимость 3. Надежность 4. Удобство 5. Функциональность тестов

Возможность интеграции в системы измерительного оборудования и интеграции с вычислительными средствами и сетями передачи данных также существенно в условиях создания TMN, куда должны быть включены и измерительные устройства.

Требование модернизируемости важно в силу быстрого развития технологии и принятия новых стандартов.

Удобство работы занимает лишь 4-е место. Имеется ряд многофункционального системного оборудования с «недружественными» интерфейсами. Это требует от специалиста долгого изучения средства измерения, что далеко не всегда эффективно.

Стоимость для системного оборудования не является первичным критерием выбора, поскольку для приборов этого класса стоимость находится в прямой зависимости от функциональности. Портативность для этого класса оборудования не требуется.

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

Также необходимо отметить, что, учитывая общую тенденцию к миниатюризации в современной электронной промышленности, системное оборудование становится все более портативным, а эксплуатационное - все более функциональным.

Измерения в различных частях современной системы электросвязи

В основе системы электросвязи лежит первичная сеть, включающая в себя направляющую системы распространения сигнала (электрический кабель связи (ЭКС), оптическое волокно (ОВ), радиозфир или радиочастотный ресурс) и аппаратуру передачи сигнала, обеспечивающую создание типовых каналов и трактов первичной сети, которые используются для передачи информации.

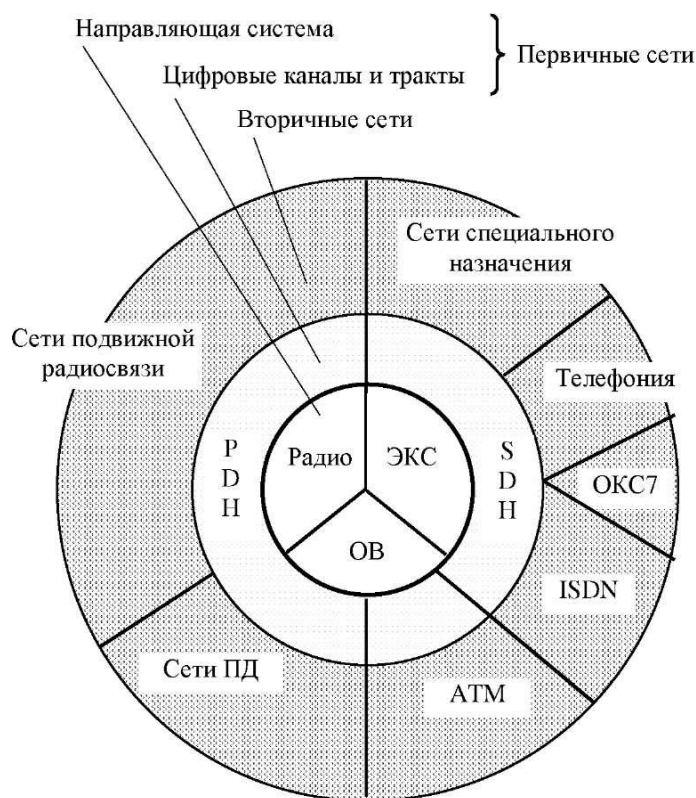


Рис. 4.1. Структурная схема цифровой системы электросвязи

Среда распространения сигнала используется для создания типовых трактов первичной сети. Так, например, цифровая первичная сеть может строиться на основе принципов PDH или SDH.

Типовые каналы и тракты первичной сети используются различными вторичными сетями: сетями цифровой телефонии, цифровыми сетями с интеграцией служб (ISDN - Integrated Service Digital Networks), сетями на основе асинхронного режима передачи данных (ATM), сетями передачи данных (ПД) на основе использования таких протоколов, как Frame

Relay, X.25 и т.д., сетями сотовой радиосвязи и транкинга, а также сетями специального назначения: сеть диспетчерской связи, оперативного и технологического управления, селекторных совещаний и т.д.

Группы измерений, характерные для вторичных сетей связи

Большое значение протокола ОКС7 как современной концепции сигнализации сети общего пользования требует отдельного рассмотрения в плане технологии измерений. Технология АТМ отличается тем, что она охватывает не только вторичную сеть, но и частично первичную.

В соответствии с представленной структурой может быть рассмотрена следующая классификация измерительных решений.

Первый уровень измерений - измерение параметров и характеристик направляющей системы передачи сигнала.

Второй уровень измерений - измерения цифровых трактов первичной сети.

Третий уровень - измерения на вторичных сетях связи.

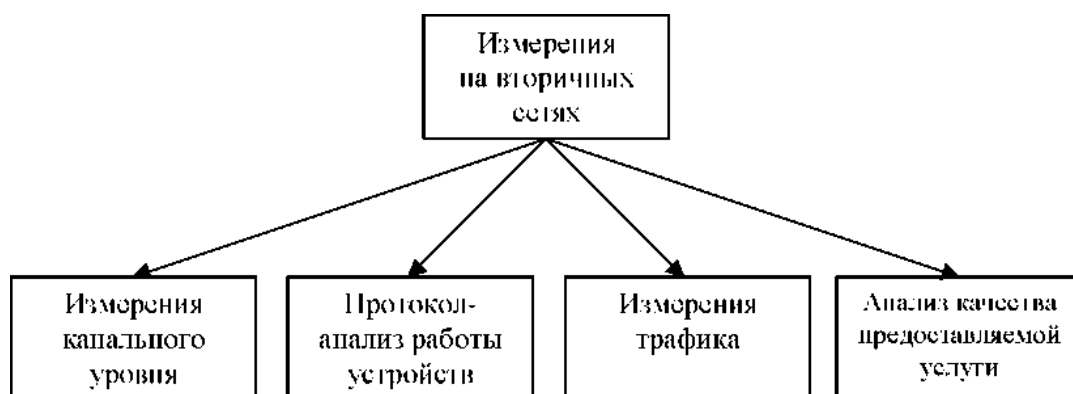


Рис. 4.2. Основные группы измерений на вторичных сетях связи

Группа измерений канального уровня включает в себя измерения интерфейсов с первичной сетью, характеристик каналов вторичных сетей и пакетной структуры передаваемой информации. Как правило, эта группа измерений относится к измерениям на первичной сети.

Группа измерений, связанная с анализом протоколов едины для всех вторичных сетей с учетом, что для организации взаимодействия устройств сети используются различные

протоколы сигнализации. Поэтому для анализа корректной работы устройств и выявления возможных противоречий в их работе необходим логический протокол - анализ работы узлов сети.

Отдельно от группы измерений протокол-анализа стоят измерения, связанные с имитацией трафика. Эти измерения необходимы для анализа способности сети связи передавать и коммутировать заданную нагрузку трафика.

Изменения параметров качества предоставляемых услуг являются довольно разнородными для разных вторичных сетей. Часто эти измерения рассматриваются в случае, когда предоставляемая услуга связана непосредственно с системой связи (например, создание аналоговых абонентских линий сетью цифровой телефонии).

Все перечисленные измерения реализуются с использованием системного или эксплуатационного оборудования, применение которого зависит от задачи измерений, полноты спецификаций тестов и условий измерений.

МЕТОД ОБРАТНОГО РАССЕЙНИЯ

Назначение и область применения

- Контроль состояния оптических волокон (ОВ), выявление, определение характера и поиск дефектов ОВ.
- Измерение затухания ОВ на строительных длинах оптических кабелей (ОК), на отдельных участках волоконно-оптических линий передачи (ВОЛП), на длине регенерационного участка (РУ), на стыках ОВ.
 - Измерение коэффициента затухания ОВ.
 - Измерение расстояний до мест соединений ОВ и оценки качества стыков.
 - Измерение характеристики обратного рассеяния ОВ и привязки ее к трассе прокладки ОК при паспортизации РУ ВОЛП.

Метод обратного рассеяния применяется на всех этапах строительства и эксплуатации ВОЛП:

- При входном контроле.
- В процессе монтажа муфт ОК.
- При приемо-сдаточных измерениях и паспортизации РУ ВОЛП.
- Для непрерывного контроля состояния ОВ в процессе эксплуатации ВОЛП.
- При выполнении измерений в процессе аварийно-восстановительных работ (АВР).
- Для поиска мест повреждений.

Основные положения

В основе метода лежит явление обратного Рэлеевского рассеяния.

Основные факторы формирования потока обратного Рэлеевского рассеяния:

- флуктуации показателя преломления сердцевины вдоль волокна;
- отражения от рассеянных и локальных неоднородностей.

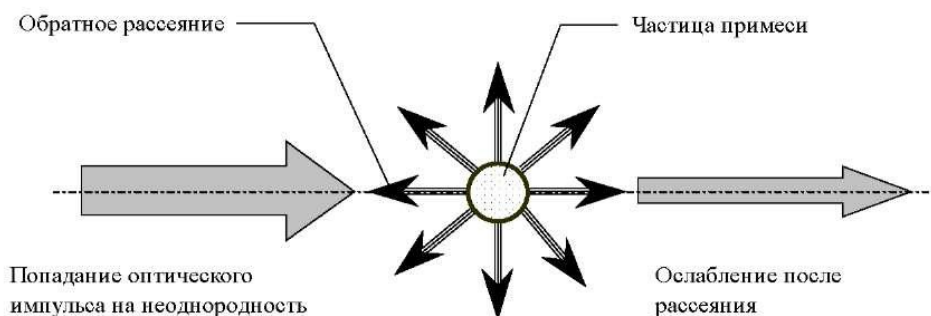


Рис. 4.3. Формирование потока обратного рассеяния

Мощность обратно рассеянного потока $P_S(t)$, измеренная в точке ввода оптических импульсов в ОВ с некоторой задержкой t относительно момента посылки зондирующего импульса, определяется мощностью обратного рассеяния в точке ОВ, расположенной на расстоянии от места измерения, равном:

$$x = v_g t / 2$$

где v_g - групповая скорость распространения оптического импульса.

$$v_g = \frac{c}{n_g}$$

c - скорость света;

n_g - групповой показатель преломления.

В первом приближении мощность обратно рассеянного потока $PS(t)$ равна

$$P_s = \frac{P_0 \Delta t S a_d}{2} \exp(-\alpha v_g t)$$

где P_0 - максимальное (пиковое) значение амплитуды зондирующего импульса в точке ввода;

Δt - длительность зондирующего импульса;

S, a_d - параметры Рэлеевского рассеяния.

α - коэффициент затухания оптического волокна дБ/км;

v_g - групповая скорость.

S - параметр обратного Рэлеевского рассеяния, равный отношению обратно рассеянной мощности в некоторой точке ОВ ко всей рассеянной мощности в этой точке:

$$S = \frac{P_s(x_i)}{\sum_{j=0}^i P_s(x_{N-1})}$$

Параметр S определяется свойствами ОВ (форма профиля, апертура и пр.).

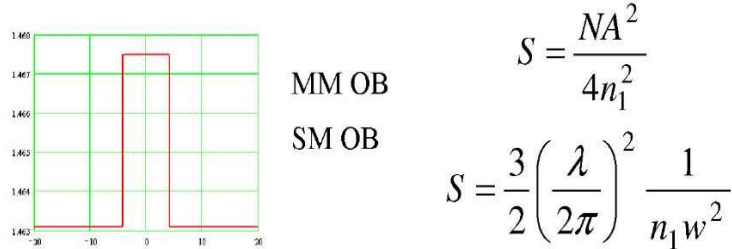


Рис. 4.4. Ступенчатый профиль показателя преломления

Параметр Рэлеевского рассеяния α_d , равный отношению мощности, рассеянной в некоторой точке ОВ, к падающей оптической мощности в эту же точку:

$$\alpha_d = \frac{P_s(x_i)}{P(x_i)}$$

Мощность обратного рассеяния прямо пропорциональна параметрам зондирующего импульса на вводе ОВ P_0 и Δt , параметрам ОВ α_d и S и экспоненциально зависит от затухания α и групповой скорости v_g ОВ. В свою очередь, v_g обратно пропорциональна групповому показателю преломления ОВ.

Часто используется понятие коэффициент обратного рассеяния k :

$$k = \frac{1}{2} S \alpha_d$$

Тогда мощность потока обратного рассеяния определяется по формуле:

$$P_s(t) = k P_0 \Delta t * \exp(-\alpha v_g t)$$

Таким образом, зависимость уровня мощности обратного рассеяния от времени $p_s(t)$ – линейная,

$$p_s(t) = 10 \log(P_s(t)) = C - \alpha x$$

и разность уровней обратно рассеянной мощности, измеренных на ближнем конце в моменты времени t_1 и t_2 , есть затухание ОВ на соответствующем участке линии.

$$p_s(t_1) - p_s(t_2) = \alpha(x_2 - x_1) = \alpha_{12}$$

где

$$x_1 = \frac{v_g t_1}{2}, \quad x_2 = \frac{v_g t_2}{2}$$

Коэффициент обратного рассеяния k изменяется вдоль волокна случайным образом:

- флуктуации показателя преломления
- флуктуации геометрических параметров ОВ

Т.е. на однородных участках (участках, не содержащих макро неоднородности - соединения, микротрещины сердцевины, изгибы, радиус которых меньше допустимого) волокно является квазирегулярным.

В этом случае реальная зависимость $p_s(t)$ флуктуирует около некоторой прямой, тангенс угла наклона которой к оси абсцисс непосредственно равен коэффициенту затухания волокна α .

При наличии в линии неоднородностей, отражающих свет, образуется поток Френелевского отражения. Измеренная на ближнем конце мощность $P_F(x_i)$ оптического излучения, отраженного в некоторой точке x_i , равна:

$$P_{Fi}(t) = cP_0\Delta t \exp(-2\alpha x_i) \quad t_i \leq t \leq t_i + \Delta t$$

$$P_{Fi}(t) = 0 \quad t_i + \Delta t < t$$

где $t_i = \frac{x_i}{2v_g}$;

x_i - расстояние до неоднородности;

Мощность потока Френелевского отражения на ближнем конце можно рассматривать как сумму:

$$P_F(t) = \sum_{i=1}^m P_{Fi}(t)$$

где m - количество неоднородностей на участке.

Коэффициент отражения, как правило, на несколько порядков больше коэффициента обратного рассеяния. Соответственно, в моменты времени

$$t_i \leq t \leq t_i + \Delta t$$

мощность потока обратного рассеяния пренебрежимо мала, по сравнению с мощностью потока отражения.

Очевидно, что, измеряя мощность обратного потока оптического излучения, поступающего на ближний конец ОВ, и анализируя ее изменения, можно получить оценки параметров исследуемой ВОЛП [3-9].

Измерения характеристик ОВ методом обратного рассеяния являются *косвенными*.

Искомая величина определяется в результате математической обработки результатов измерения мощности обратного потока оптического излучения.

Причем характеристики распространения оптического сигнала в прямом направлении определяют по изменениям мощности излучения распространяющегося в обратном направлении.

При этом предполагается, что параметры ОВ в прямом и обратном направлении идентичны.

Очевидно, что это условие выполняется с определенной погрешностью.

В общем случае измеряемую на ближнем конце ОВ мощность обратного потока можно представить в виде суммы мощностей обратно рассеянного потока, отраженного потока и мощности шума:

$$P(t) = P_S(t) + P_F(t) + P_N(t)$$

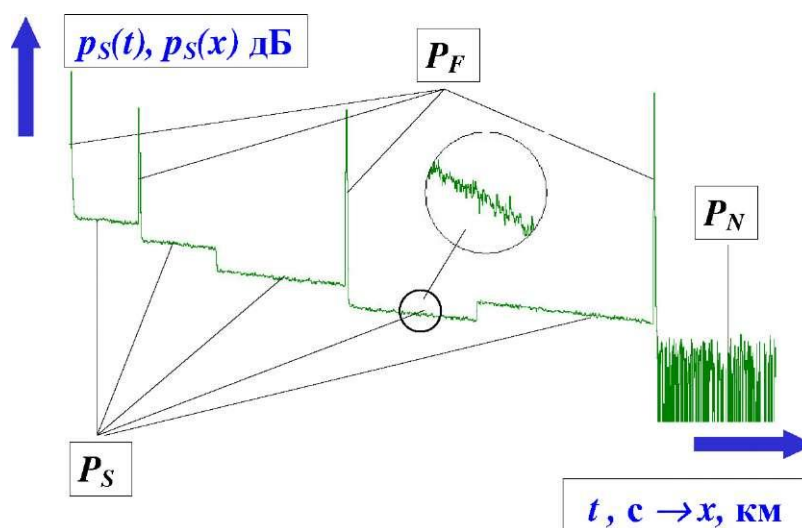


Рис. 4.5. Изменение мощности обратного потока

Мощность шума есть случайная функция, обусловленная совокупностью факторов.

Ряд составляющих шума не зависит от уровня мощности передаваемого оптического сигнала.

К ним относятся:

- тепловые шумы фотоприемника
- собственные шумы лазера.

Другие составляющие шума связаны с мощностью передаваемого сигнала:

- дробовой шум фотоприемника
- модовый шум
- шумы, обусловленные взаимодействием лазера с нерегулярным волокном

Результирующая мощность шума соизмерима с мощностью обратно рассеянного потока.

Это величины одного порядка.

Поэтому одна из основных проблем реализации метода обратного рассеяния - выделение полезного сигнала на фоне высокого уровня помех.

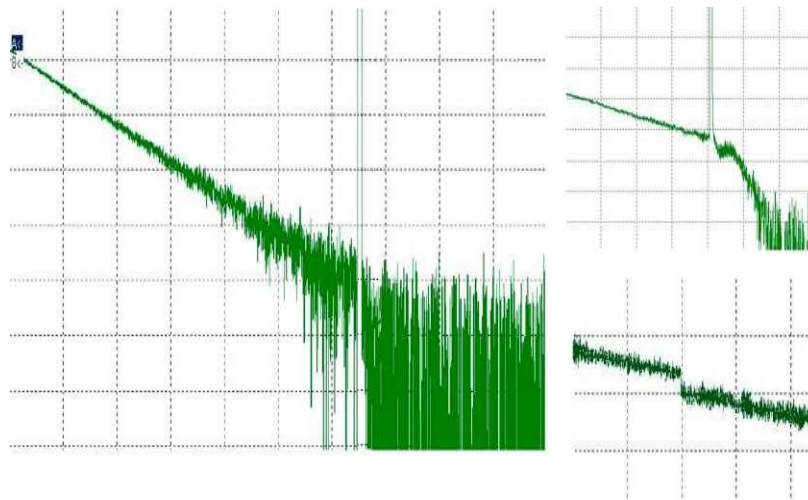


Рис. 4.6. Составляющие шума

Известны следующие способы реализации метода обратного рассеяния:

- **OCWR** (Optical Continuous-Wave Reflectometry) - метод обратного рассеяния на основе непрерывного излучения
- **OCDR** (Optical Coherence Domain Reflectometry) - интерферометрический метод обратного рассеяния
- **COTDR** (Correlation Optical Time Domain Reflectometry) - корреляционная рефлектометрия.
- **OFDR** (Optical Frequency Domain Reflectometry) - метод обратного рассеяния в частотной области.
- **OTDR** (Optical Time Domain Reflectometry) - метод обратного рассеяния во временной области.

Оптические рефлектометры обратного рассеяния (**OTDR - Optical Time Domain Reflectometer**), реализующие метод обратного рассеяния во временной области, являются основными средствами измерений при строительстве и эксплуатации ВОЛП.



Рис. 4.7. Оптические рефлектометры обратного рассеяния

В OTDR мощность принимаемого сигнала ограничена мощностью зондирующего импульса, которая пропорциональна его максимальному значению и длительности.

Это вынуждает в процессе работы искать компромисс между динамическим диапазоном, определяющим дальность действия, и разрешающей способностью, обеспечивающей оптимальное решение измерительной задачи.

Вместе с тем, данный способ реализации метода обратного рассеяния позволяет получать приемлемые результаты с удовлетворительным быстродействием.

Это и обеспечило широкое внедрение реализующих его средств измерений.

На сетях связи в основном нашли применение только **OTDR** и определители места обрыва волокна - **FF** (Fault Finder), работающие во временной области.

Перечисленные приборы являются основными средствами измерений для строительства и эксплуатации ВОЛП.

Оптический рефлектометр обратного рассеяния OTDR (Optical Time Domain Reflectometer)

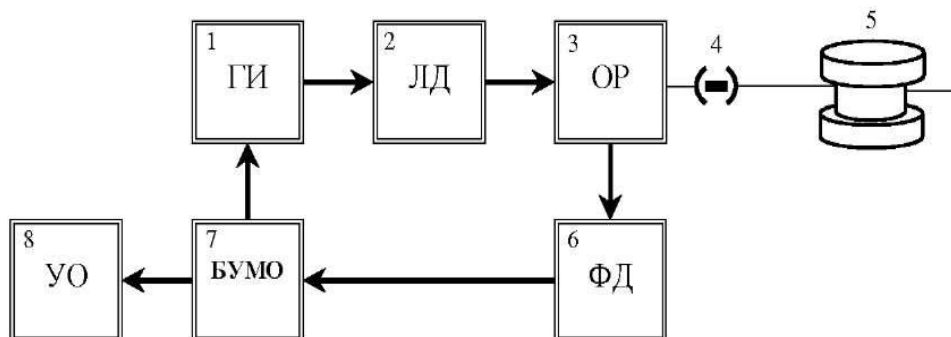


Рис. 4.8. Структурная схема OTDR

1 - генератор зондирующих импульсов (ГИ);

2 - источник оптического излучения (ЛД);

- 3 - оптический разветвитель (ОР);
- 4 - исследуемое волокно (ОВ);
- 5 - фотоприемное устройство (ФП);
- 6 - блок управления математической обработки (БУМО);
- 7 - устройство отображения (УО).

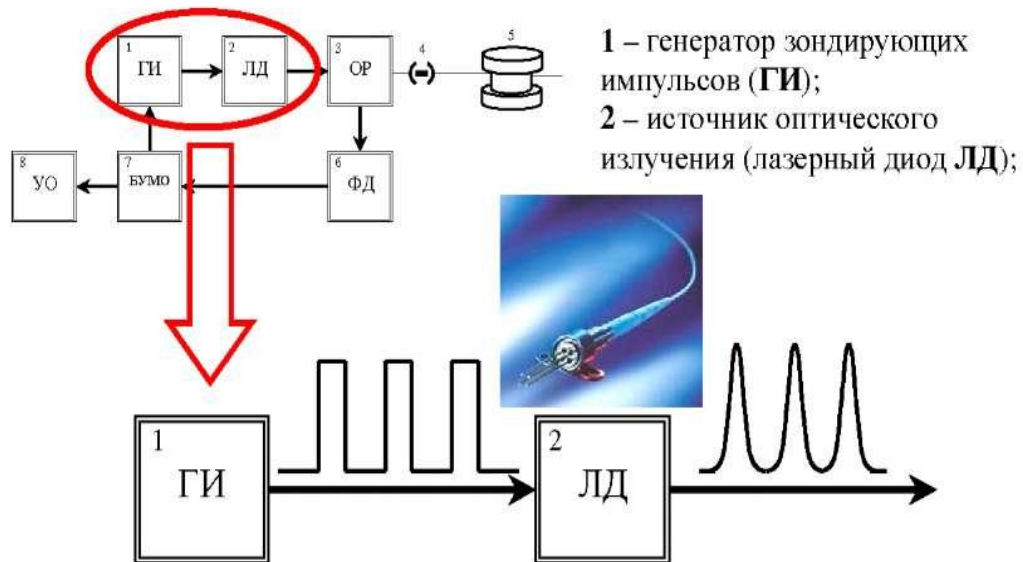


Рис. 4.9 - Структурная схема OTDR

ГИ (1) вырабатывает импульсы, которые затем преобразуются в ЛД (2) в оптические зондирующие импульсы путем модуляции оптической несущей по интенсивности.

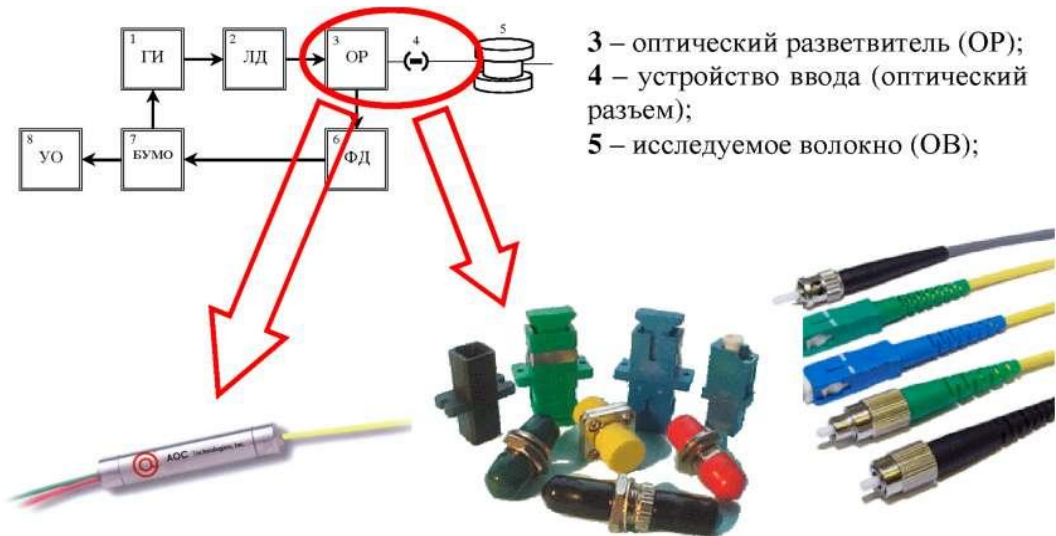


Рис. 4.10. Структурная схема OTDR

Зондирующие импульсы через ОР Y-типа (3), устройство ввода (оптический разъем 4) поступают в исследуемое ОВ (5).

Из-за флуктуаций показателя преломления сердцевины вдоль ОВ, отражений от рассеянных и локальных неоднородностей, распределенных по всей длине ОВ, возникает поток обратного рассеяния.

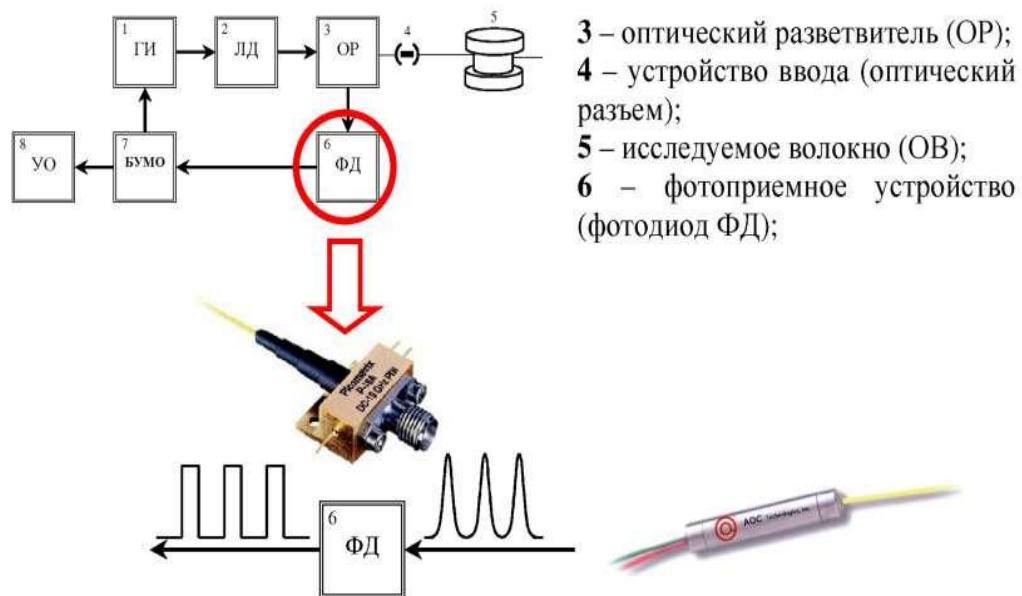


Рис. 4.11. Структурная схема OTDR

Поток обратного рассеяния через ОР поступает на вход чувствительного ФП, где преобразуется в электрический сигнал.

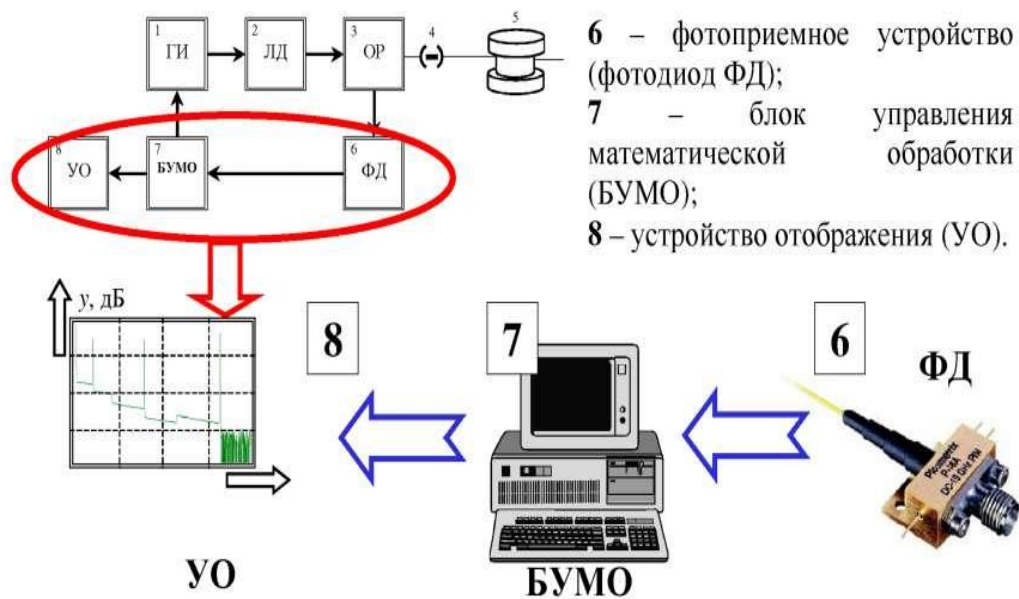


Рис. 4.12 - Структурная схема OTDR

Сигнал с выхода ФП после специальной обработки в БУМО подается в канал вертикального отклонения УО, вызывая соответствующие изменения характеристики по вертикальной оси Y. Вертикальная ось градуируется в дБ.

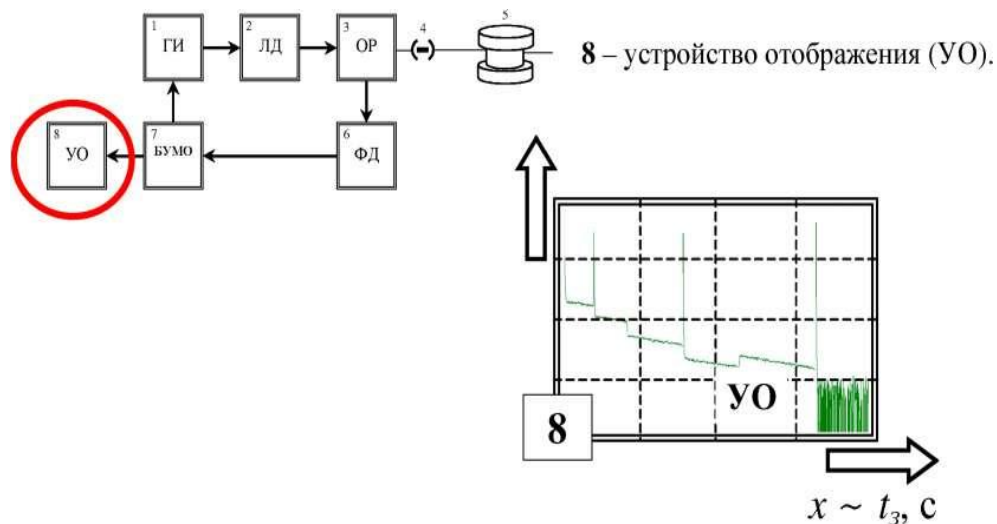


Рис. 4.13. Структурная схема OTDR

Отклонение по горизонтальной оси X происходит под действием пилообразного напряжения развертки, которая запускается импульсами ГИ.

В результате этого абсцисса характеристики прямо пропорциональна времени задержки сигнала относительно момента посылки зондирующего импульса.

Поскольку групповой показатель преломления сердцевины, а значит, и групповая скорость распространения оптического сигнала в ОВ известны, горизонтальная ось X градуируется в единицах длины.

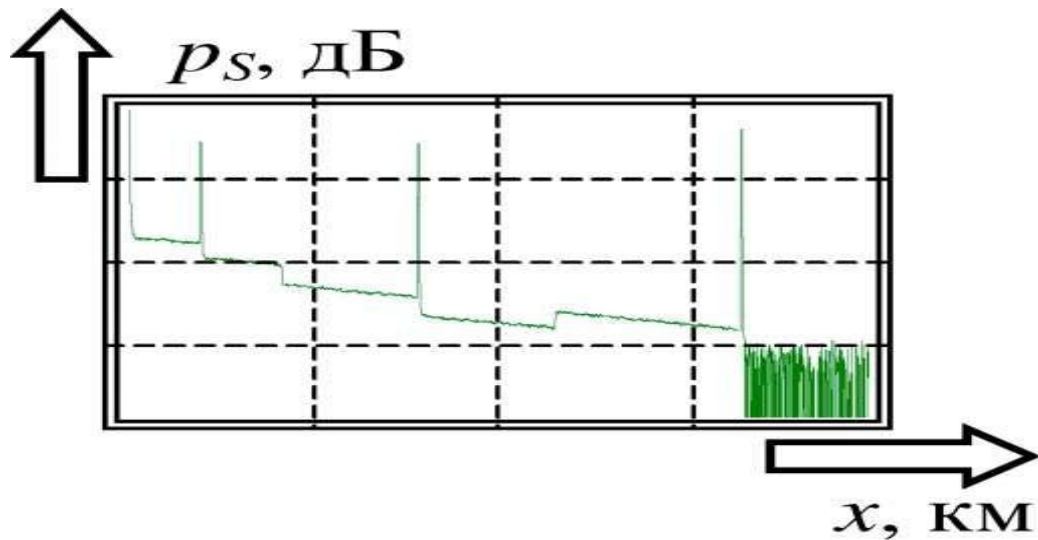


Рис. 4.14. Изменения мощности обратного потока

Построенная зависимость уровня потока обратного рассеяния от расстояния (времени) называется характеристикой обратного рассеяния или рефлектограммой.

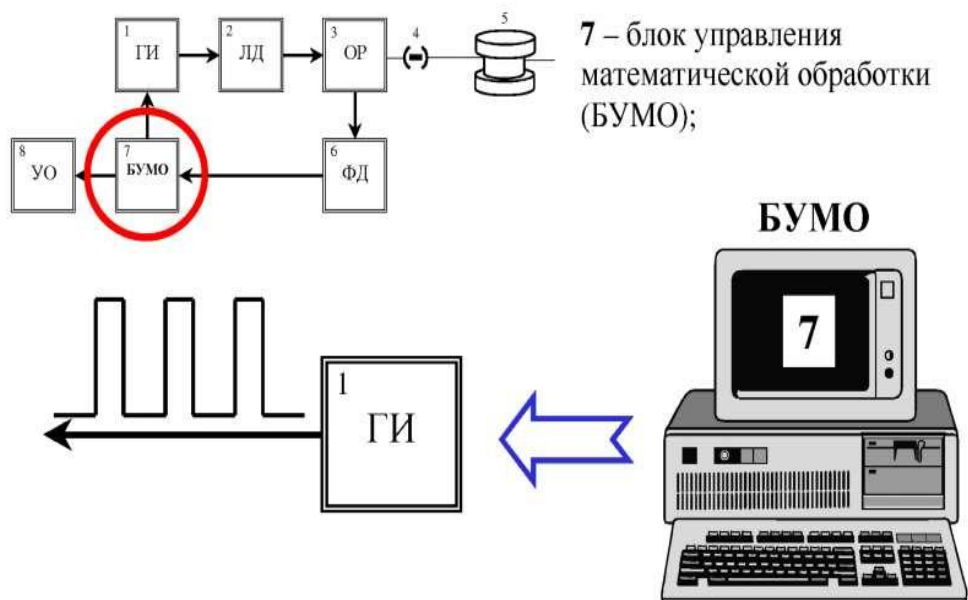


Рис. 4.15. Структурная схема OTDR

БУМО согласовывает работу ГИ и УО, синхронизируя запуск генератора развертки импульсами ГИ.

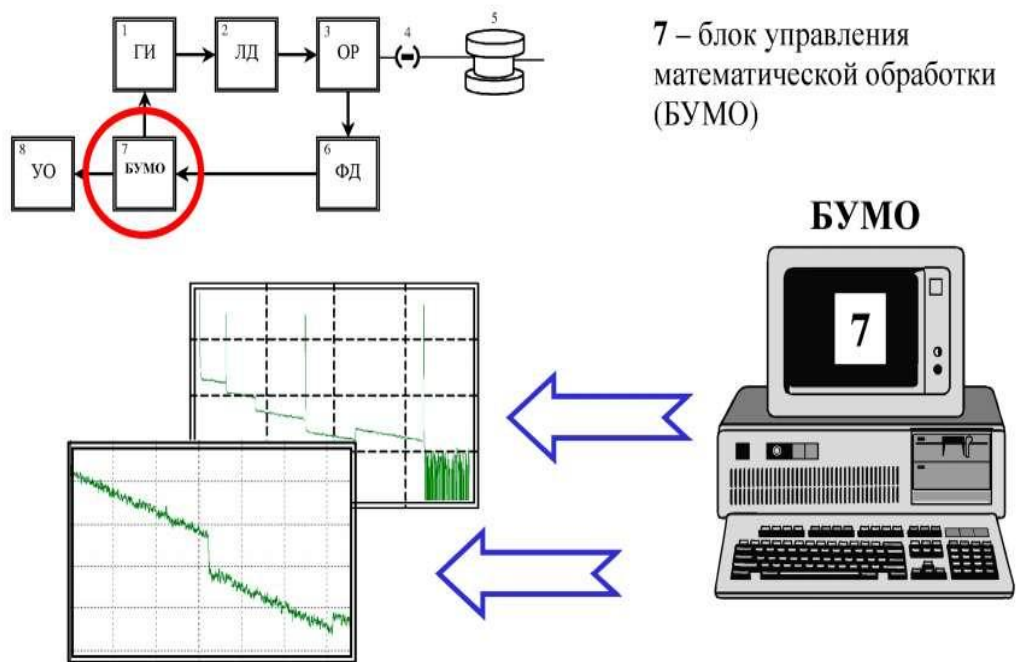


Рис. 4.16. Структурная схема OTDR

БУМО создает возможность наблюдения рефлектограммы полностью или по фрагментам (масштабирование).

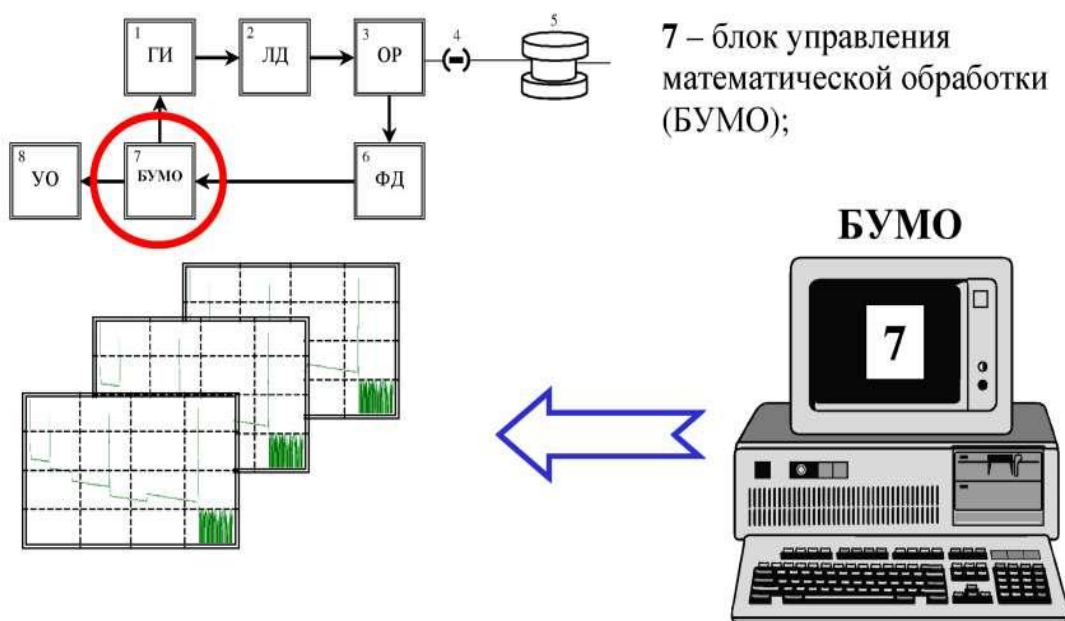


Рис. 4.17. Структурная схема OTDR

Также БУМО обеспечивает регистрацию и занесение в память реализаций зависимостей мощности обратного рассеяния от времени и их усреднение.

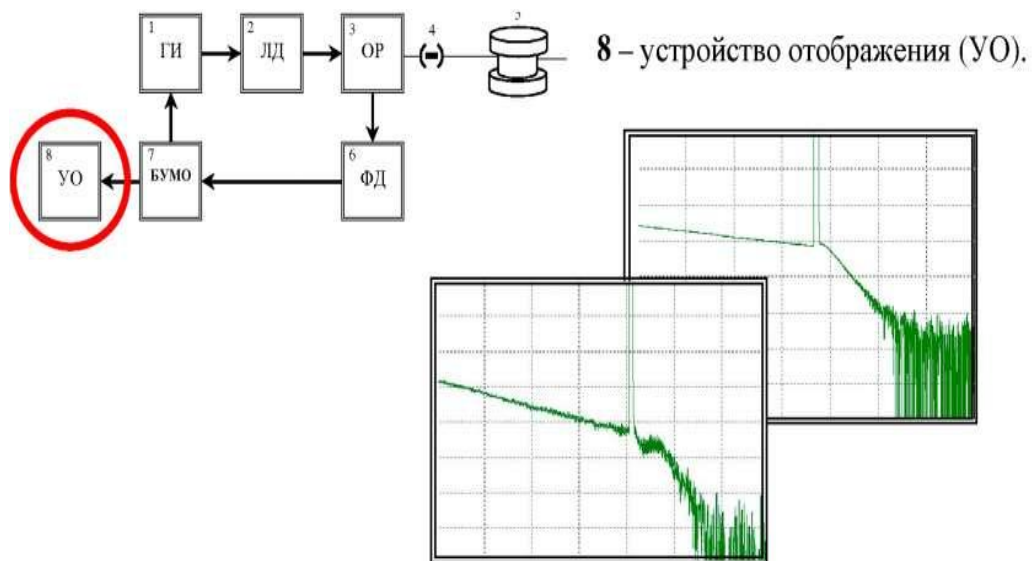


Рис. 4.18 - Структурная схема OTDR

При этом на УО либо последовательно выводятся регистрируемые реализации характеристики обратного рассеяния (режим «реального времени»), либо, после заданного числа усреднений (времени усреднения), усредненная рефлектограмма.

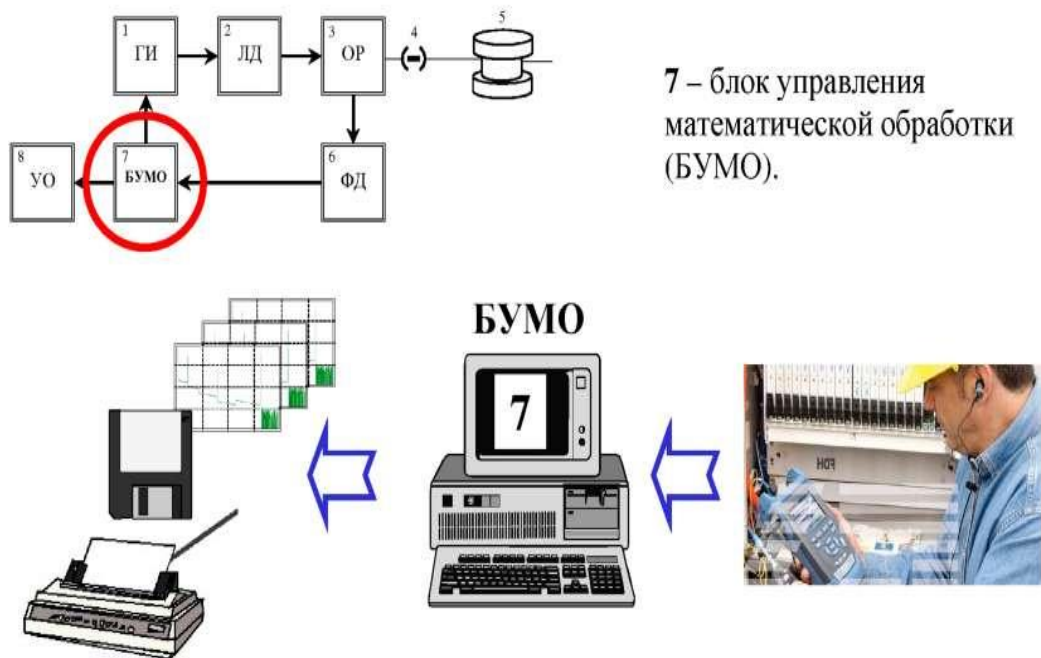


Рис. 4.19. Структурная схема OTDR

БУМО осуществляет управление работой OTDR по заданной программе, обработку данных, а также ряд сервисных функций (работа с файлами, печать и т.п.)

Параметры OTDR

К основным параметрам оптических рефлектометров, правильный выбор которых позволяет оптимизировать режим измерений, относятся:

- динамический диапазон;
- «мертвая» зона;
- разрешающая способность.

Идентификация рефлектограмм

Принцип действия OTDR, работающих во временной области, основан на зондировании волокон оптическими импульсами и прямых измерениях зависимости уровня мощности потока обратного рассеяния от времени.

Эта зависимость называется характеристикой обратного рассеяния или рефлектограмма. При этом ось ординат градуируется в дБм, а ось абсцисс - в единицах длины (км).

Одной из основных операций при работе с OTDR является идентификация рефлектограммы. При этом производят сопоставление изменений характеристики обратного рассеяния с вызвавшими их причинами - «событиями».

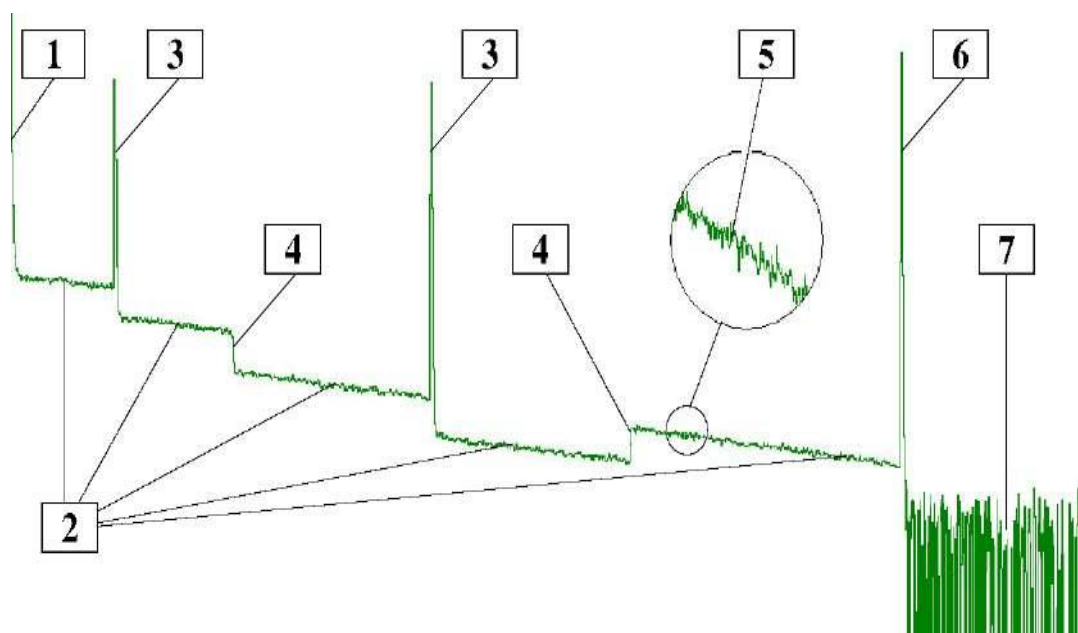


Рис. 4.20. Рефлектограмма

1- начальный выброс уровня обратного потока оптической мощности, обусловленный Френелевским отражением;

2 - участки рефлектограммы, соответствующие квазирегулярным участкам ОВ, на которых нет отражений, а изменения уровня мощности обратного потока обусловлены потерями за счет поглощения и Рэлеевского рассеяния;

3 - изменение мощности потока обратного рассеяния за счет отражения и потерь на локальной неоднородности с отражением (соединения на оптических разъемах и механических соединителях, микротрещины);

4 - изменения мощности потока обратного рассеяния на локальной неоднородности без отражений (сварное соединение, изгиб ОВ);

5 -изменения мощности потока обратного рассеяния из-за внутренних неоднородностей ОВ, обусловленных флуктуациями показателя преломления и конструктивных параметров ОВ;

6 -выброс уровня обратного потока оптической мощности, обусловленный Френелевским отражением от конца ОВ;

7 - шумы фотоприемника.

ИЗМЕРЕНИЯ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА ВОЛС МЕТОДОМ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ

Измерение расстояния до неоднородности

При измерении расстояния до неоднородности маркер устанавливается в точку пересечения характеристики обратного рассеяния предшествующего неоднородности квазирегулярного участка и левого нарастающего фронта отраженного импульса.

Для уменьшения погрешности измерения необходимо увеличить масштаб отображения анализируемого фрагмента рефлектограммы, содержащего саму неоднородность и конец прилегающего к ней квазирегулярного участка.

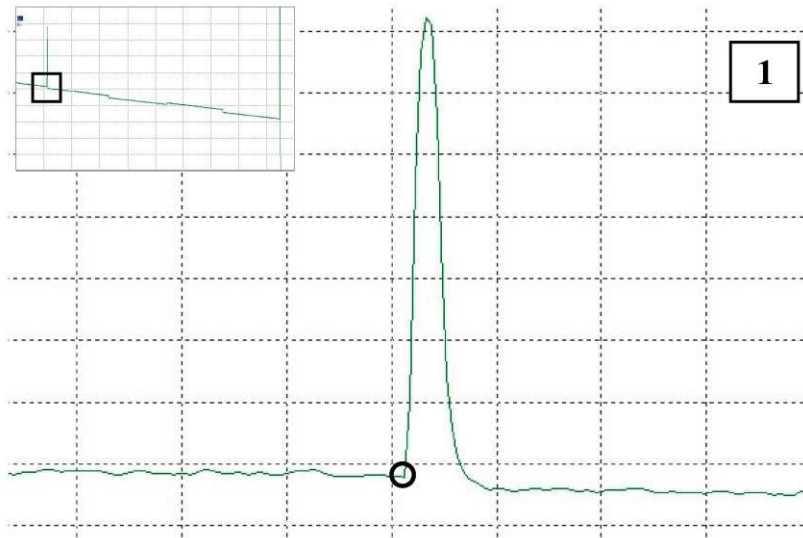
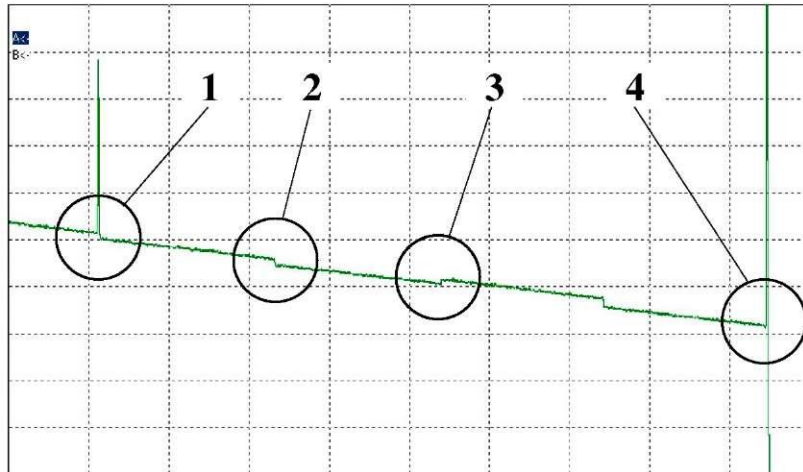


Рис. 4.21. Неоднородность с отражением (механический соединитель)

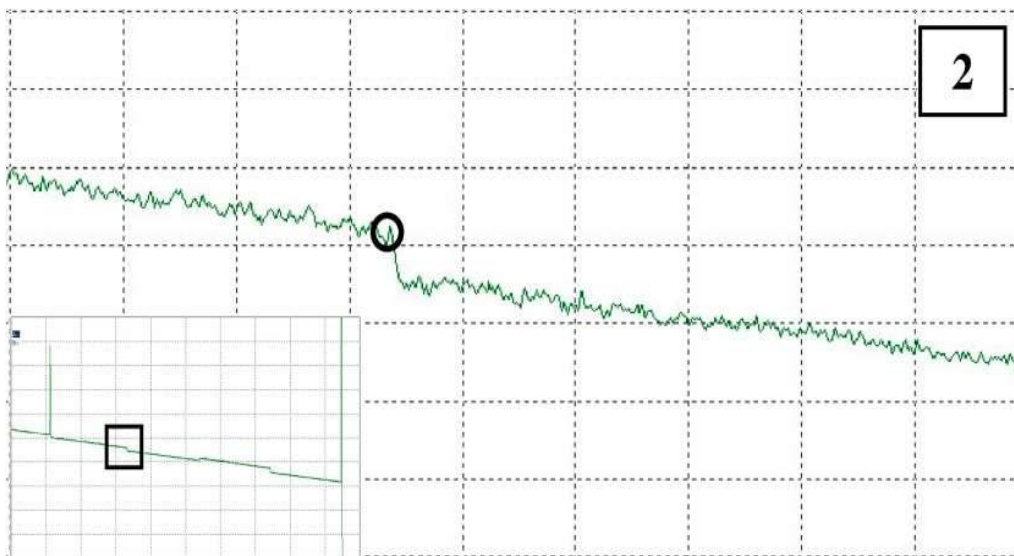


Рис. 4.22. Неоднородность без отражения (сварное соединение, изгиб волокна (радиус меньше допустимого) - ступенька вниз)



Рис. 4.23. неоднородность без отражения (сварное соединение - ступенька вверх)

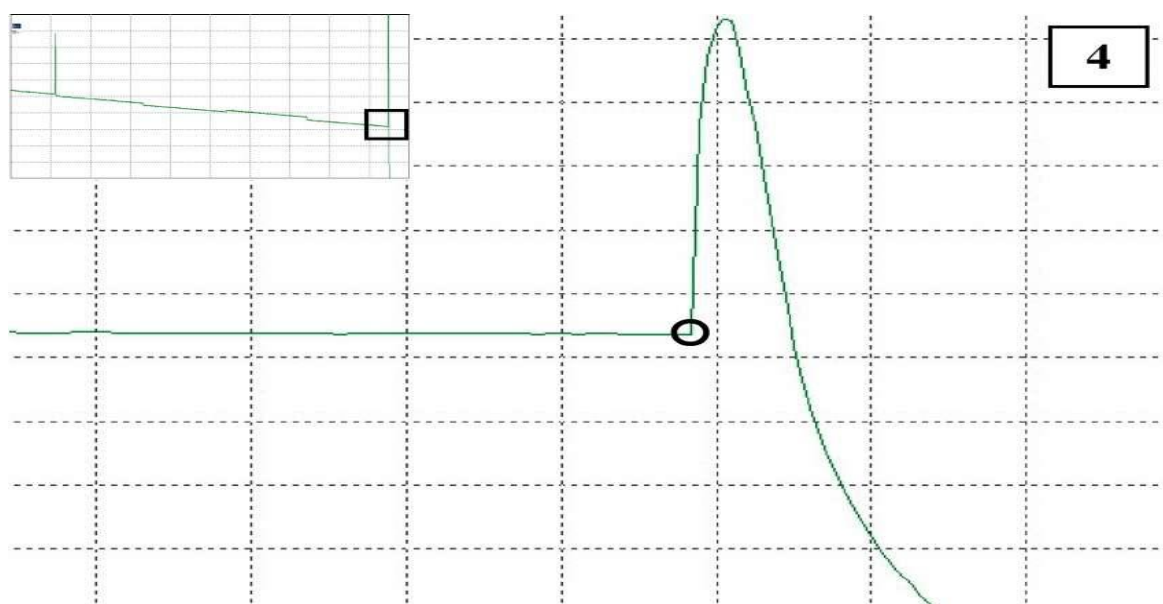


Рис. 4.24. Конец линии

Измерение коэффициента затухания на квазирегулярном участке

При измерении коэффициента затухания анализируемый квазирегулярный участок ОВ выделяется двумя маркерами: первый маркер устанавливается за пределами мертвой зоны от предыдущей неоднородности, второй - непосредственно на конце анализируемого участка.

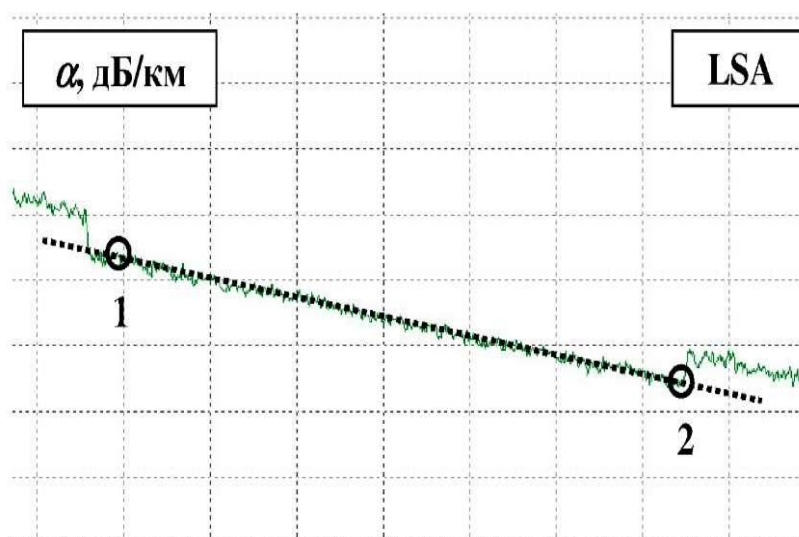
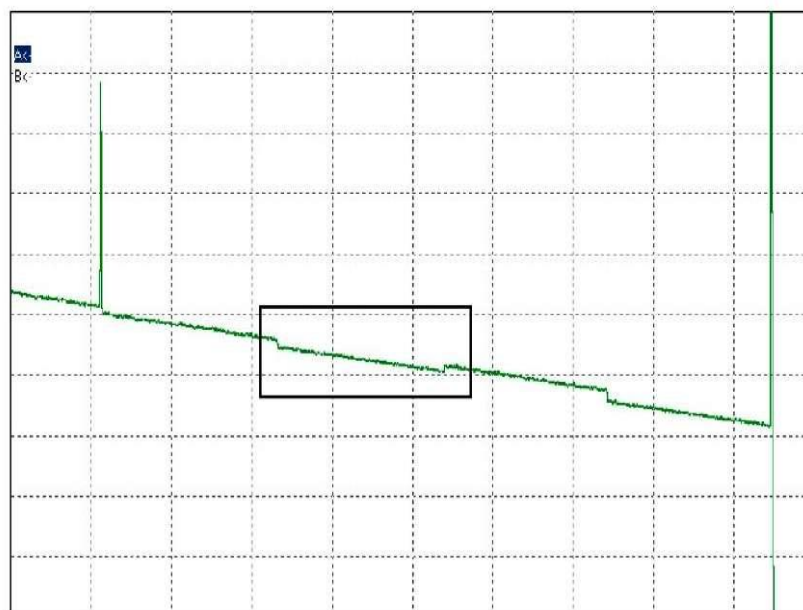


Рис 4.25. Измерение коэффициента затухания

Измерение коэффициента затухания a на квазирегулярном участке выполняется в режиме аппроксимации **LSA** (метод наименьших квадратов).

Применение метода двух точек (ТРА, 2РТ) в рассматриваемом случае приводит к значительной погрешности измерения a , дБ/км.

Алгоритм оценки коэффициента затухания:

- 1) обработка выделенного маркерами квазирегулярного участка по методу наименьших квадратов;
- 2) построению прямой, которая является результатом аппроксимации;
- 3) оценке тангенса угла наклона аппроксимирующей прямой к оси абсцисс, который соответствует искомому значению коэффициента затухания исследуемого квазирегулярного участка.

Анализ стыковых неоднородностей

Параметры соединения

В большинстве случаев качество соединения типовых оптических волокон оценивается по двум основным параметрам:

- Вносимые потери a_{Loss} (Insertion Loss), дБ
- Затухание отражения A_{Refl} (Reflection), дБ

Вносимые потери на стыке a_{Loss} определяют потери мощности оптического сигнала на анализируемом соединении и оцениваются как отношение мощности излучения на входе P_{in} и выводе P_{out} стыка:

$$a_{Loss} = 10 \lg \frac{P_{in}}{P_{out}}$$

Затухание отражения (потери на отражение) A_{Refl} определяет часть мощности, отраженную на анализируемом соединении, и оценивается через отношение отраженной мощности P_{Refl} к мощности на входе стыка P_{in} .

$$A_{Loss} = 10 \lg \frac{P_{refl}}{P_{in}}$$

Поскольку $P_{Refl} < P_{in}$, результат отображается со знаком «минус»: например, -60 дБ.

Таким образом, стык с затуханием отражения - 55 дБ является более качественным, по сравнению с -50 дБ, а соединение с вносимыми потерями 0,1 дБ - соответственно, напротив, менее качественное, чем стык с $a_{Loss}=0,08$ дБ.

Классификация стыковых неоднородностей



Рис. 4.26. Оптический разъем

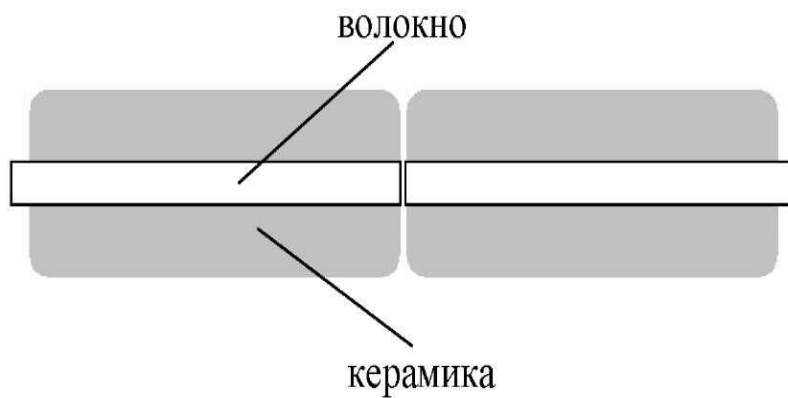
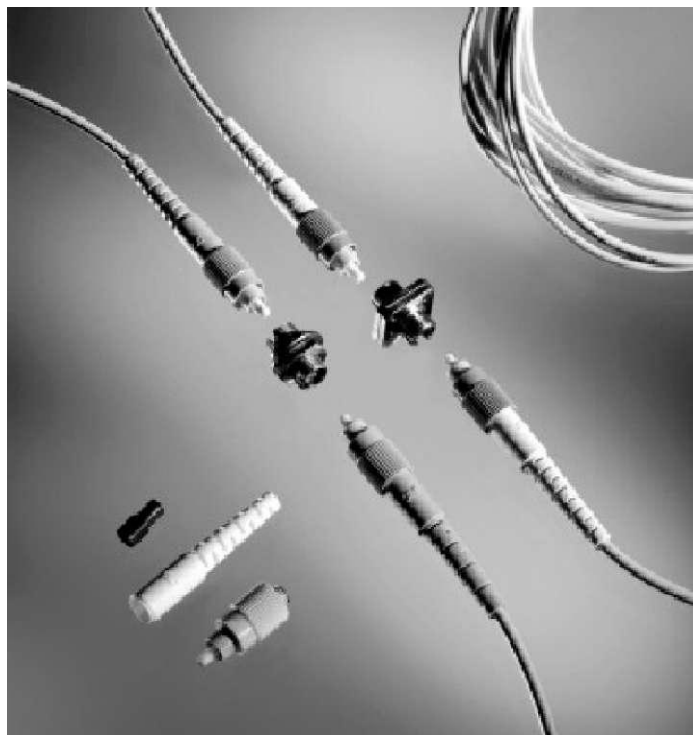


Рис. 4.27. Стык оптоволокна

Низкое качество:

- Большие потери (a_{Loss} более 0,5 дБ)
- Большое отражение (A_{Ref} менее 30 дБ)



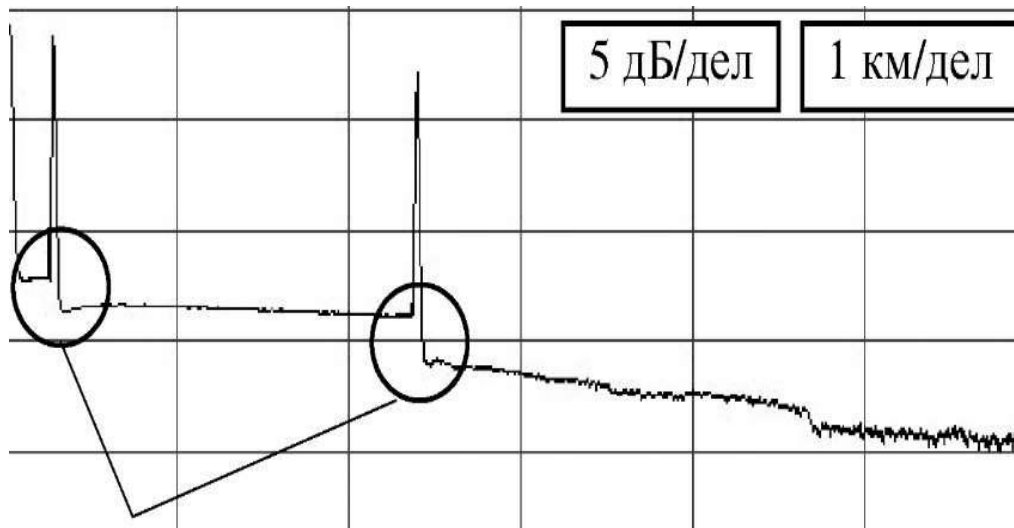


Рис. 4.28. Соединение на оптических разъемах

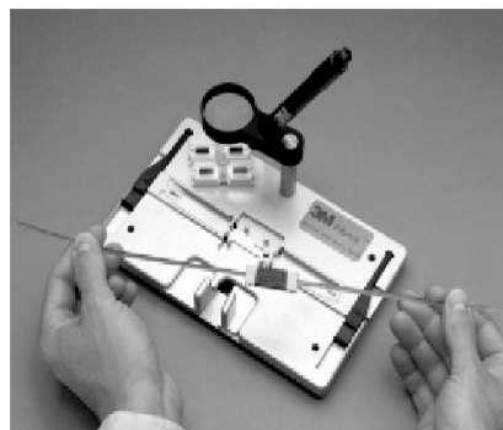
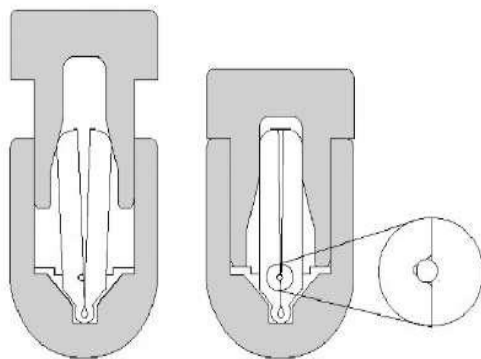


Рис. 4.29. Механический соединитель

- Сравнительно низкие потери (α менее 0,1 дБ)
- Большое отражение (A_f менее 60 дБ)

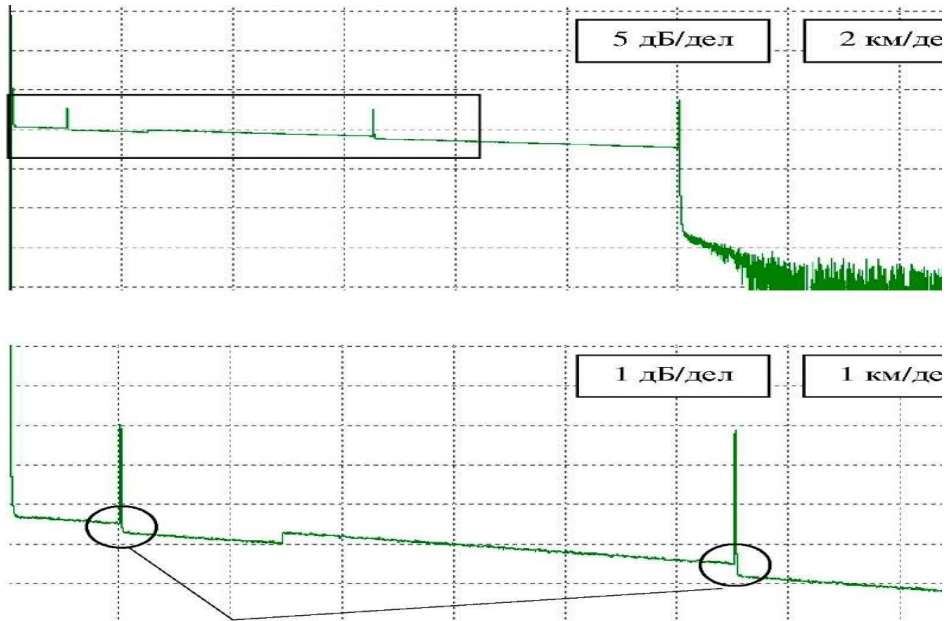


Рис. 4.39. Рефлектограмма механического соединения

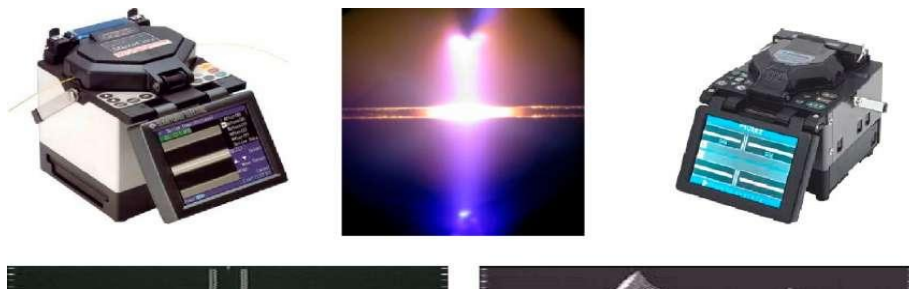


Рис. 4.40. Сварное соединение

Высокое качество

- Низкие потери (а менее 0,1 дБ, в большинстве случаев - менее 0,05 дБ)
- Малое отражение (теоретически A_{refl} более 120 дБ)

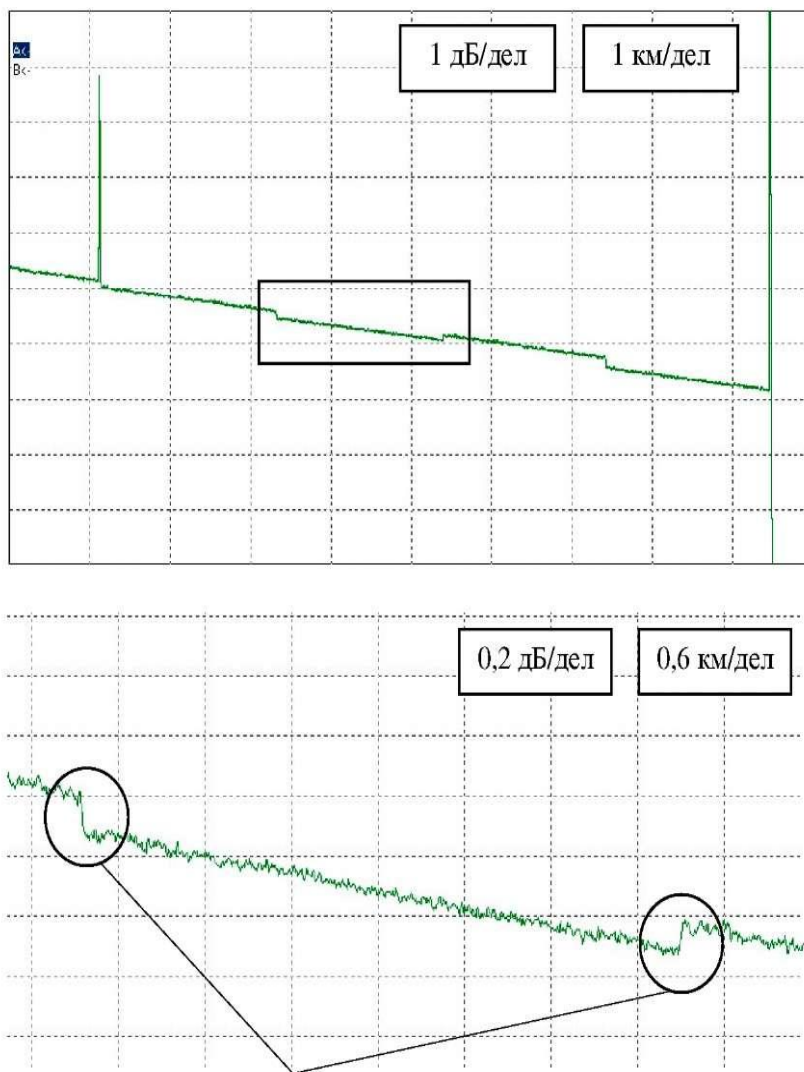


Рис. 4.41. Рефлектограмма сварного соединения

3 Измерение вносимых потерь на стыке

Участок рефлектограммы в зоне стыковой неоднородности

искажен. Поэтому в общем случае алгоритм оценки вносимых потерь на стыке выглядит следующим образом:

1. выделение прилегающих к стыку квазирегулярных участков
2. аппроксимация линейной зависимостью по методу наименьших квадратов (LSA) выделенных квазирегулярных участков до и после стыка
3. определение путем экстраполяции «вперед» (участок до стыка) и «назад» (участок после стыка) уровня мощности потока обратного рассеяния в точке стыка (выход первого прилегающего участка (до стыка) и вход второго прилегающего участка (после стыка))
4. искомая оценка вносимых потерь на стыке есть разность указанных уровней

Схема расстановки маркеров при измерении вносимых потерь на стыке (неоднородность №n):

- Маркер «1» устанавливается за мертвой зоной относительно предыдущей неоднородности №(n-1)
- Маркер «2» устанавливается на конец первого прилегающего квазирегулярного участка до анализируемого стыка
- Маркер «3» устанавливается непосредственно за мертвой зоной относительно

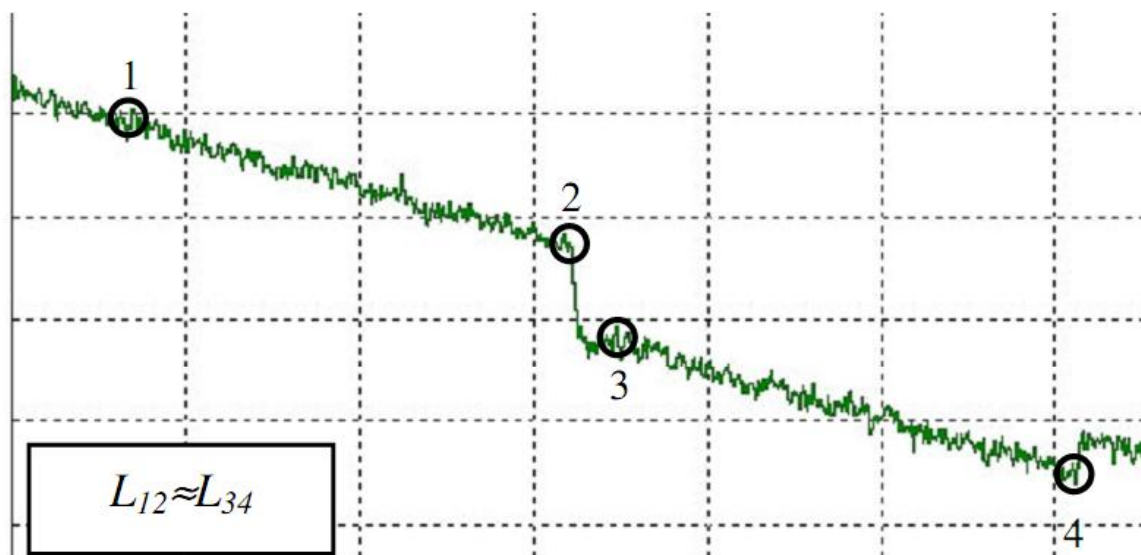


Рис. 4.42. Ступенька вниз. Показания OTDR со знаком «+»

- анализируемого стыка
- Маркер «4» устанавливается на конец второго прилегающего квазирегулярного участка после анализируемого стыка
- Уточняется положение маркеров «1» и «4» с учетом того, что длины аппроксимирующих прямых должны быть примерно одинаковы ($L_{12} \rightarrow L_{34}$). При необходимости положение маркеров «1» и «4» корректируется.

Для устранения систематической погрешности измерения вносимых потерь на стыке, обусловленной разбросом средних значений коэффициентов обратного рассеяния сращиваемых ОВ, необходимо выполнять измерения a_{Loss} с двух противоположных сторон ВОЛП, а результат определять как среднее значение показаний OTDR:

$$a_{Loss} = \frac{a_{AB} - a_{BA}}{2}$$

где a_{AB} и a_{BA} - показания рефлектометра при измерении вносимых потерь на стыке в направлениях АБ и БА, соответственно.

Изменения рефлектограммы, отображающие место стыка ОВ, определяются двумя факторами:

- Потери оптической мощности

- Разброс значений коэффициентов обратного рассеяния сращиваемых ОВ k_A и k_B

Фактически показания OTDR складываются из действительного значения вносимых потерь на стыке и логарифма отношения коэффициентов обратного рассеяния сращиваемых ОВ.

$$a_{AB} = a_{Loss} + 10 \lg \frac{k_A}{k_B}$$

$$a_{BA} = a_{Loss} + 10 \lg \frac{k_B}{k_A}$$

$$\frac{a_{AB} + a_{BA}}{2} = \frac{1}{2} \left(a_{Loss} + 10 \lg \frac{k_A}{k_B} + a_{Loss} + 10 \lg \frac{k_B}{k_A} \right) = a_{Loss}$$

В ряде случаев разброс коэффициентов обратного рассеяния может превышать действительное значение вносимых потерь на стыке. При этом характер отображения зоны стыка на рефлектограмме определяется соотношением значений k_A и k_B :

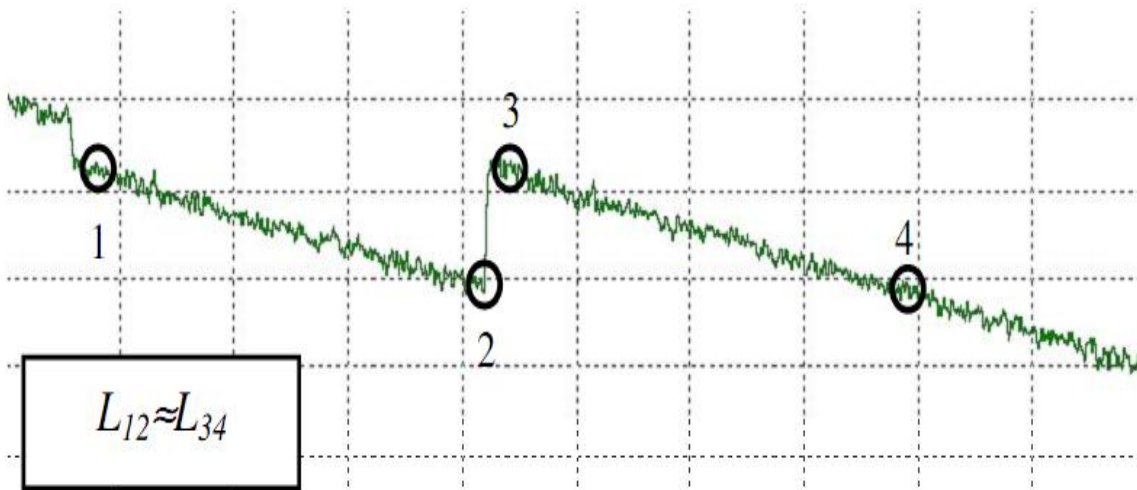


Рис. 4.43. Ступенька вниз



Рис. 4.44. Ступенька вверх

Итоговое значение (действительное значение вносимых потерь) всегда больше или равно нулю:

$$a_{Loss} = \frac{a_{AB} - a_{BA}}{2} \geq 0$$

При измерении вносимых потерь на неоднородности с отражением (механический соединитель, соединение на оптических разъемах) схема расстановки маркеров аналогична, измерения также проводятся с двух сторон.

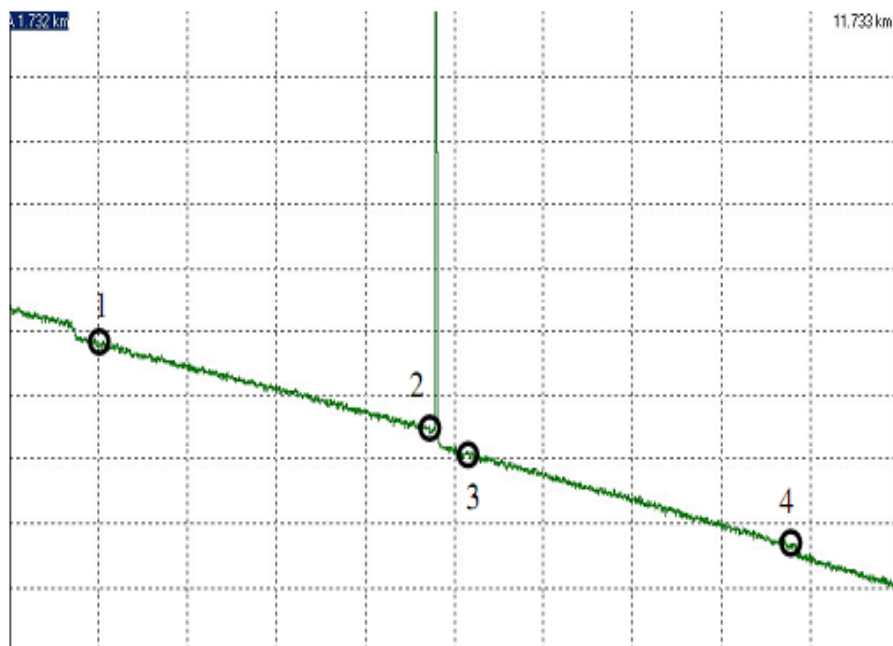


Рис. 4.45. Рефлектограмма соединения ОВ

3.3.4. Измерение затухания отражения

При измерении затухания отражения (A_{Refl}) неоднородности с отражением маркерами «1» и «2» выделяется прилегающий к анализируемой неоднородности квазирегулярный участок (участок «до неоднородности»), а маркер «3» устанавливается непосредственно на максимум всплеска.

При оценке значения A_{Refl} измерения с противоположных концов исследуемой ВОЛП (направления А→Б, Б←А) не требуются.

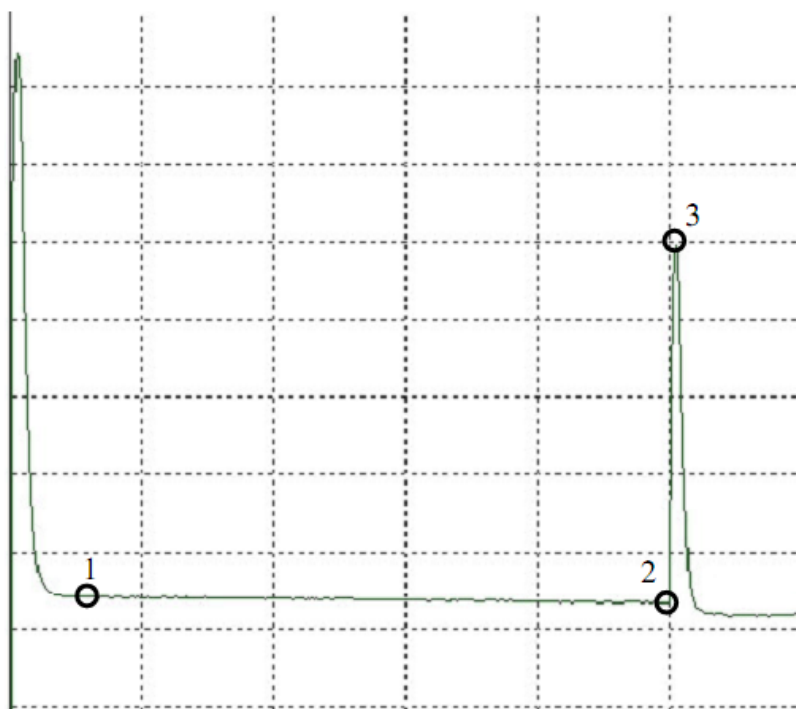


Рис. 4.46. Измерение затухания отражения

Измерение потерь на участке рефлектограммы, содержащем неоднородности

Задача измерения потерь на участке рефлектограммы, содержащем одну или несколько неоднородностей, возникает как при определении затухания на смонтированном ЭКУ ВОЛП, так и при оценке потерь на отдельном участке ВОЛП, составленном из последовательно соединенных ОВ строительных длин ОК.

В общем случае алгоритм оценки потерь на участке рефлектограммы с неоднородностями выглядит следующим образом. Предварительно, с помощью двух маркеров выделяют анализируемый участок рефлектограммы.

OTDR автоматически выполняет оценку разности уровней потока обратного рассеяния в точках рефлектограммы, обозначенных маркерами, что соответствует искомому значению потерь α , дБ на анализируемом участке.

Также выполняется аппроксимация выделенного участка линейной зависимостью по методу двух точек (ТРА, 2РТ), строится прямая, которая является результатом аппроксимации, и оценивается тангенс угла наклона указанной прямой к оси абсцисс, соответствующий коэффициенту затухания α анализируемого участка.

Применение метода аппроксимации LSA при оценке потерь на участке рефлектограммы, содержащей несколько неоднородностей, некорректно и приводит к значительной погрешности.

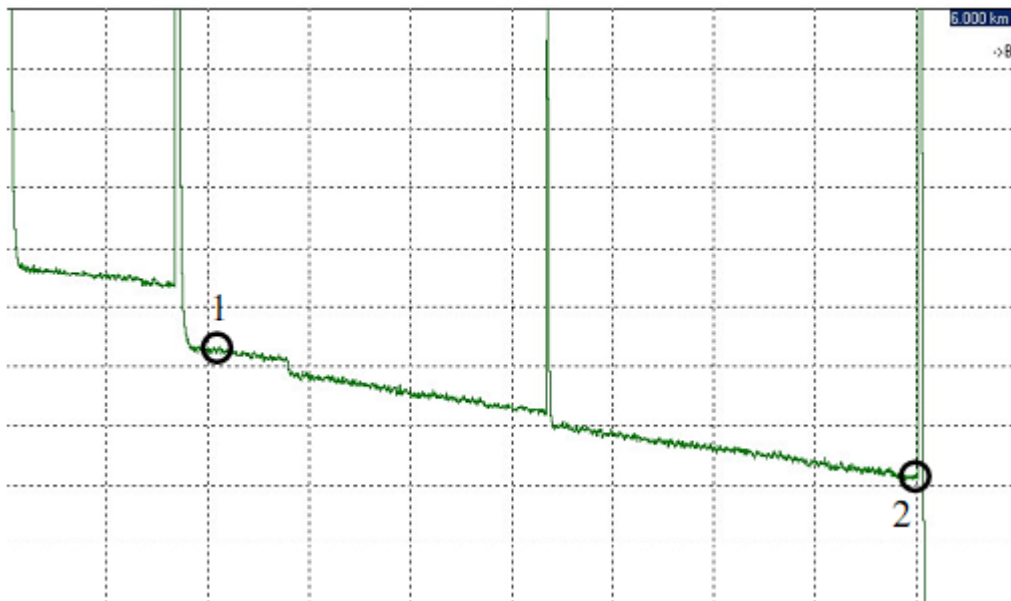


Рис. 4.47. Измерение потерь на участке рефлектограммы, содержащем неоднородности

Действительное значение потерь (или коэффициента затухания) определяется как среднее арифметическое показаний OTDR, полученных в результате анализа характеристики обратного рассеяния ОВ, измеренной с противоположных сторон - направления А→Б, Б←А:

$$\alpha = \frac{a_{AB} - a_{BA}}{2} \geq 0$$

Локализация границ мертвой зоны

При измерении ряда параметров ВОЛП схема расстановки маркеров требует локализации границы мертвая зона/квазирегулярный участок, как непосредственно на ближнем конце относительно отражения на переднем разъеме, так и относительно локальных неоднородностей, соответствующих, например, сварным соединениям или стыкам с помощью механических соединителей.



Рис. 4.48. Мертвая зона на ближнем конце

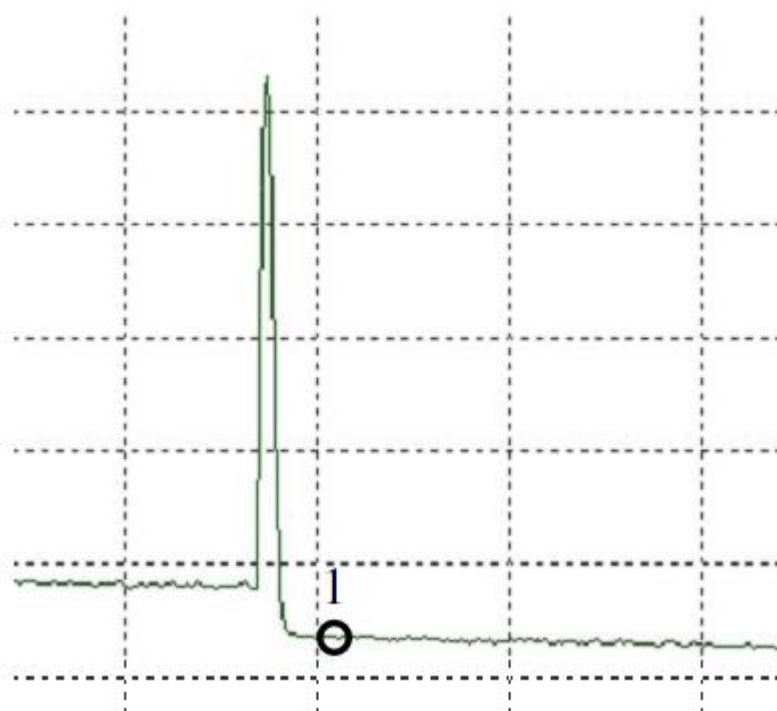


Рис. 4.49. Мертвая зона относительно неоднородности с отражением



Рис. 4.50. Мертвая зона относительно неоднородности без отражения

В общем случае, граница раздела мертвая зона/квазирегулярный участок соответствует точке пересечения заднего (правого) спадающего фронта отраженного импульса искаженного участка рефлектограммы и прилегающего к неоднородности справа квазирегулярного участка, при этом прямая линия усредненной характеристики обратного рассеяния данного квазирегулярного участка воспроизводится с погрешностью не хуже $\pm\Delta=0,1$ дБ.

Установка параметров измерений

Перед началом измерений (построения характеристики обратного рассеяния) оператор OTDR устанавливает параметры, определяющие точность измерений и вид рефлектограммы.

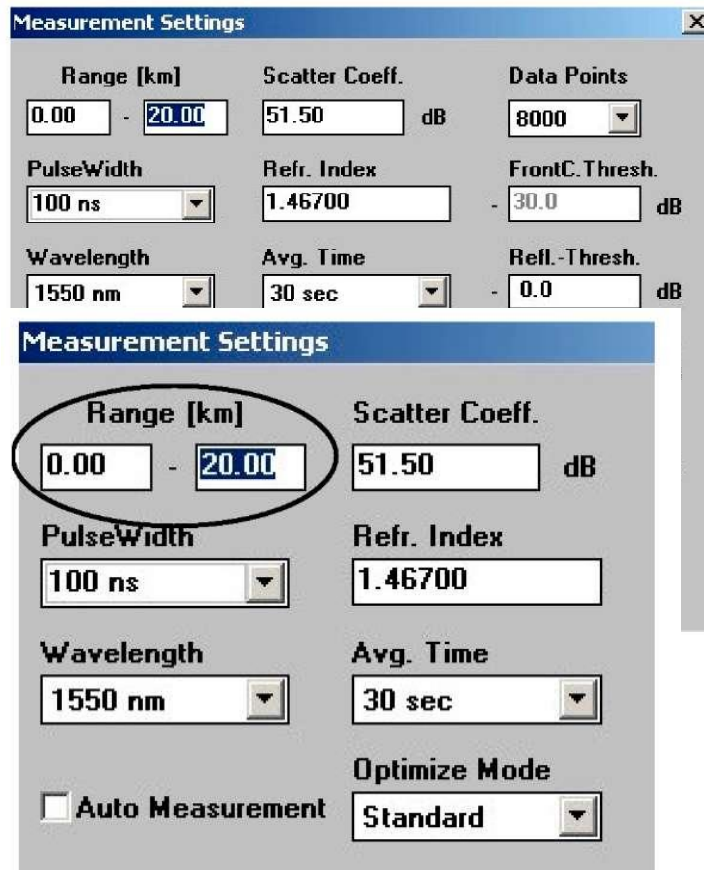


Рис. 4.51. Установка параметров

Основные параметры:

- Диапазон измерений ΔL , км
- Рабочая длина волны λ , нм
- Показатель преломления n
- Длительность зондирующего импульса LI (10 нс - 10 мкс)
- Время усреднения (количество усреднений) T_{Avg}

Диапазон измерений должен быть выбран таким образом, чтобы на рефлектограмме отображалась не только вся тестируемая линия, но и шумы. Анализ соотношения сигнал/шум позволит сделать выводы о корректной установке таких параметров, как Δt и T_{Avg} .

Некоторые OTDR позволяют устанавливать диапазон измерений в ручном режиме с точностью до метра, другие - выбирать дискретные значения (например, Ando - 2 км, 5 км, 10 км и т.д.).

В общем случае, измеритель всегда заранее знает приближенное значение длины тестируемой линии - относительно физической длины или результатов предыдущих измерений.

В то же время, даже если величина ΔL выбрана неверно, процесс измерений останавливается (отключается источник) и оперативно устанавливается более корректное значение диапазона измерений.

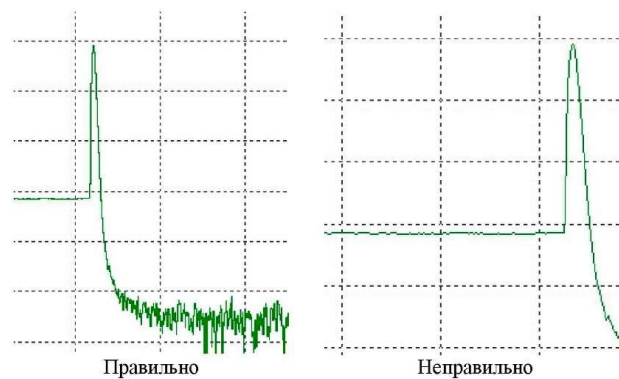


Рис. 4.53. К установке значения диапазона измерений

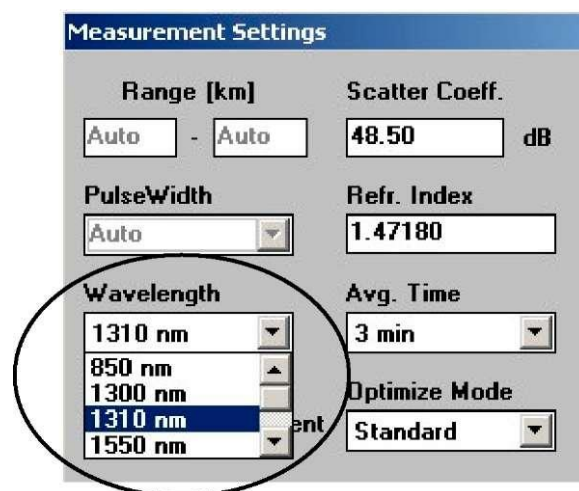


Рис. 4.54. Установка рабочей длины волны λ , нм (Wavelength)

В зависимости от типа сменного оптического блока OTDR выбирается соответствующая рабочая длина волны - в MM режиме 850 нм и 1300 нм, а в SM режиме - 1310 нм и 1550 нм, соответственно.

Следует отметить, что протоколы, входящие в состав исполнительной документации ВОЛП, должны содержать результаты измерений на обеих длинах волн.

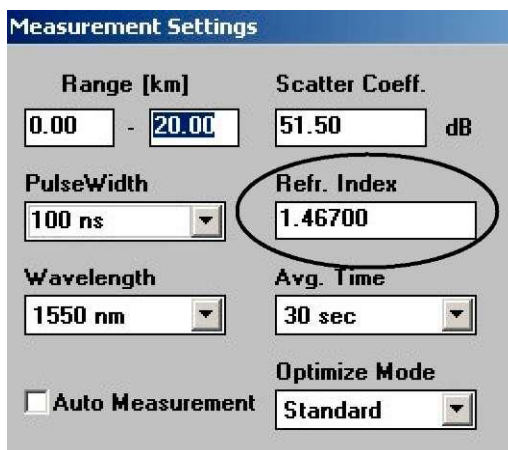


Рис. 4.55. Показатель преломления n (Refractive Index)

Значение данного параметра устанавливается строго по паспорту на волокно/кабель. В противном случае измерение расстояния до неоднородности / оптической длины ОВ не корректно, а результаты измерения будут расходиться относительно данных, полученных при установке паспортного n .

Необходимо отметить, что при изменении λ также требуется переустановка n . Например, при получении рефлектограммы участка ВОЛП с SM ОВ Corning® SMF-28e™ (Rec. ITU-T G.652) необходимо задавать следующие значения показателя преломления сердцевины:

λ , нм	1310	1550
n	1,46770	1,46820

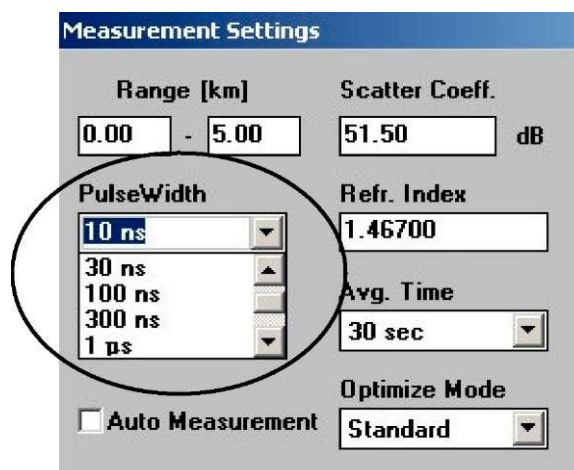


Рис. 4.56. Длительность зондирующего импульса Δt , не (PulseWidth)

Данный параметр устанавливается дискретно: например, 10 нс, 30 нс, 100 нс, 300 нс, 1 мкс, 3 мкс, 10 мкс.

Выбор зондирующего импульса с большей длительностью Δt позволяет увеличить уровень мощности сигнала (потока обратного рассеяния) на приеме.

Это приводит к увеличению соотношения сигнал/шум SNR и, соответственно, динамического диапазона.

В то же время, увеличение длительности зондирующего импульса Δt снижает разрешающую способность и увеличивает ширину мертвой зоны ΔL особенно на ближнем конце в точке ввода сигнала в ОБ.

Таким образом, с точки зрения измерителя, чем меньше длительность зондирующего импульса Δt , тем удобнее выполнять анализ характеристики обратного рассеяния. Однако данное утверждение справедливо лишь в том случае, если обеспечивается требуемое значение SNR .

С увеличением протяженности обследуемой ВОЛП, требуется установка импульса большей длительности.

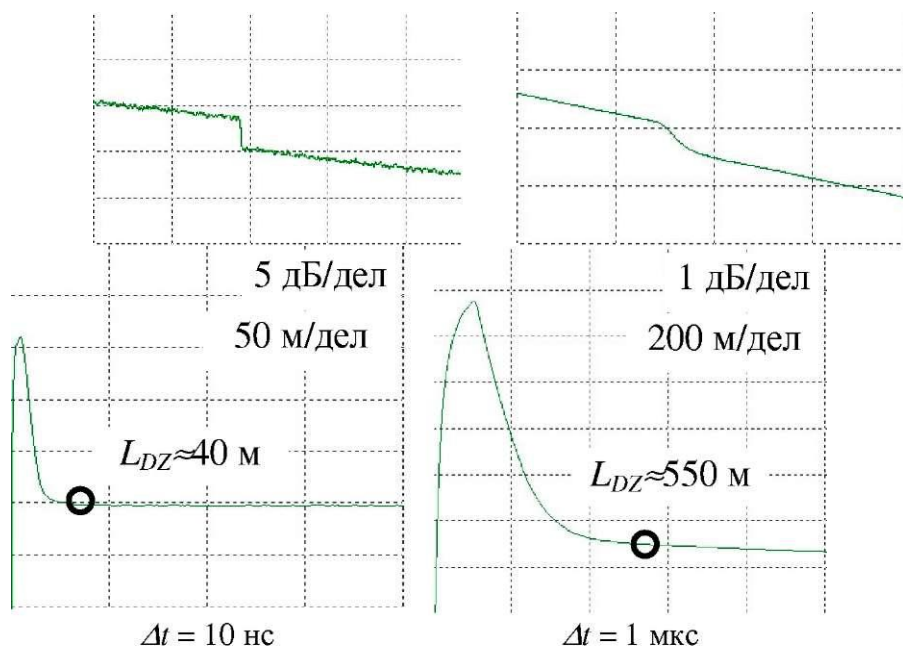


Рис. 3.57. Рефлектограммы импульсов различной длительности

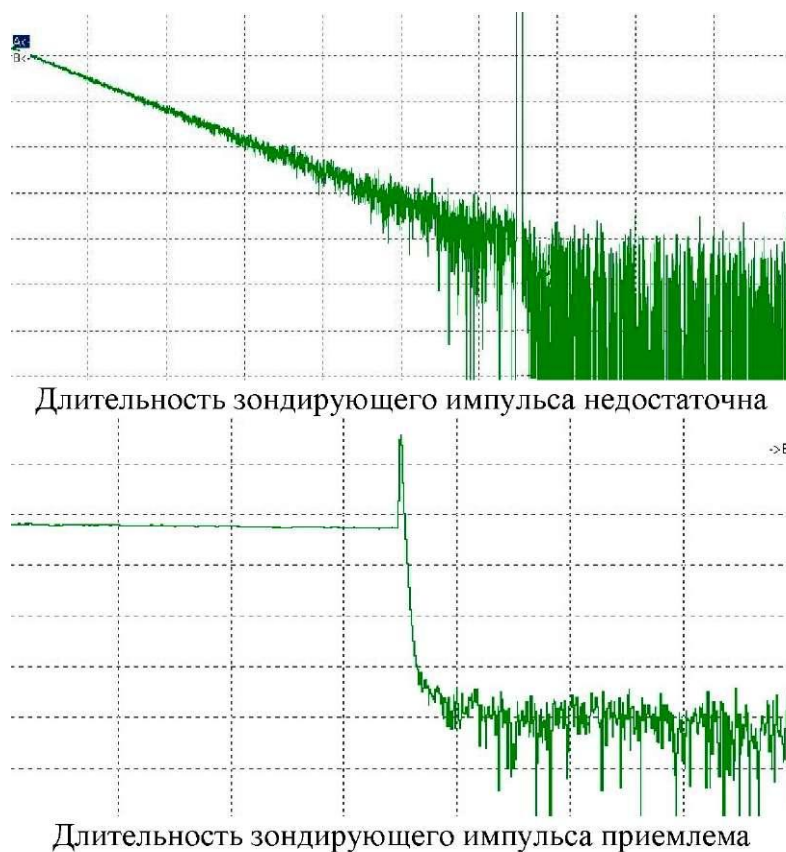


Рис. 4.58. Установка длительности импульса

vg

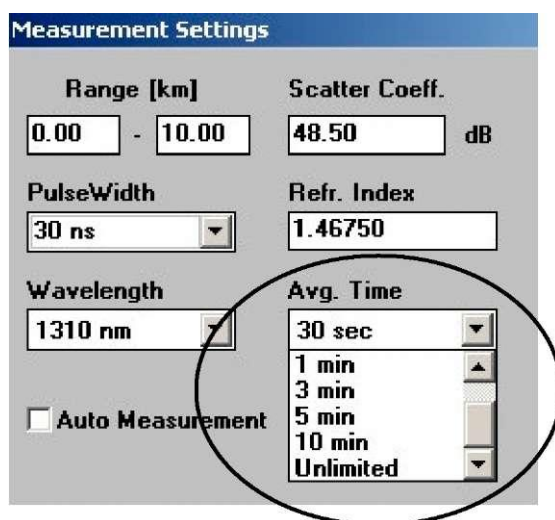


Рис. 4.59. Время усреднения (количество усреднений) T_A

Существует два режима работы OTDR: режим реального времени и режим усреднения.

В режиме реального времени каждая реализация характеристики обратного рассеяния, принимаемая в течение периода линейной развертки, выводится на дисплей.

Для режима реального времени характерны высокий уровень шума и изменения наблюдаемой рефлектограммы с частотой развертки.

Режим реального времени применяется для качественной оценки влияния проведения каких-либо операций с волокном на его характеристики (например, идентификация стыка, подключение через механический соединитель, идентификация волокна путем его изгиба в месте стыка и пр.).

В режиме усреднения при выполнении многократных измерений реализации характеристик обратного рассеяния запоминаются, затем усредняются, после чего усредненная характеристика выводится на дисплей.

Выполнение измерений с последующим занесением результатов в протоколы соответствующей формы осуществляется только в режиме усреднения.

Выбор времени усреднения (количества усреднений) зависит от требуемого значения динамического диапазона.

Увеличение времени усреднений повышает значение динамического диапазона за счет исключения случайных погрешностей при статистической обработке и, соответственно, снижения уровня шумов на отображаемой рефлектограмме.

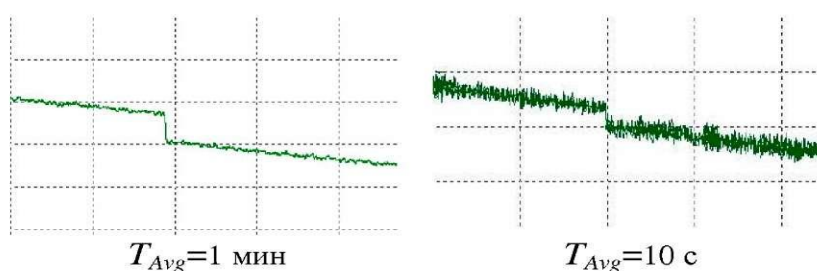
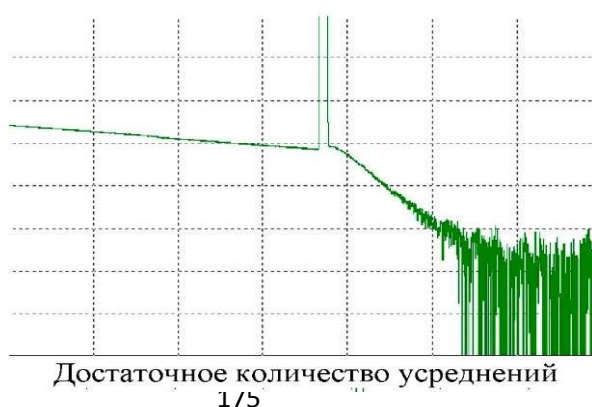


Рис. 4.60. Установка времени усреднения

В общем случае, измерителю «удобнее» выполнять анализ многократно усредненной характеристики обратного рассеяния. Однако большое количество усреднений требует значительного увеличения времени проведения измерений, что далеко не всегда



целесообразно.

Можно предполагать, что время усреднений должно быть выбрано таким образом, чтобы при дальнейшем его увеличении вид рефлектограммы на исследуемом участке уже не изменялся.

Очевидно, при работе на пределе динамического диапазона (измерения на участках ВОЛП большой протяженности - свыше 80 км - и в этом случае выбирается максимальная длительность зондирующего импульса) время усреднения существенно увеличивается и может достигать порядка 60 мин.

При выполнении измерений на участках ВОЛП меньшей протяженности (остается запас по динамическому диапазону) оператор может подобрать значения Δt и T_{Avg} таким образом, чтобы отображаемая рефлектограмма была наиболее удобна для последующей обработки при соответствующей минимизации времени измерения.

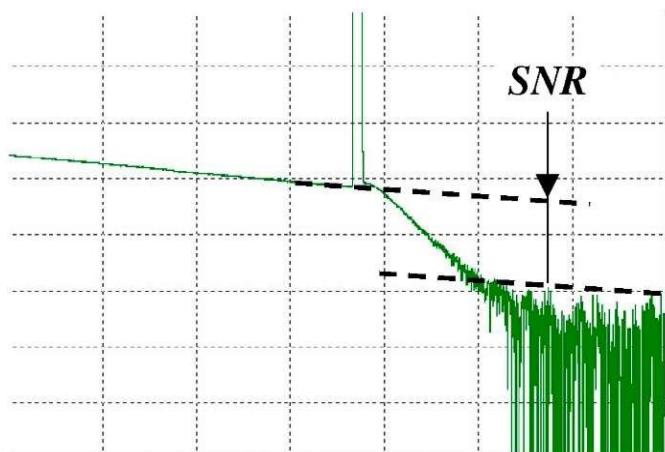


Рис. 4.61. Установка SNR

Основным критерием оценки корректности выбора параметров Δt и T_{Avg} является величина SNR в точке измерения. Очевидно, уровень мощности шума не должен превышать измеряемую величину затухания. С учетом запаса 0,3 дБ требуемое значение SNR в зависимости от измеряемого затухания a на нерегулярности приближенно оценивается по формуле:

$$SNR = 5 \lg \frac{10^{0.1a} + 1}{10^{0.1a} - 1} + 0.3$$

Рекомендуемые значения SNR:

Измеряемая величина	SNR, дБ
Коэффициент затухания	6,0
Отсутствие отражений на конце ОВ	4,0
Отражения на конце ОВ	2,5
Вносимые потери на стыке (0,1 дБ)	10,0

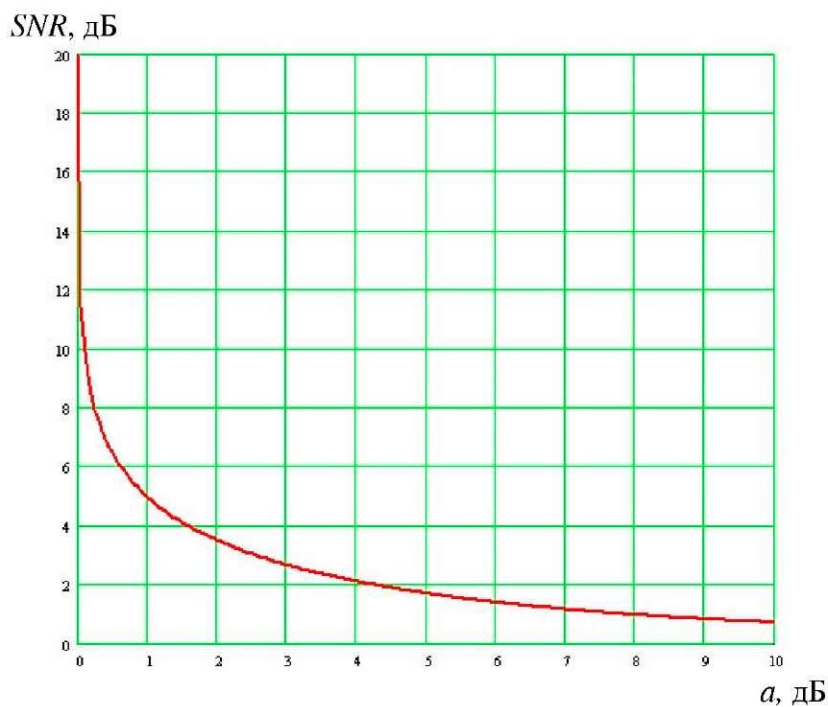


Рис. 4.62. Оценка требуемого значения SNR

Таким образом, корректность установки параметров измерения можно оценить относительно требуемого значения SNR. Так, для выполнения измерения затухания указанное отношение на дальнем конце ОВ должно составлять не менее 6...6,5 дБ.



a, дБ

Рис. 4.63. Оценка требуемого значения SNR

Если указанная величина SNR существенно меньше требуемого значения, очевидно, необходимо увеличить длительность зондирующего импульса:

$$SNR_{факт} \ll SNR_{треб} \Rightarrow \Delta t \uparrow$$

Если SNR незначительно меньше требуемого значения, рекомендуется увеличить время усреднений, не меняя длительность зондирующего импульса:

$$SNR_{факт} < SNR_{треб} \Rightarrow T_{Avg} \uparrow; \Delta t = const$$

Если значение SNR существенно выше требуемого, напротив, можно уменьшить длительность зондирующего импульса.

$$SNR_{факт} \gg SNR_{треб} \Rightarrow \Delta t \downarrow$$

Соответственно, если SNR незначительно превышает требуемое значение, можно уменьшить время усреднений, не изменяя Δt .

$$SNR_{факт} > SNR_{треб} \Rightarrow T_{Avg} \downarrow; \Delta t = const$$

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕДАЧИ

СИСТЕМ WDM

Общее описание систем WDM

Системы спектрального уплотнения (WDM - Wavelength Division Multiplexing) основаны на способности оптического волокна передавать оптическое излучение различных длин волн без взаимной интерференции. Каждая длина волны представляет собой отдельный оптический канал в волокне.

Сигналы разных длин волн, возбуждаемые одним или несколькими оптическими передатчиками, объединяются оптическим мультиплексором в многоканальный составной оптический сигнал, который далее распространяется по оптическому волокну.

При больших расстояниях передачи устанавливают один или несколько оптических усилителей.

Демультимплексор принимает групповой сигнал, выделяет из него исходные каналы разных длин волн направляет их на соответствующие фотоприемники.

На промежуточных узлах некоторые каналы могут быть добавлены или выделены из составного сигнала посредством мультиплексоров ввода/вывода (OADM - Optical Add/Drop Multiplexer) или устройств кросс- коммутации.

В общем случае система WDM состоит:

- из одного или нескольких лазерных передатчиков;
- мультиплексора (MUX - Multiplexer);
- при необходимости - одного или нескольких оптических усилителей (OA - Optical Amplifier);
- мультиплексоров OADM;
- оптического волокна (ОВ);
- демультимплексора (DEMUX - Demultiplexer);
- соответствующего числа фотоприемников;
- электронного оборудования, которое обрабатывает передаваемые данные в соответствии с используемыми протоколами связи;
- системы сетевого управления.

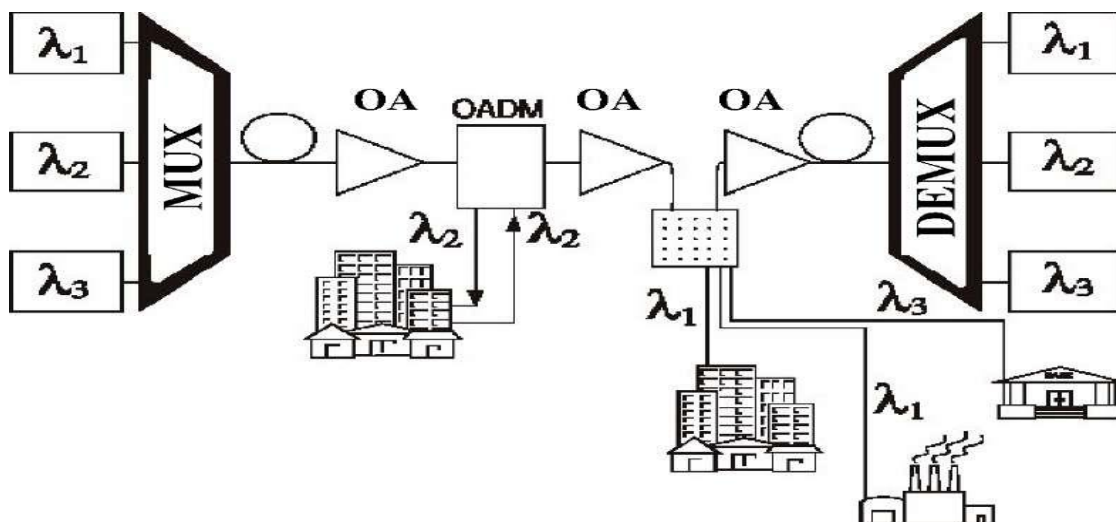


Рис. 4.64. Типовая структурная схема системы WDM с возможностями добавления/выделения и кросс- коммутации каналов

WWDM - Wideband Wavelength Division Multiplexing - разнесенное спектральное уплотнение (2 канала: 850 нм и 1300 нм на многомодовых волокнах, 1310 нм и 1550 нм на одномодовых волокнах, системы PDH).

CWDM, NWDM - Coarse Wavelength Division Multiplexing - однополосное спектральное уплотнение (2.8 оптических каналов: область 1550 нм, полоса 200.400 ГГц на 1 канал, системы SDH).

DWDM - Dense Wavelength Division Multiplexing - плотное спектральное уплотнение (до 64 оптических каналов с разнесением в 100.200 ГГц).

HDWDM - High Dense Wavelength Division Multiplexing - сверхплотное спектральное уплотнение (до 160 оптических каналов с разделением на 25.50 ГГц).

Скорость передачи группового сигнала:

$$V_{гр} = N \cdot V_K, \text{ Гбит/с}$$

N – число оптических несущих;

V_K – скорость передачи в одном канале, Гбит/с.

Таблица 4.2. Характеристики уплотнений

O	Original (основной)	1260...1360 нм
E	Extended (расширенный)	1360...1460 нм
S	Short wavelength (коротковолновый)	1460...1530 нм
C	Conventional (стандартный)	1530...1565 нм
L	Long wavelength (длинноволновый)	1565...1625 нм
U	Ultra-long wavelength (сверхдлинный)	1625...1675 нм

Анализаторы оптического спектра (OSA)

Анализаторы оптического спектра (**OSA** - Optical Spectrum Analyzers) являются одним из основных средств измерений параметров систем WDM. Они применяются как в процессе строительства, так и эксплуатации систем WDM, паспортизации компонентов, а также при апгрейде существующих ВОЛП под технологию WDM.

Наиболее широко используются следующие три метода выделения длин волн, реализованных в OSA.

Интерферометрический метод

В основе данного метода лежит интерференция двух пучков входного оптического излучения.

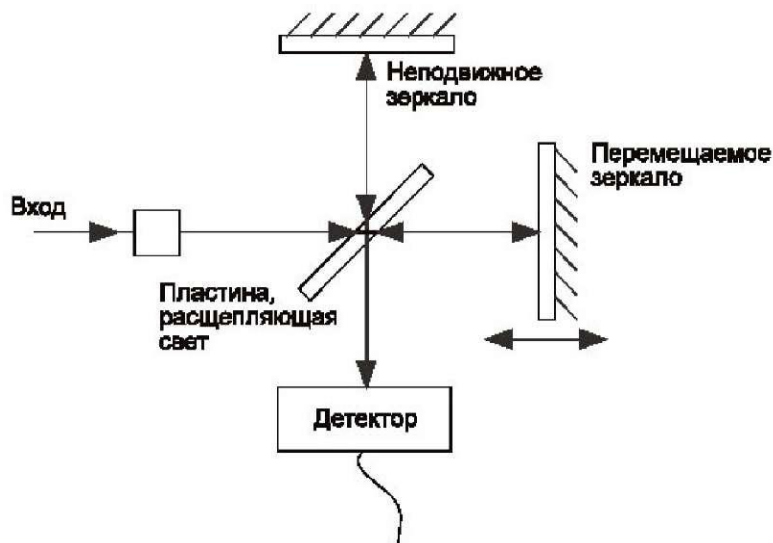


Рис. 4.65. Интерферометрический метод

Эти пучки проходят по разным оптическим плечам интерферометра Майкельсона (фиксированной и переменной длины), перемещение зеркала в опорном плече интерферометра приводит к изменению картины интерференции.

Попадая далее на фотодетектор, свет преобразуется в электрический сигнал, анализ которого с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) позволяет получить спектр исходного сигнала.

Результирующий сигнал на фотодетекторе изменяется синусоидально для входного монохроматического потока оптического излучения, для сигнала с несколькими длинами волн - по более сложному закону.

Достоинством данного метода являются широкополосность, точность и стабильность (обычно используются HeNe лазеры).

Также достаточно высокий динамический диапазон и OSNR, тем не менее, уступающий OSA на основе дифракционной решетки.

Наличие подвижного зеркала позволяет использовать OSA данного типа в классе системного оборудования, и существенно ограничивает его применение в полевых условиях.

Также интерферометрический метод является наиболее дорогостоящим, по сравнению с остальными.

OSA на основе дифракционной решетки

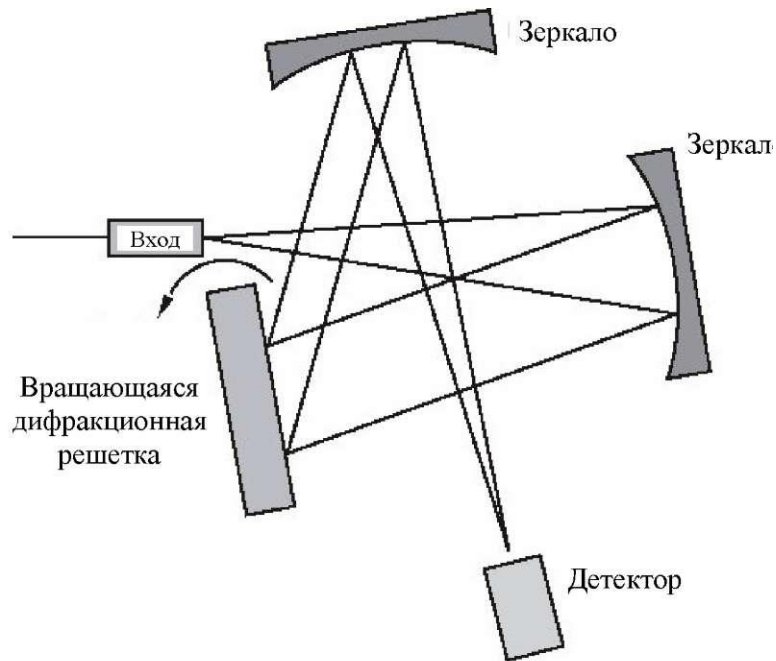


Рис. 4.66. OSA на основе дифракционной решетки

В основе данного метода лежит применение дифракционной решетки, отражающей лучи света под разными углами в зависимости от длины волны.

При повороте решетки происходит сканирование всех длин волн, присутствующих в спектре входного сигнала.

Такая система также может называться монохроматором.

Для увеличения разрешающей способности OSA используется двойной проход потока оптического излучения через систему зеркал и дифракционной решетки (свет дважды отражается от решетки).

Двойной проход, по сравнению с одним отражением, обеспечивает также более высокий динамический диапазон и точность.

Другой вариант данного метода отличается наличием закрепленной решетки.

Отраженные дифракционной решеткой спектральные составляющие входного потока оптического излучения распределяются по линейке отдельных фотодетекторов (или попадают на одиночный перемещаемый фотодетектор).

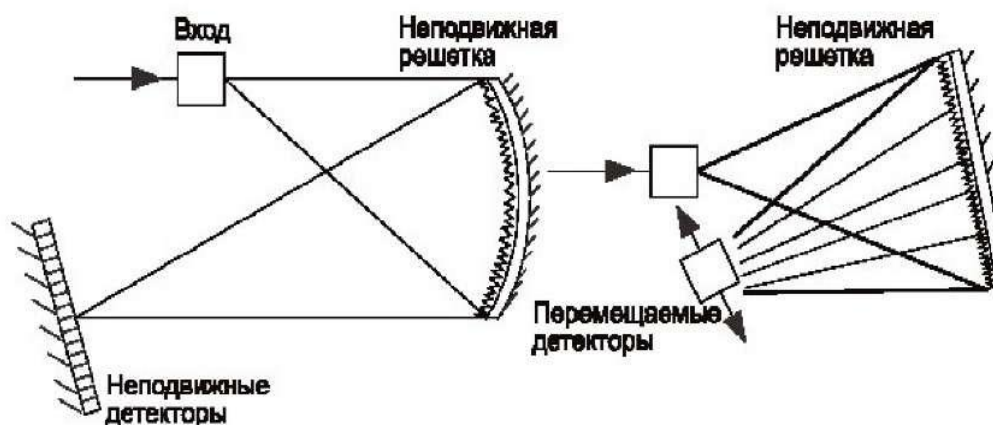


Рис. 4.67. OSA на основе неподвижной дифракционной решетки

К достоинствам метода на основе дифракционной решетки относятся:

- широкополосность;
- высокий динамический диапазон и OSNR;
- высокое разрешение.

Современный уровень производства позволяет изготавливать решетки со спектральным разрешением достаточным для тестирования систем WDM.

В тоже время абсолютная точность измерений является слабым местом таких OSA: калибровка абсолютной длины волны зависит от положения множества механических компонентов - в частности углового положения решетки - поэтому трудно гарантировать стабильные результаты.

Наличие подвижной дифракционной решетки позволяет использовать OSA данного типа в классе системного оборудования, и существенно ограничивает его применение в полевых условиях.

Метод Фабри-Перо (Fabry-Perot)

Метод Фабри-Перо основан на применении поверхностного резонатора, образованного с помощью двух параллельных отражающих пластин (половина мощности потока излучения пропускается, половина - отражается), установленных на заданном расстоянии с помощью пьезоэлементов.

Избирательность непосредственно определяется полосой пропускания фильтра Фабри-Перо: длина волны, на которую настроен резонатор, подается на детектор, остальные спектральные составляющие подавляются.

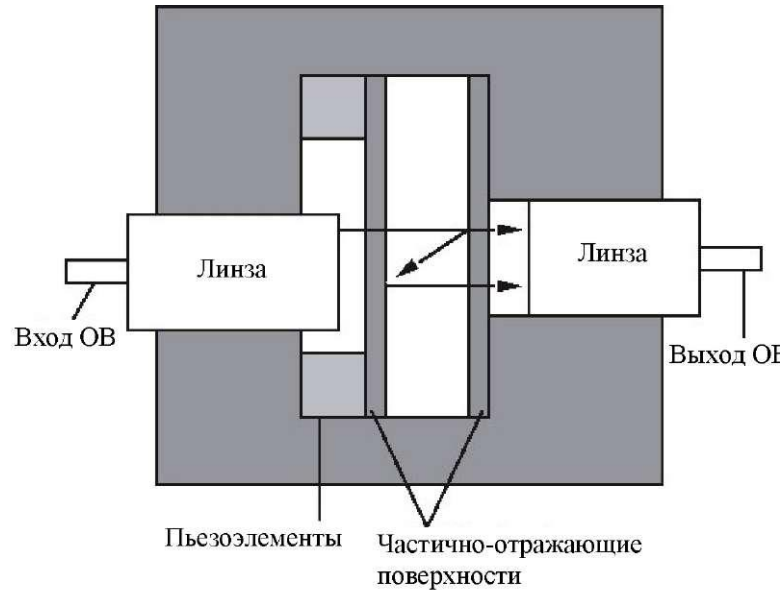


Рис. 4.68. OSA на основе Фабри-Перо

Данный метод обеспечивает высокую точность, однако ограничен по динамическому диапазону/OSNR, связанным непосредственно с широкополосностью прибора.

Чем больше широкополосность, тем ниже динамический диапазон.

Узкая полоса пропускания позволяет анализировать каналы с малым интервалом (менее 12,5 ГГц), даже при существенных искажениях.

Отсутствие подвижных частей, чувствительных к вибрациям и механическим воздействиям, позволяет использовать OSA данного типа как в полевых условиях, так и для мониторинга систем WDM.

Кроме того, в OSA Фабри-Перо не используются открытые схемы геометрической оптики. В результате OSA данного типа отличаются малым весом и портативностью, а низкие требования к мощности источников электропитания позволяют обеспечить работу прибора от аккумуляторной батареи.

Основные характеристики OSA:

- **Динамический диапазон** - определяет возможность измерения амплитуд сигналов в широком спектральном диапазоне. Большой динамический диапазон может потребоваться, например, при исследовании полосы пропускания оптического канала, когда могут быть важны аномальные характеристики боковой полосы, уровень мощности которой ниже уровня основного сигнала более чем на 50 дБ.

- **Чувствительность** - способность измерять оптические сигналы малой интенсивности.

- **Разрешающая способность по полосе пропускания RBW (Resolution BandWidth)** - возможность различения близко расположенных длин волн, которая необходима для исследования спектральной структуры каналов систем WDM. RBW играет большую роль с увеличением числа используемых каналов в прежнем спектральном диапазоне длин волн.

- **Точность** - возможность точно и правильно измерять длины волн и мощность.

Измерение основных параметров каналов систем WDM с помощью OSA

Длина волны спектрального максимума

Длина волны спектрального максимума $\lambda_{max,n}$ - это длина волны, на которой достигается максимальный уровень мощности сигнала в спектральном диапазоне исследуемого канала n (рисунок 4.69).

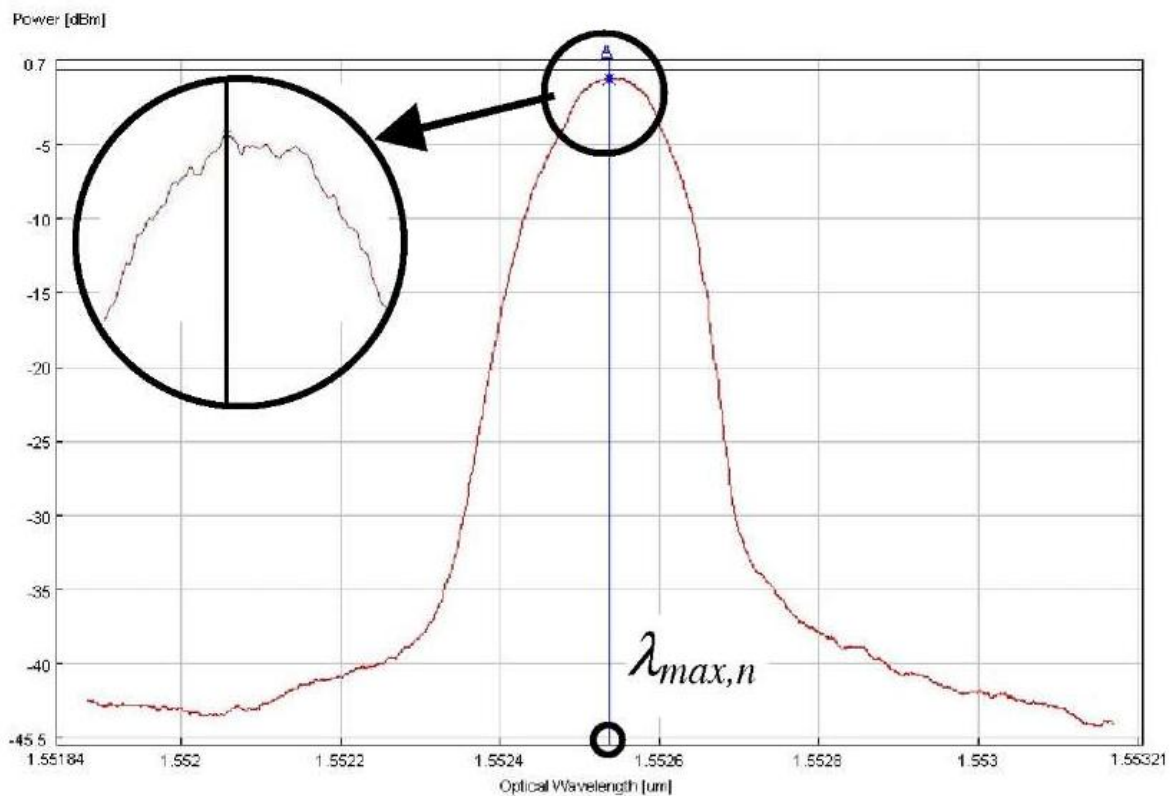


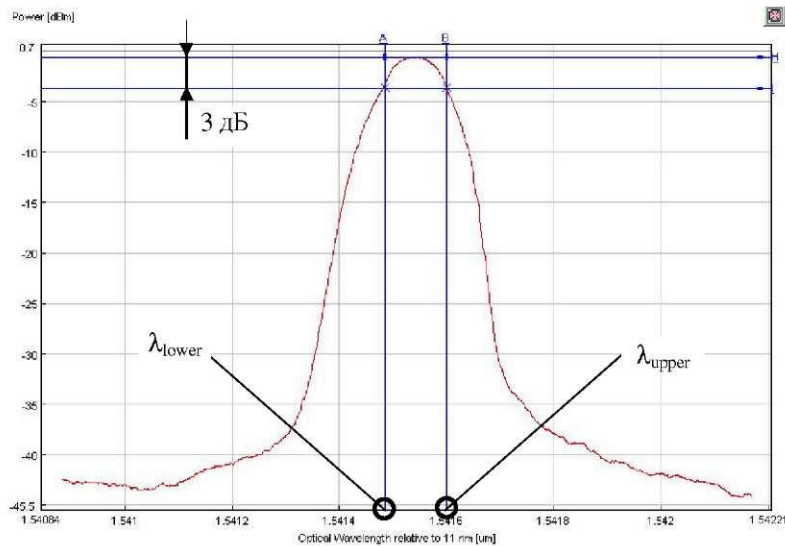
Рис. 4.69. К оценке длины волны спектрального максимума

Центральная длина волны канала

Центральная длина волны канала $\lambda_{0,n}$ - это среднее арифметическое значение между верхней $\lambda_{upper,n}$ и нижней $\lambda_{lower,n}$ длины волны отсечки канала n :

$$\lambda_{0,n} = \frac{\lambda_{upper,n} + \lambda_{lower,n}}{2}$$

Длины волн отсечки - верхняя и нижняя - это длины волн, на которых вносимые потери достигают заданного уровня 3 дБ или, иными словами, определяются по уровню - 3 дБ



относительно максимума (рисунок 4.70).

Рис. 4.70. К оценке верхней и нижней длины волны

Для идеального симметричного спектра оптического канала центральная длина волны совпадает с длиной волны спектрального максимума.

На практике спектральные кривые могут иметь более сложную форму, нередко содержащую несколько пиков.

В этом случае длины волн отсечки определяются на «крыльях» кривой, а центральная длина волны может не совпадать с длиной волны спектрального максимума.

Относительно слабые отклонения в форме спектра приводят к заметному изменению центральной длины волны. Тем не менее, длину волны передатчика стараются делать как можно ближе к номинальной длине волны частотного плана ИТУ.

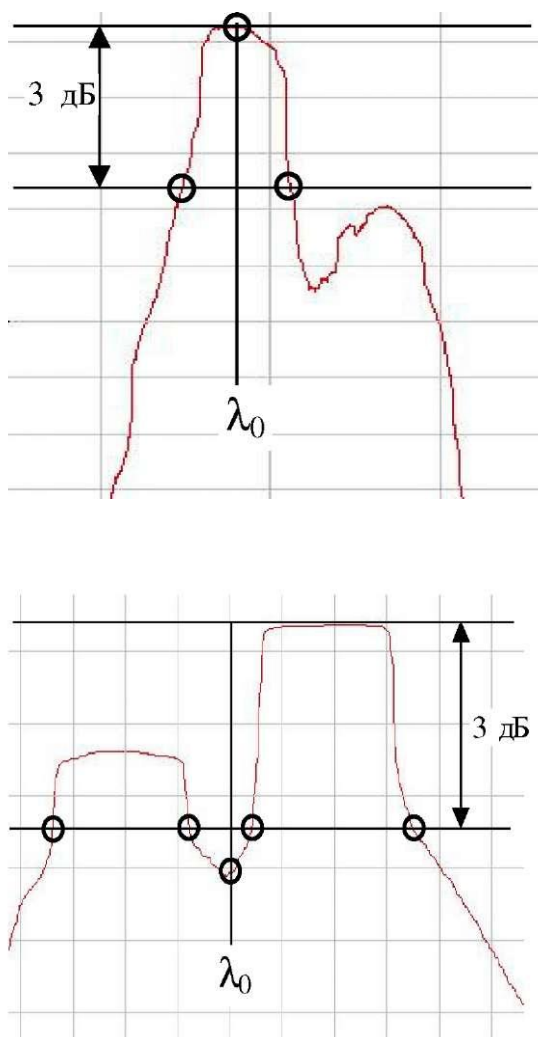


Рис. 4.71. Влияние формы спектральной характеристики на положения центральной длины волны канала

Отклонение центральной длины волны канала

Отклонение центральной длины волны канала $d\lambda_n$ определяется как разность между номинальной длиной волны канала частотного плана ITU и действительной. Основными причинами несовпадения λ_0 с частотным планом ITU являются: чирп-эффект источника оптического излучения, влияние ширины полосы информационного сигнала, уширение спектра за счет эффекта самомодуляции фазы, старение лазера и влияние температуры окружающей среды.

Интервал (расстояние) между каналами

Интервал между каналами $\Delta\lambda_0$ определяется как разность между центральными длинами волн λ_0 соседних каналов (рисунок 4.9):

$$\Delta\lambda = \lambda_{0,n+1} - \lambda_{0,n}$$

Интервал между каналами должен соответствовать частотному плану системы WDM. В существующих системах используются как равномерные, так и неравномерные частотные планы каналов.

Неравномерные интервалы между каналами в основном используются для снижения нелинейного эффекта четырехволнового смещения, когда в результате нелинейного взаимодействия излучения в волокне на двух и более частотах возникают сигналы с новой частотой.

При равномерных интервалах между каналами новый паразитный сигнал может совпасть по частоте с существующими сигналами других каналов и тем самым привести к возникновению перекрестных помех.

При неравномерных интервалах между каналами четырехволновое смещение приводит к дополнительным шумам на длинах волн, не используемых для передачи полезного сигнала.

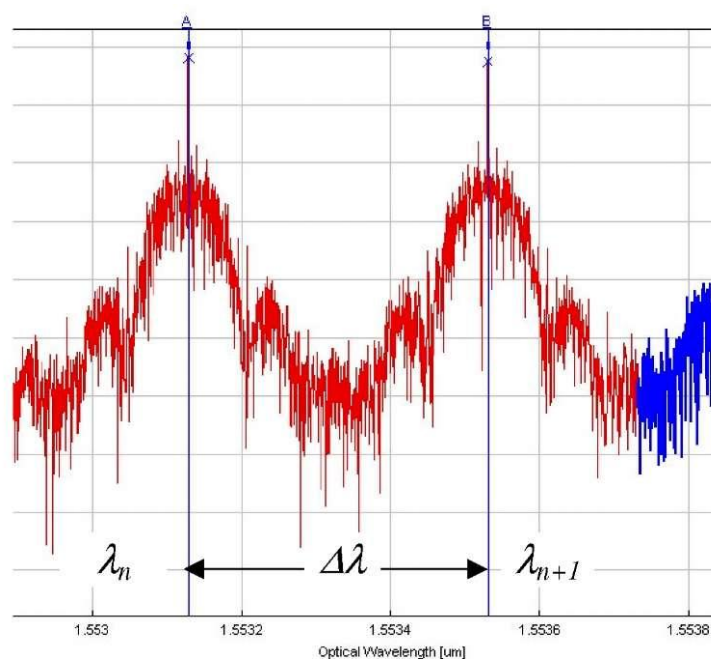


Рис. 4.72. К оценке интервала между каналами

Полоса пропускания по уровню - 3 дБ (и другим пороговым уровням: - 10 дБ; - 20 дБ или ниже)

Полоса пропускания BW - это та часть спектра передаваемого оптического сигнала, в пределах которой все спектральные составляющие превышают некоторый заданный пороговый уровень.

Данная величина определяет спектральный диапазон, в пределах которого устройство может быть эффективно использовано (рисунок 4.73).

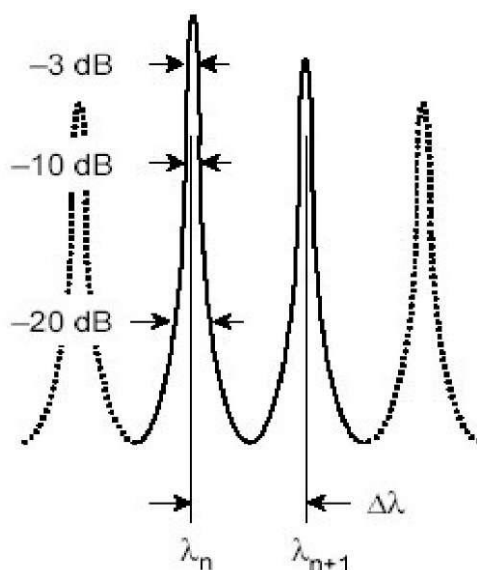


Рис. 4.73. К оценке полосы пропускания BW_{-3} , BW_{-10}

Определение полосы пропускания при двух и более пороговых уровнях позволяет показать ее форму на краях, которая обычно зависит от порядка используемого фильтра.

Значения ширины полосы пропускания при очень большом затухании (- 20, - 30 дБ) полезны для прогнозирования уровня возможных перекрестных помех в соседних каналах систем WDM.

Конкретное пороговое значение ширины полосы пропускания зависит от степени изоляции соседних каналов, необходимой для отдельных сетевых приложений.

Мощность оптического излучения в канале

Мощность оптического излучения в канале P_n измеряется по спектральной характеристике, представленной на рисунок 4.74 .

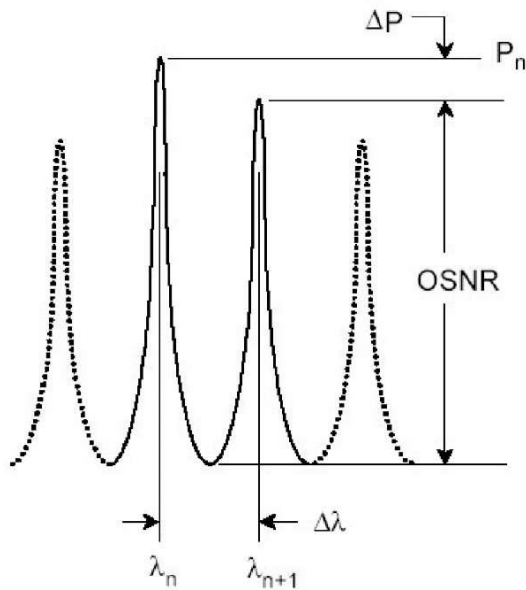


Рис. 4.74. К оценке значений P_n , ΔP_n и $OSNR$

Данная величина нормируется, относительно значения суммарной мощности оптического излучения.

Превышение значения оптической мощности в канале нормируемого значения приводит к увеличению перекрестных помех и росту числа ошибок на приемной стороне.

Суммарная мощность оптического излучения

Суммарная мощность оптического излучения P_Σ определяется как мощность оптического излучения при передаче группового потока спектрального уплотнения.

Данная величина измеряется на выходе мультиплексора с помощью измерителя оптической мощности и не должна превышать +27 дБм или 500 мВт для длины волны $\lambda = 1550$ нм.

Увеличение P_Σ приводит к усилению проявления нелинейных эффектов в оптических волокнах линейного тракта системы WDM, а также существенно увеличивает перекрестные помехи на приеме.

Суммарная мощность оптического излучения оценивается по заданной спектральной характеристике как сумма мощностей оптического излучения в каждом канале по следующей формуле:

$$P_\Sigma = \sum_{n=1}^N P_n = \sum_{n=1}^N 10^{0.1p_n}, \text{ мВт}$$

$$p_\Sigma = 10 \lg \left(\frac{P_\Sigma}{P_{1\text{мВт}}} \right), \text{ дБм}$$

где N - общее число каналов;

P_n - мощность, мВт

p_n - уровень мощности, дБм, в оптическом канале n с центральной длиной волны $\lambda_{0,n}$, соответственно.

Представленное выше максимально допустимое значение суммарной мощности оптического излучения, в свою очередь, определяет и верхний предел для уровня мощности оптического излучения в каждом оптическом канале:

$$p_{кан} = p_{\Sigma} - 10 \lg N, \text{ дБм}$$

Максимум различия мощности в оптических каналах

Максимум различия мощности в оптических каналах Δp_{max} определяется как разность между наибольшим и наименьшим значениями мощности оптических сигналов в оптических каналах (рисунок 4.12).

Данная величина не зависит от количества каналов и не должна превышать 2 дБ.

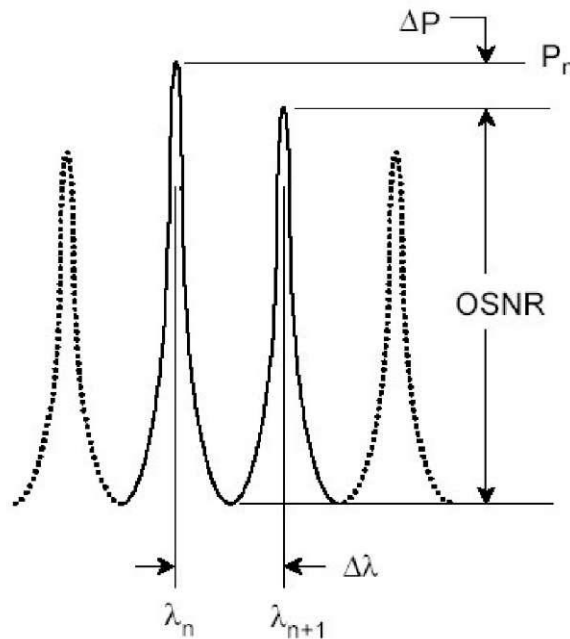


Рис. 4.75. К оценке значений P_n , ΔP_n и $OSNR$

Отношение сигнал/шум (OSNR - Optical Signal-to-Noise Ratio) в канале

OSNR отражает превышение мощности принимаемого сигнала над шумовым фоном для каждого канала и определяется как отношение средней мощности оптического сигнала в канале к средней мощности оптического шума в полосе спектра частот оптического сигнала соответствующего оптического канала:

$$OSNR_i = 10 \lg \frac{P_i}{P_{noise,i}} = p_i - p_{noise,i}, \text{ дБм}$$

Измерение OSNR требует точного измерения как мощности полезного оптического сигнала в канале, так и мощности шума. С уменьшением интервала между каналами и увеличением частоты модуляции (скорости передачи в канале) это делается все проблематичнее. Так, например, для более точного измерения мощности модулированного сигнала в канале требуется «широкополосный» фильтр, пропускающий боковые составляющие спектра сигнала.



Рис. 4.76. Модулированный сигнал

При измерении мощности сигнала в канале, в результате применения узкополосного фильтр увеличивается погрешность измерения

С другой стороны, при анализе характеристики спектральной плотности мощности шума между каналами необходимо применение «узкополосного» фильтра, поскольку огибающая «широкополосного» фильтра может накладываться на спектры полезных сигналов, особенно при малом значении интервала между каналами, искажая действительное значение уровня шума.

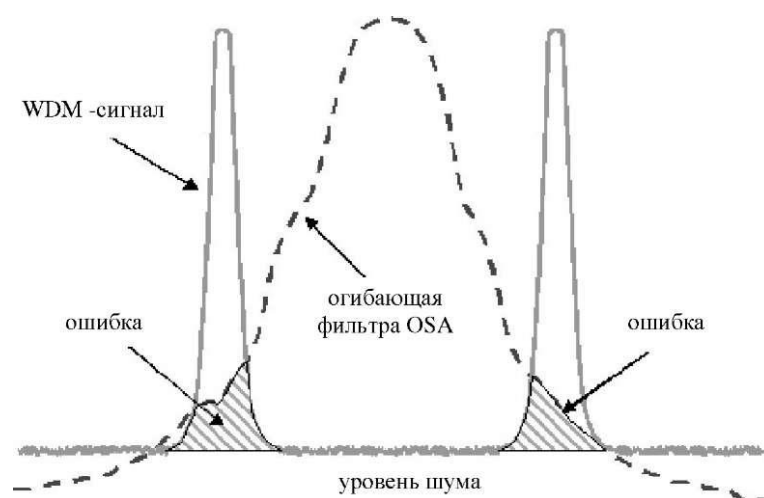


Рис. 4.77. WDM сигнал

Использование «широкополосного» фильтра при измерении спектральной плотности мощности шума между каналами существенно увеличивает погрешность измерения.

Для более точного измерения значения OSNR, в некоторых OSA (Agilent Technologies) используется комбинированный алгоритм анализа спектральной характеристики группового оптического сигнала системы WDM.

На первом этапе оператор OSA выполняет измерение мощности (уровня мощности) оптического сигнала в канале в режиме «широкополосного» фильтра со разрешающей способностью по полосе пропускания порядка $RBW=0,2$ нм, что, в соответствии с вышесказанным, позволяет более точно измерить указанную величину.

Затем оператор переходит в режим «узкополосного» фильтра ($RBW=0,06$ нм и менее) и выполняет измерение уровня шума.

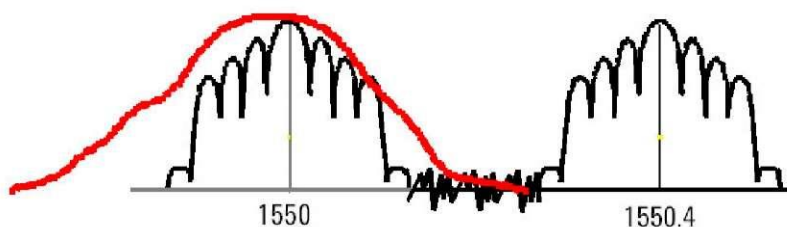


Рис. 4.78. Широкая полоса пропускания

Широкая полоса пропускания охватывает все боковые составляющие спектра канального сигнала.

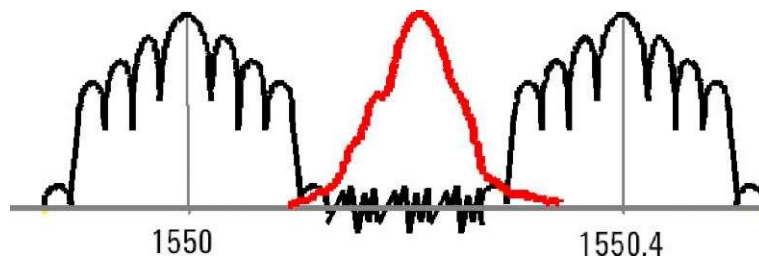


Рис. 4.79. Узкая полоса пропускает только спектр шума

В идеальном случае, согласно формуле, $OSNR_n$ определяется путем вычисления отношения мощности сигнала P_n в канале к мощности шума $P_{noise,n}$ на этой длине волны канала.

Однако непосредственно выполнить измерение $P_{noise,n}$ в канале по спектральной характеристике группового сигнала не представляется возможным, поскольку сам полезный сигнал в канале закрывает шум.

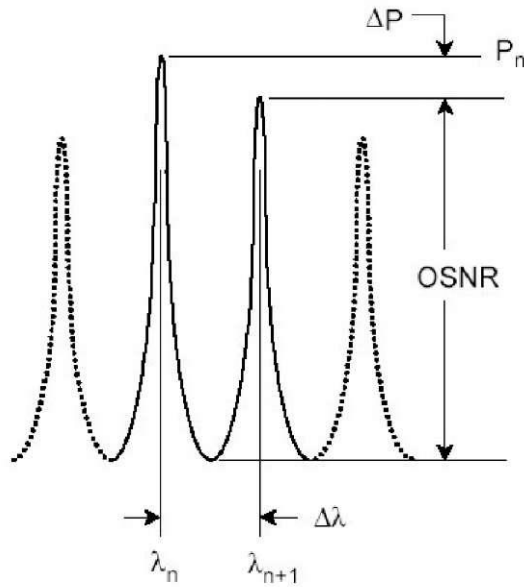


Рис. 4.80. К определению мощности шума

На практике определяют мощность шума по обеим сторонам канала $P_{noise,\lambda_0-\delta\lambda}$ и $P_{noise,\lambda_0+\delta\lambda}$ в некотором спектральном диапазоне $\delta\lambda$, а затем оценивают действительное значение $P_{noise,n}$ как среднее арифметическое полученных значений

$$P_{noise} = \frac{P_{noise,\lambda_0-\delta\lambda} + P_{noise,\lambda_0+\delta\lambda}}{2}, \text{ мВт}$$

$$p_{noise} = \frac{p_{noise,\lambda_0-\delta\lambda} + p_{noise,\lambda_0+\delta\lambda}}{2}, \text{ дБ}$$

где $P_{noise,\lambda_0-\delta\lambda}$ и $P_{noise,\lambda_0+\delta\lambda}$ - мощность шума на длинах волн $\lambda_0 - \delta\lambda$ и $\lambda_0 + \delta\lambda$ соответственно;

$p_{noise,\lambda_0-\delta\lambda}$ и $p_{noise,\lambda_0+\delta\lambda}$ - уровень мощности шума на длинах волн $\lambda_0 - \delta\lambda$ и $\lambda_0 + \delta\lambda$ соответственно.

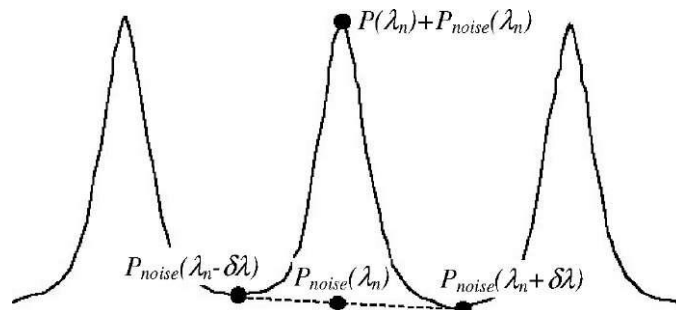


Рис. 4.81. К оценке OSNR по реальной спектральной характеристике группового оптического сигнала

Обычно мощность шума определяют на половине интервала между каналами $\delta\lambda = \Delta\lambda/2$, однако в ряде случаев при анализе реальной спектральной характеристики группового сигнала для измерения $P_{noise,\lambda_0-\delta\lambda}$ и $P_{noise,\lambda_0+\delta\lambda}$ необходимо уточнить положение маркеров:

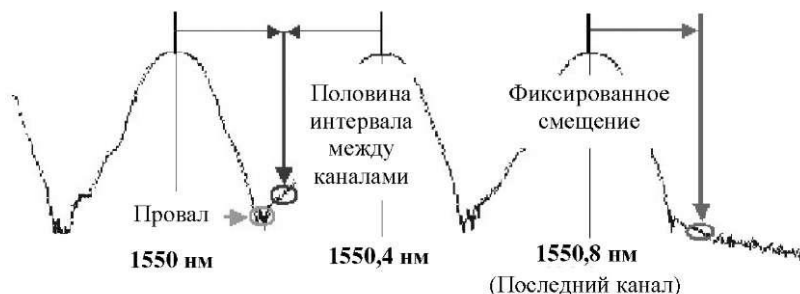


Рис. 4.82. К оценке OSNR по реальной спектральной характеристике группового оптического сигнала. Уточнение положения маркеров при измерении мощности шума в канале

Измерение OSNR требует точного измерения как мощности полезного оптического сигнала в канале, так и мощности шума.

Чем больше OSNR, тем легче идентифицировать принимаемые биты сигнала на уровне шума.

Значения OSNR нормируются исходя из того, чтобы вносимый в оптический тракт системы WDM обусловленный применением оптических усилителей (ОА) дополнительный шум не уменьшал это отношение ниже 20 дБ.

Поэтому величина OSNR определяется следующим выражением, соответствующему выходу первого ОА1 в оптическом тракте после мультиплексора при количестве ОА k :

$$OSNR_{max,1} = 19 + x - k + 10 \lg(x), \text{ дБ}$$

и на выходе k -го промежуточного усилителя ОА $_k$:

$$OSNR_{max,k} = 19 + x - k + 10 \lg\left(\frac{x}{k+1}\right), \text{ дБ}$$

где x - число элементарных кабельных участков (ЭКУ) на регенерационном участке ВОЛП системы WDM. При этом ЭКУ, согласно определяется как участок оптического тракта между оптическими усилителями.

Изоляция

Рассмотрим работу демультиплексора, а именно один из его выходных каналов с центральной длиной волны λ_i .

Большая часть мощности излучения на данной длине волны идет i -му каналу - полезный сигнал.

Однако часть излучения на этой длине волны может также присутствовать и в других выходных каналах в качестве паразитного сигнала.

Очевидно, наибольшая мощность паразитного сигнала на длине волны λ_i присутствует в соседних каналах λ_{i-1} и λ_{i+1} .

Изоляция определяет уровень ослабления сигнала данного канала в других каналах, где этот сигнал не является основным.

При измерении ослабленной доли сигнала, который в идеально работающем компоненте вообще должен отсутствовать, принимают во внимание характеристики полосы пропускания каждого канала и указывают значения при наихудших условиях (учитывается максимальный уровень паразитного сигнала на длине волны λ_i в пределах полосы пропускания по уровню - 20 дБ канала λ_i).

Изоляция определяется как минимальная величина ослабления мощности сигнала с выборкой по всем неосновным выходным каналам по отношению к основному входному каналу.

Для канала i с центральной длиной волны λ_i изоляция оценивается по следующей формуле:

$$Isolation_i = \min_{j \neq i} 10 \lg \frac{P_i}{P_{out,j}(\lambda_i)} = \min_{j \neq i} (p_i - p_{out,j}(\lambda_i)), \text{ дБ}$$

где P_i - мощность,

p_i - уровень мощности оптического сигнала в канале с центральной длиной волны λ_i ,

$P_{out,j}(\lambda_i)$ - мощность,

$p_{out,j}(\lambda_i)$ - уровень мощности сигнала канала с центральной длиной волны λ_i , присутствующего в канале j (j не совпадает с i).

Так, изоляция в 30 дБ означает, что уровень сигнала в каждом из соседних каналов на длине волны основного канала ниже уровня сигнала основного канала на этой длине волны как минимум на 30 дБ.

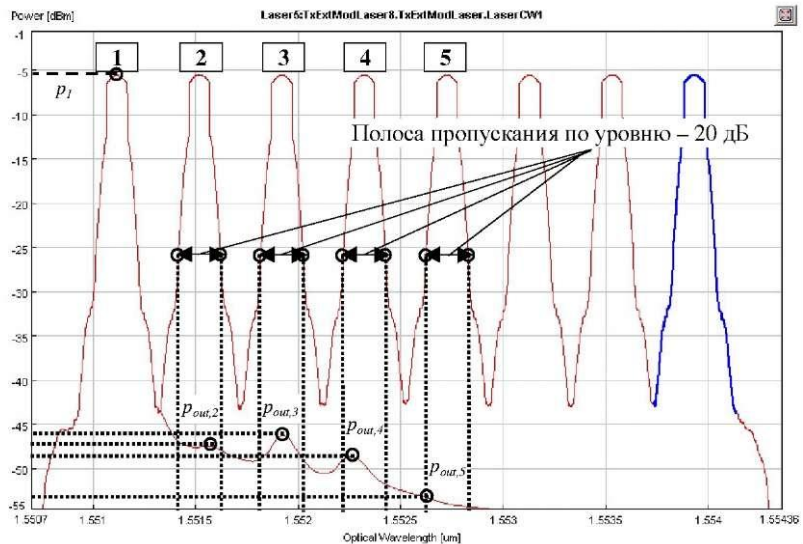


Рис. 4.83. К оценке изоляции оптического канала

Перекрестные помехи на дальнем конце (FEXT - Far-End Crosstalk)

Перекрестные помехи определяют превышение уровня мощности входного сигнала на длине волны над всей суммарной утекающей мощностью этого сигнала в неосновные каналы:

$$FEXT_i = 10 \log \frac{P_i}{\sum_{j \neq i} P_{out,j}(\lambda_i)} = 10 \log \frac{10^{0.1 P_i}}{\sum_{j \neq i} 10^{0.1 P_{out,j}(\lambda_i)}}, \text{ дБ}$$

где P_i - мощность,

P_i - уровень мощности оптического сигнала в канале с центральной длиной волны λ_i ,

$P_{out,j}(\lambda_i)$ - мощность,

$P_{out,j}(\lambda_i)$ – уровень мощности сигнала канала с центральной длиной волны λ_i ,

присутствующего в канале j (j не совпадает с i).

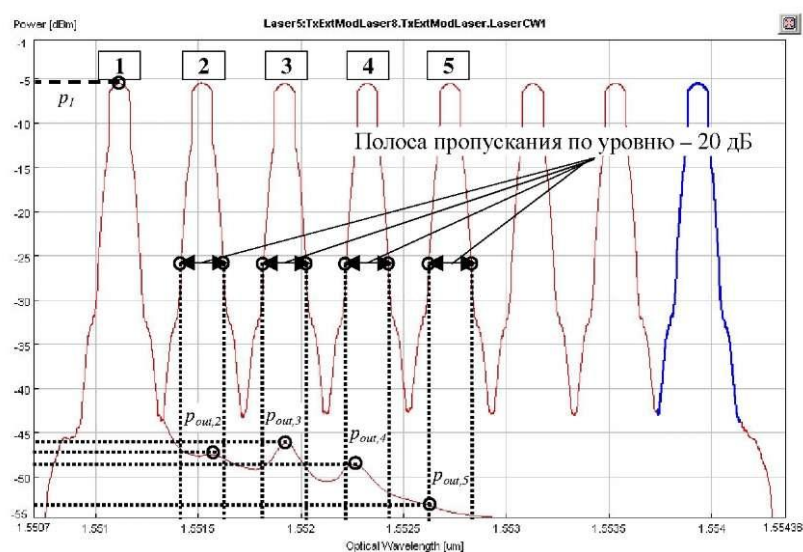


Рис. 4.84. К оценке FEXT

Переходная помеха (ХТ - Crosstalk)

Оптическая переходная помеха между оптическими каналами определяется в каждом оптическом канале как отношение средней мощности оптического сигнала из остальных оптических каналов к средней мощности оптического сигнала данного канала в полосе частот соответствующего оптического канала:

$$XT_i = 10 \log \frac{\sum_{j \neq i} P_{out,j}(\lambda_i)}{P_i} = 10 \log \frac{\sum_{j \neq i} 10^{0.1 p_{out,j}(\lambda_i)}}{10^{0.1 p_i}}, \text{ дБ}$$

где P_i - мощность,

p_i - уровень мощности оптического сигнала в канале с центральной длиной волны λ_i ,

$P_{out,j}(\lambda_i)$ - мощность,

$p_{out,j}(\lambda_i)$ - уровень мощности сигнала канала с центральной длиной волны λ_i , присутствующего в канале j (j не совпадает с i).

Величина перекрестных помех не должна превышать - 30 дБ на передаче, и - 27 дБ на приеме, соответственно.

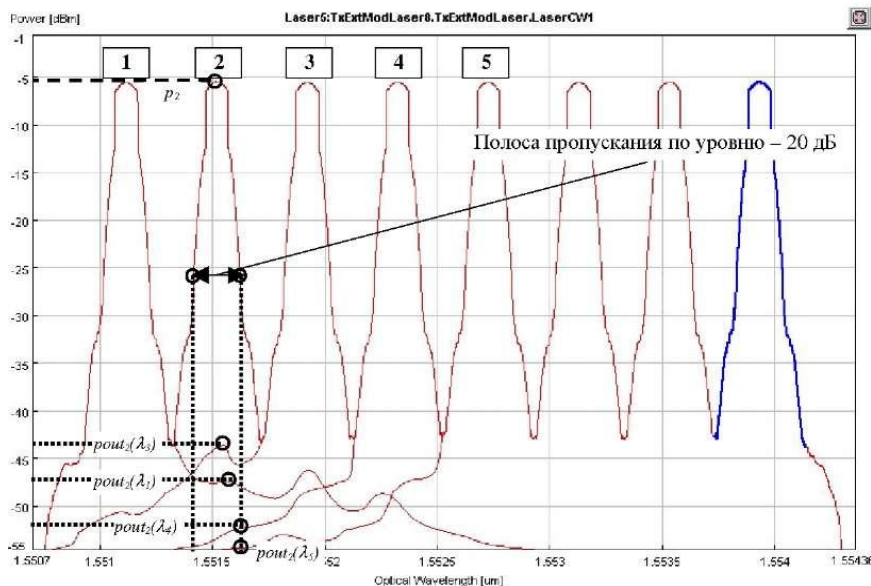


Рис. 4.85. К оценке перекрестных помех оптического канала

ГЛАЗ-ДИАГРАММА

Методика измерения

Глаз-диаграммы применяются для оценки параметров цифровых сигналов как при проведении лабораторный (системных) измерений, так и эксплуатационный.

По своей структуре глаз-диаграммы являются модификацией осциллограмм, и отличаются от последних тем, что используют периодическую структуру цифрового сигнала.

Для построения двухуровневой глаз-диаграммы битовый поток подается на осциллограф, в то время как синхронизация внешней развертки производится от битового потока с

частотой f_b .

В случае построения многоуровневых диаграмм сигнал должен проходить через многоуровневый конвертер, а синхронизация производится от символьного потока с частотой f_s .

Для калибровки глаз-диаграммы сигнал подают непосредственно на вход осциллографа. В этом случае глаз-диаграмма имеет вид прямоугольника.

Фильтр (тестируемая система), ограничивающий полосу передаваемого сигнала, вносит существенные изменения в форму импульса, в результате диаграмма приобретает форму «глаза».



Рис. 4.86. Построение глаз-диаграммы

Глаз-диаграммы используют периодическую структуру цифрового сигнала.

За счет внешней синхронизации развертки, получаемые осциллограммы волнового фронта накладываются друг на друга с периодом одного отсчета.

В результате проведения измерений с накоплением получается глаз-диаграмма, при этом по оси ординат откладывается амплитуда сигналов, по оси абсцисс - время, соответственно.

Пример формирования глаз-диаграммы непосредственно на выходе источника и на выходе линейного тракта.

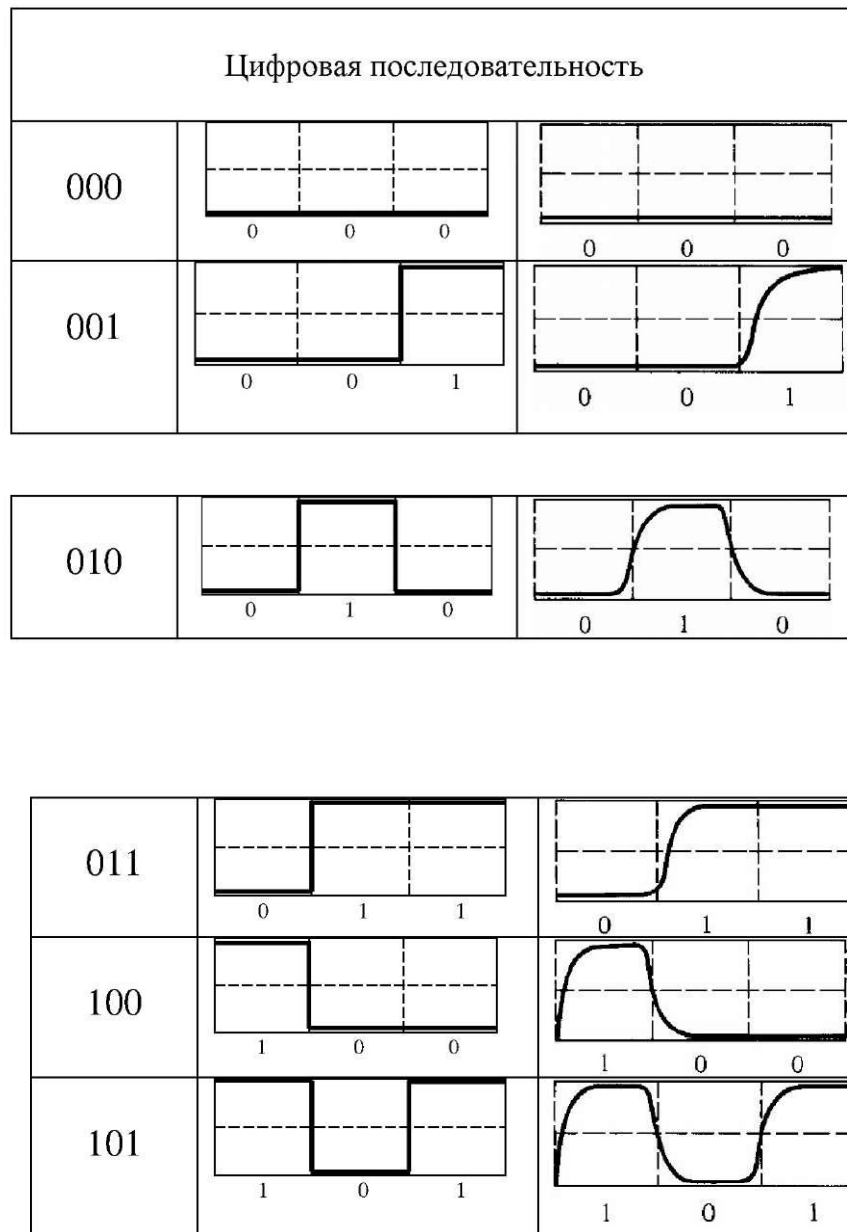
Реальная осциллограмма сигнала «разрезается» посимвольно в соответствии с тактовыми импульсами синхронизирующего генератора, а затем глаз-диаграмма «складывается» из полученных кусков.

В идеальном случае при отсутствии цепей фильтрации в результате такого сложения получится квадрат («квадратный глаз»).

Однако глаз-диаграмма реального сигнала будет значительно отличаться от квадрата, поскольку будет содержать в себе составляющие нарастания фронта сигнала, спада фронта,

прямоугольный импульс будет иметь форму колокола, в результате получится диаграмма более похожая на глаз.

Исследование глаз-диаграмм позволяет провести детальный анализ цифрового сигнала по параметрам, непосредственно связанным с формой волнового фронта: параметра межсимвольной интерференции (ISI), джиттера передачи данных, джиттера синхронизации и других характеристик.



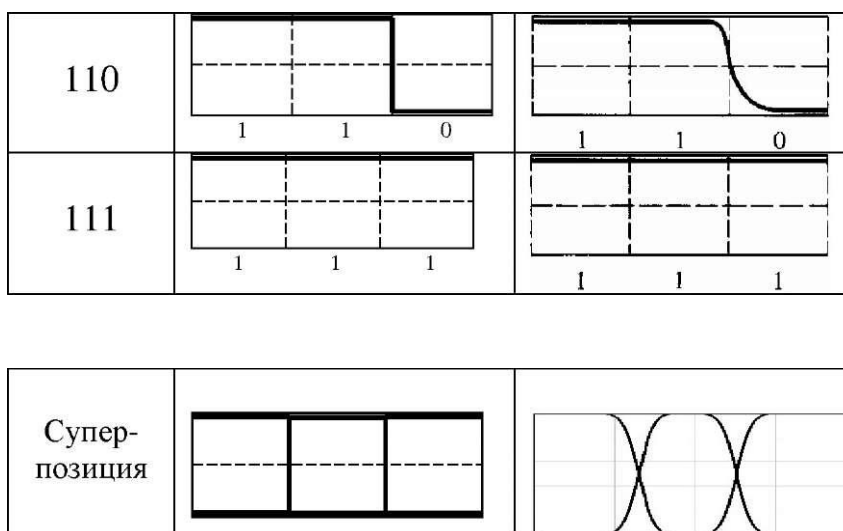


Рис. 4.87. К построению глаз-диаграмм

Идентификация глаз-диаграмм

Глаз-диаграмма представляет собой результат многократного наложения битовых последовательностей с выхода генератора ПСП, отображаемый на экране осциллографа в виде диаграммы распределения амплитуды сигнала по времени.

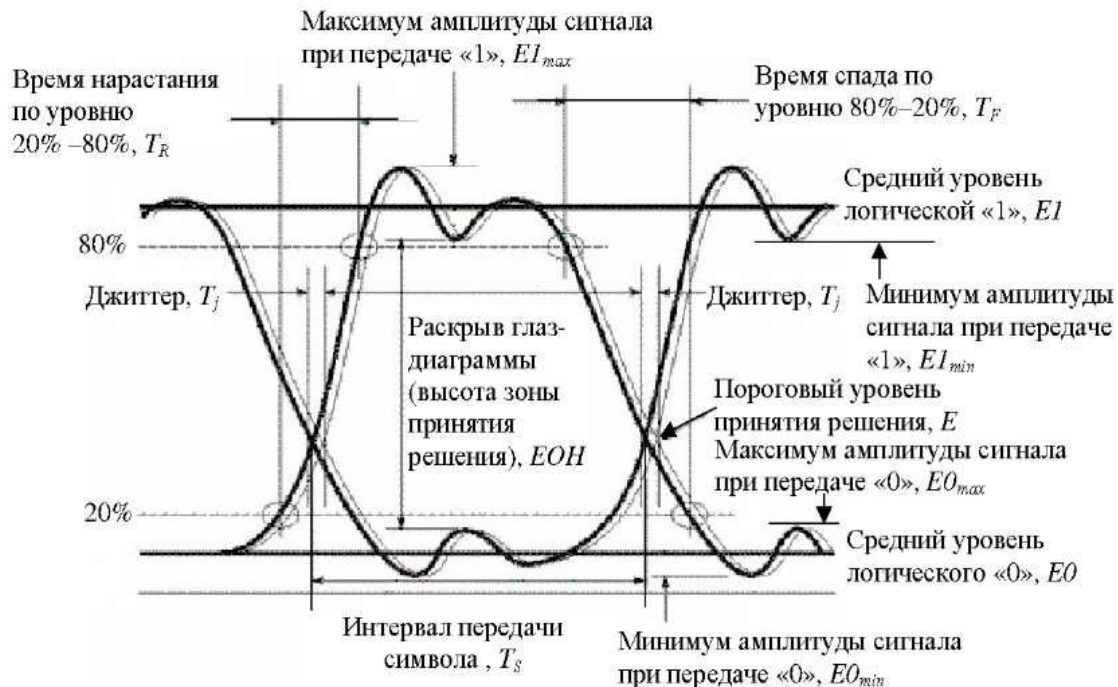


Рис. 4.88. Идентификация глаз-диаграммы

Эффекты уширения импульса, а также фазовое дрожание сигнала вызывают появление взаимных искажений между символами, что приводит к пересечению глаз-диаграммы с временной осью в разные промежутки времени.

Максимальная ширина области пересечения с временной осью определяется как пиковое фазовое дрожание или джиттер передачи данных T_j . Джиттер измеряется обычно в единицах времени или как отношение к интервалу передачи символа T_j/T_s .

5.3. Измерение параметров передачи ЦСП по глаз- диаграмме

5.3.1. Глубина модуляции

Коэффициент гашения (EX - Extinction Ratio) является мерой оценки глубины модуляции источника оптического излучения передающего модуля ВОСП.

EX является одной из составляющих, определяющих протяженность линейного тракта, обеспечивающей надежные передачу и прием сигнала.

Глубина модуляции определяется как логарифм отношения средней мощности сигнала при передаче логической «1» к средней мощности сигнала при передаче логического «0»:

$$EX = 10 \lg \left(\frac{E1}{E0} \right), \text{ дБ}$$

Q-фактор

Фундаментальным показателем качества цифровых систем передачи является коэффициент ошибок ($K_{ош}$ или BER - Bit Error Ratio).

Современные высокоскоростные СП на магистральных ЛС разработаны для практически безошибочной работы ($BER < 10^{-15}$).

Однако для подобных ЦСП довольно трудно проводить прямые измерения BER (например, с помощью анализатора канала или измерителя коэффициента ошибок) в силу больших затрат времени.

Так, например, регистрация 10 битовых ошибок для получения BER порядка 10^{-7} при скорости передачи уровня STM-64 (10 Гбит/с) потребуются проведение измерений в течение 28 часов.

Подобный интервал измерений вполне приемлем для приемо-сдаточных испытаний, выполняемых в процессе пусконаладочных работ СП, но вряд ли может применяться при настройке оборудования или мониторинге действующих СП.

В настоящее время разработан новый подход к решению данной проблемы на основе измерения Q-фактора: базируясь на статистическом анализе физических параметров сигнала, данный метод позволяет менее чем за минуту оценить BER в диапазоне до 10^{-40} . В частности, подобный метод реализован в измерителях Q-фактора компании Acterna.

Q-фактор - это параметр, который непосредственно отражает качество сигнала цифровой СП. Существует определенная функциональная зависимость Q-фактора сигнала и измеряемого коэффициента ошибок BER .

Q-фактор определяется путем статистической обработки результатов измерения

амплитуды и фазы сигнала на электрической уровне, а именно - непосредственно по глаз-диаграмме.

При этом выполняется построение функции распределения состояний «1» и «0», а для этих распределений, в предположении их Гауссовой формы, оцениваются математические ожидания состояний $E1$ и $E0$ и их среднеквадратические отклонения σ_1 и σ_0 .

Q-фактор рассчитывается по формуле:

$$Q = \frac{|E1 - E0|}{\sigma_1 + \sigma_0}$$

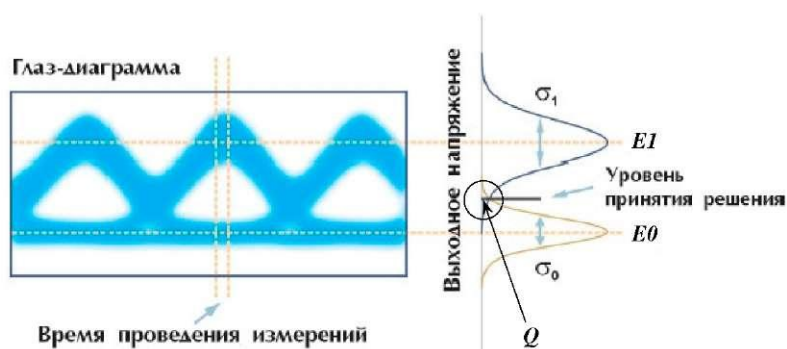


Рис. 4.88. Оценка Q-фактора

При этом коэффициент ошибок пропорционален площади пересечения двух функций распределений состояний «1» и «0»:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{|E - E0|}{\sigma_0} \right) + \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{|E1 - E|}{\sigma_1} \right)$$

где E - порог принятия решения 0/1 цифрового фотоприемника

$\operatorname{erfc}(x)$ - вспомогательная функция интеграла ошибки:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp \left(-\frac{\beta^2}{2} \right) d\beta$$

Таким образом, BER является суммой двух величин: условной вероятности приняты «0» за «1» и условной вероятности приняты «1» за «0».

На практике при $x > 3$ функцию $\operatorname{erfc}(x)$ можно приближенно рассчитывать по следующей формуле:

$$\operatorname{erfc}(x) \approx \frac{1}{x\sqrt{2\pi}} \exp \left(-\frac{x^2}{2} \right), x > 3$$

В этом случае достаточно легко получить выражение, позволяющее оценить величину порога принятия решения, при которой значение BER будет минимальным:

$$E_{min} = \frac{E1\sigma_0 + E0\sigma_1}{\sigma_0 + \sigma_1}$$

В этом случае E_{min} делит «зону ошибок» на две равные части.

При этом сам коэффициент ошибок при оптимальном E_{min} можно определить по следующей формуле:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \approx \frac{1}{Q\sqrt{2\pi}} \exp \left(-\frac{Q^2}{2} \right)$$

Методика измерения Q-фактора

Исходя из определения Q-фактора, основная задача при его измерении заключается в оценке функций распределения состояний «1» и «0».

Один из методов измерения Q-фактора - метод асинхронной выборки (метод гистограмм напряжения). В этом методе используется цифровой запоминающий осциллограф для построения гистограммы напряжений в центре глаз-диаграммы ($\varphi = \pi$).

Данный метод имеет несколько принципиальных ограничений. При относительно высоких скоростях передачи (более сотни Мбит/с, не говоря уже о Гбит/с) скорость выборки осциллографа, которая обычно не превышает нескольких сотен кГц, позволяет использовать лишь небольшую частоту потока данных.

Существенное увеличение времени измерений может практически полностью решить указанную проблему, однако делает данный метод менее пригодным для практического использования.

Однако главным недостатком данного метода является высокая погрешность оценки Q-фактора по данным гистограммы напряжения, полученным в центре глаз- диаграммы.

В этом случае форма распределения состояний «1» и «0» может существенно отличаться от гауссовой за счет шума во входных цепях осциллографа, фазовых вариаций сигнала и эффектов, связанных с последовательностью сигнала.

Существует модифицированный вариант данной методики, получивший название метод синхронной выборки, когда цифровой запоминающий осциллограф синхронизируется от сигнала и измерения проводятся в точке глаз- диаграммы $\varphi = 0$.

Однако, данный метод также не снимает проблемы измерений, связанной со скоростью выборки осциллографа и эффектов последовательности.

В настоящее время, наиболее точным является метод синхронной выборки с переменным порогом. Данный метод, в частности, реализован в анализаторах 0NT-30/0NT- 50 компании Asterna. В этом случае применяется двойная цепь принятия решений 0/1: один детектор работает с «обычным порогом», а второй - со смещенным.

Сравнение результатов двух детекторов позволяет точно определить BER при смещенном пороге, независимо от последовательности сигнала.

Изменение порога переменного детектора сначала в области «1», затем в области «0», позволяет получить оценку формы распределений по его склонам в относительных координатах «отклонение порога/BER».

В результате переменный порог смещается в области с $BER = 10^{-5} - 10^{-10}$, что значительно уменьшает время измерений до нескольких секунд. Полученные результаты аппроксимируются, затем оцениваются Q-фактор и BER.

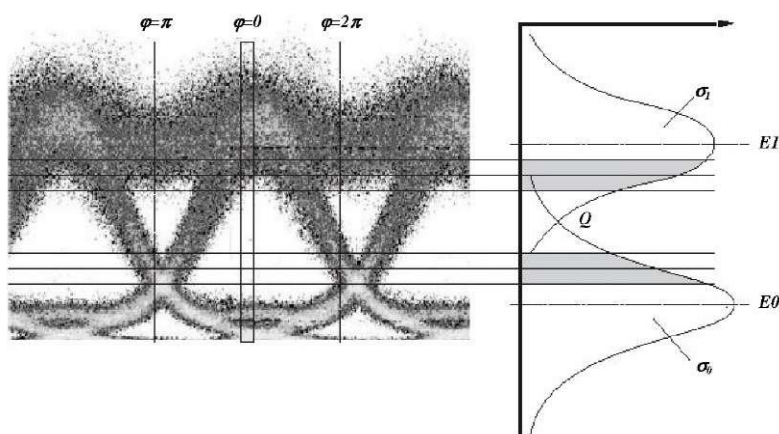


Рис. 4.89. Метод синхронной выборки с переменным порогом

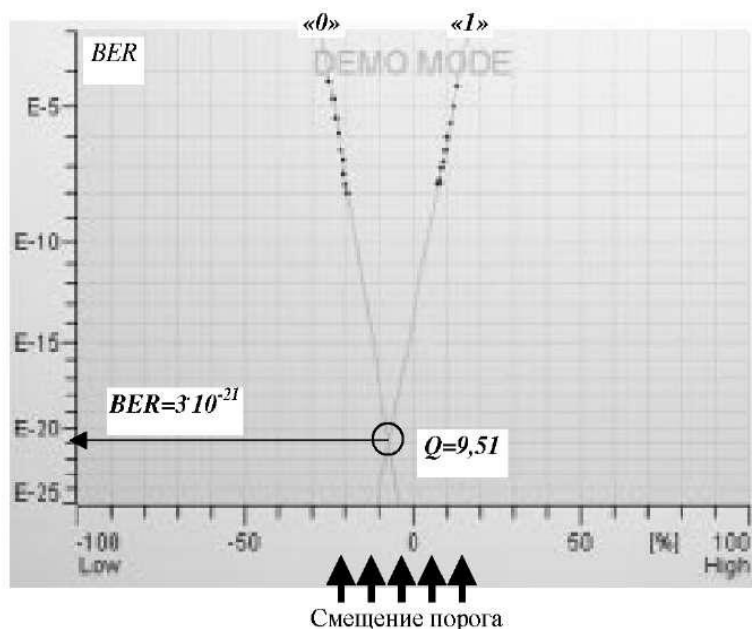


Рис. 4.90. Результаты измерения методом переменного порога

Маска глаз-диаграммы

При оценке качества передачи сигнала конкретной ЦСП заданного уровня цифровой иерархии (стандарта, спецификации) удобно использовать маску (шаблон) глаз-диаграммы.

Маска глаз-диаграммы представляет собой некоторую эквивалентную зону принятия решения, границы которой строятся по заданным параметрам, соответствующим уровню тестируемой ЦСП.

Тестирование выполняется следующим образом: заданная маска накладывается на реальную, полученную в результате измерений глаз-диаграмму (большинство современных цифровых анализаторов позволяют выполнить данную операцию).

Если границы маски находятся внутри или совпадают с зоной раскрытия глаз-диаграммы, можно сделать вывод, о соответствии тестируемой ЦСП показателям качества заданного уровня цифровой иерархии (BER, джиттер).

В противном случае требуется проведение дополнительных мероприятий, уменьшающих искажения формы сигнала ЦСП при передаче по линейному тракту.

При наложении маски на полученную глаз-диаграмму также учитывается не только соответствие раскрытия глаз-диаграммы, но и ограничения на максимальные отклонения от среднего уровня.

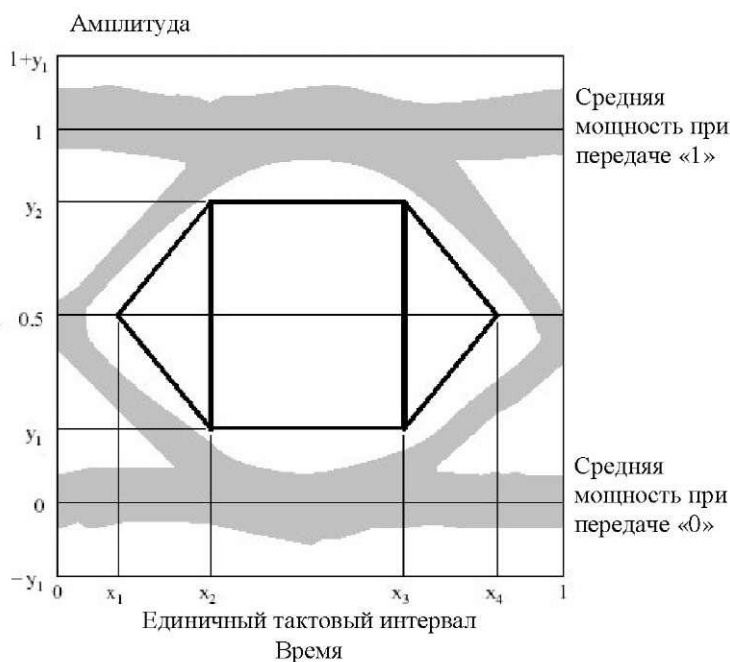


Рис. 4.91. Стандартная маска глаз-диаграммы

Параметры стандартной маски глаз-диаграммы для ЦСП SDH, согласно рекомендациям ITU-T G.957 представлены в таблице:

	x_1/x_4	x_2/x_3	y_1/y_2	x_3-x_2
STM-1	0.15/0.85	0.35/0.65	0.20/0.80	-
STM-4	0.25/0.75	0.40/0.60	0.20/0.80	-
STM-16	-	-	0.25/0.75	0.2

Значения представлены в относительных единицах: по оси Y - относительно среднего значения мощности оптического излучения при передаче логической «1», по оси

X - относительно единичного тактового интервала для соответствующего уровня SDH.

Расчет глаз-диаграммы

Предварительно определяется уровень мощности на выходе источника оптического излучения:

$$p_0 = 10 \lg \left(\frac{P_0}{10^{-3}} \right), \text{ дБ}$$

где P_0 - мощность на выходе источника оптического излучения.

Уровень мощности оптического сигнала на выходе фотоприемника ОСП определяется суммарными потерями в ОВ на ЭКУ ВОЛП а также суммарным значением дополнительных потерь:

$$p_L = p_0 - A_{\text{ЭКУ}} - \sum a_{\text{ш}}, \text{ дБ}$$

Соответственно, мощность оптического сигнала на выходе фотоприемника ОСП:

$$P_L = 10^{0.1p_L}, \text{ мВт}$$

Для расчета помехозащищенности канала ЦСП необходимо также оценить мощность шума фотоприемника P_{noise} .

На практике фотоприемные устройства высокоскоростных ОСП проектируются таким образом, чтобы логарифм отношения полосы пропускания электрического фильтра к полосе пропускания оптического фильтра составлял не менее 2 дБ. В этом случае выполняется следующее условие по отношению сигнал/шум:

$$OSNR = 20 \lg(Q_{\text{ном}}) + 10 \lg \left(\frac{BW_e}{BW_o} \right) = 20 \lg(Q_{\text{ном}}) + 2, \text{ дБ}$$

где $OSNR$ - оптическое отношение сигнал/шум (Optical Signal-to-Noise Ratio);

$Q_{\text{ном}}$ - номинальное значение Q-фактора, соответствующего нормированному коэффициенту ошибок $BER_{\text{ном}}$.

Согласно определению, уровень чувствительности фотоприемника ОСП - это минимальное значение уровня мощности оптического излучения в точке нормирования оптического тракта на приеме, при которой обеспечивается требуемое качество передачи цифрового оптического сигнала.

С учетом вышесказанного, а также используя условие, максимальный уровень мощности шума фотоприемника p_{noise} можно оценить по следующей формуле:

$$p_{noise} = p_R - 20 \lg(Q_{ном}) - 2, \text{ дБ}$$

где p_R - уровни чувствительности фотоприемника,

p_{noise} - уровень шума фотоприемника, дБ.

Очевидно, чувствительность фотоприемника и мощность шума рассчитывается как

$$P_R = 10^{0.1p_R}, \text{ Вт}$$

$$P_{noise} = 10^{0.1p_{noise}}, \text{ Вт}$$

Построение глаз-диаграммы осуществляется путем наложения отклика системы в предположении гауссовой формы импульса на передачу «изолированного» логического «0» в последовательности логических «1» (например, комбинация 101 - при 3-х символьной последовательности)

$$P_{out}^{00}(t) = P_L \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{t+T}{s_L \sqrt{2}} \right) + \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{t}{s_L \sqrt{2}} \right) \right)$$

и отклика системы на передачу «изолированной» логической «1» в последовательности логических «0» (например, комбинация 010 - при 3-х символьной последовательности)

$$P_{out}^{11}(t) = P_L \left(\frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{t+T}{s_L \sqrt{2}} \right) - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{t}{s_L \sqrt{2}} \right) \right)$$

где s_L - среднеквадратическая длительность Гауссова импульса на выходе фотоприемника ОСП; данная величина непосредственно связана с T_L следующим соотношением:

$$s_L = \frac{T_L}{2.563}, \text{ с}$$

T - интервал передачи битовой последовательности:

$$T = N_{symb} * \tau_{0.5}, \text{ с}$$

где N_{symb} - количество символов битовой последовательности, в данном случае приняты $N_{symb} = 3$;

$\tau_{0.5}$ - длительности импульса на уровне 0,5 от его максимума на выходе источника оптического излучения; обратно пропорциональна скорости передачи сигнала в линии:

$$\tau_{0.5} = \frac{1}{B_L}, c$$

Пример построения глаз-диаграммы по результатам расчета в диапазоне $(-2T; 2T)$ представлен на рисунке.

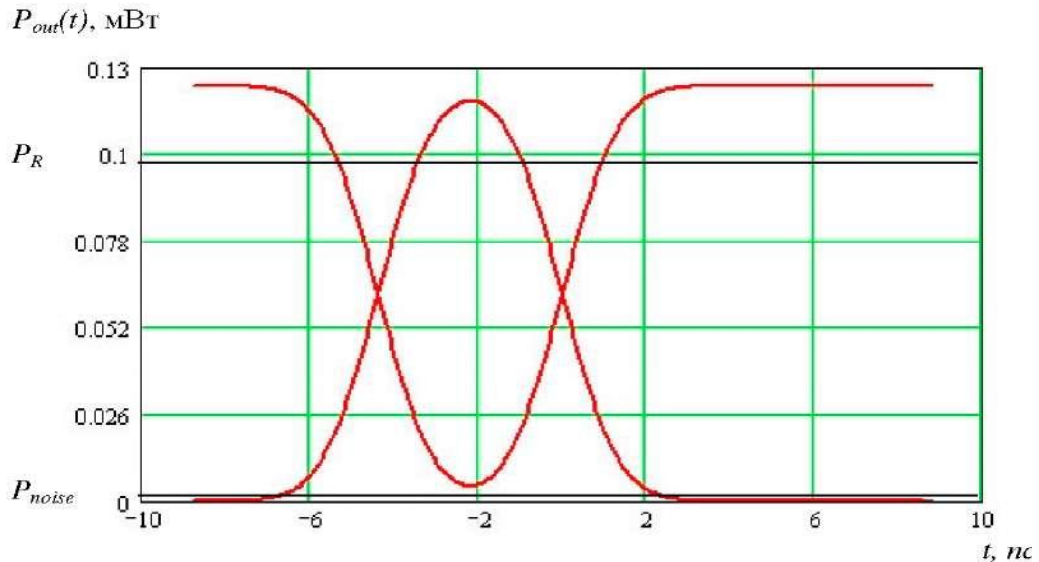


Рис. 4.92. Пример построения глаз-диаграммы

Фундаментальным показателем качества цифровых систем передачи является коэффициент ошибок BER .

Работа цифровых систем передачи считается нормальной только в том случае, если BER не превышает определенное допустимое значение, соответствующее используемому сетевому стандарту.

Известна методика оценки коэффициента ошибок BER на основе определения Q -фактора. Q -фактор - это параметр, который непосредственно отражает качество сигнала цифровой СП.

Существует определенная функциональная зависимость Q -фактора сигнала и измеряемого коэффициента ошибок BER .

Q -фактор определяется путем статистической обработки результатов измерения амплитуды и фазы сигнала на электрической уровне, а именно - непосредственно по глаз-диаграмме.

При этом выполняется построение функции распределения состояний «1» и «0», а для этих распределений, в предположении их Гауссовой формы, оцениваются математические ожидания состояний $E1$ и $E0$ и их среднеквадратические отклонения σ_1 и σ_0

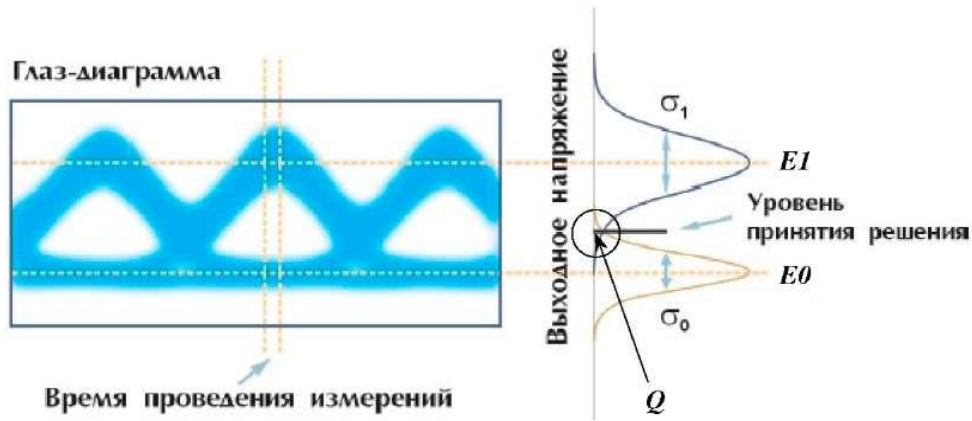


Рис. 4.93. К оценке Q- фактора

Предварительно, для оценки параметров распределений состояний «1» и «0», определяется точка максимального раскрытия глаз-диаграммы:

$$\tau_{open} = \ln \left(\frac{1}{\sqrt{\exp\left(\frac{T^2}{S_{out}^2}\right)}} \right) \frac{S_{out}^2}{T}, c$$

Затем определяются границы раскрытия глаз- диаграммы (зоны принятия решения), соответствующие минимальной зарегистрированной мощности при передаче логической «1» $P1_{min}$ и максимальной зарегистрированной мощности при передаче логического «0» $P0_{max}$

$$P1_{min} = P_{out}^{1}(\tau_{open}), мВт$$

$$P0_{max} = P_{out}^{0}(\tau_{open}), мВт$$

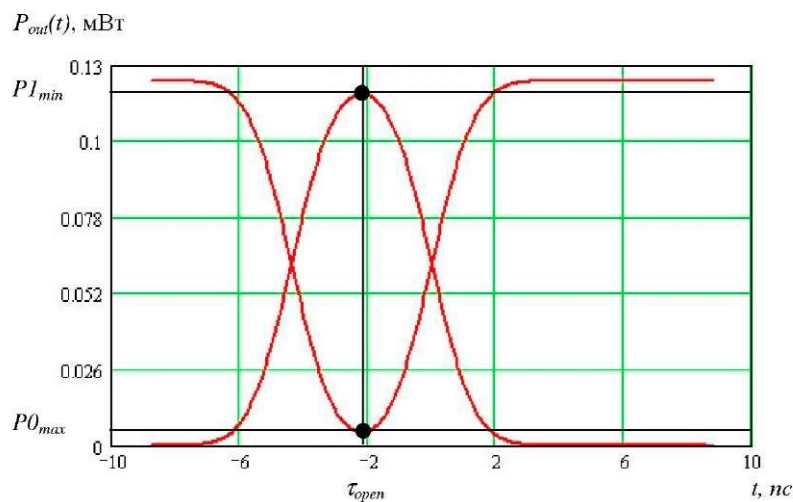


Рис. 4.94. К оценке параметров распределения состояний «1» и «0»

Исходя из предположения Гауссова распределения состояний логической «1» и логического «0», оцениваются характеристики распределений состояний - математическое ожидание $E1$ и $E0$:

$$E1 = \begin{cases} P_L, P_L \geq P_R \\ P_R, P_L < P_R \end{cases}, MBm$$

$$E0 = P_{noise}, MBm$$

и среднеквадратическое отклонение σ_1 и σ_0 , соответственно, используя правило «три сигма»:

$$\sigma_1 = \frac{E1 - P1_{min}}{3}, MBm \quad \sigma_0 = \begin{cases} \frac{E0 + P0_{max}}{3}, E0 \leq E0_{max} \\ \frac{E0 \pm}{3}, E0 > E0_{max} \end{cases}, MBm$$

Q-фактор рассчитывается по следующей формуле

$$Q = \frac{|E1 - E0|}{\sigma_1 + \sigma_0}$$

При этом сам коэффициент ошибок BER определяется по следующей формуле:

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \approx \frac{1}{Q\sqrt{2}} \exp \left(-\frac{Q^2}{2} \right)$$

где erfc - вспомогательная функция интеграла ошибок:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp \left(-\frac{\beta^2}{2} \right) d\beta$$

Необходимо отметить, что приближенная формула расчета BER , справедлива при значениях аргумента erfc больше 3, иными словами, только при выполнении условия:

$$\frac{Q}{\sqrt{2}} > 3$$

ГЛАВА 5. МЕТРОЛОГИЯ В NI LabVIEW

Компания National Instruments является разработчиком и лидером технологии виртуальных приборов – революционной концепции, изменившей подходы и методику проведения измерений и разработки систем автоматизации. Максимально используя возможности компьютеров и современных информационных технологий, виртуальные приборы позволили повысить производительность и снизить стоимость решений за счет применения гибкого и простого в освоении программного обеспечения, такого как среда графического программирования LabVIEW, а также модульного оборудования, такого как, например, модули стандарта PXI, предназначенного для сбора данных и управления приборами. Заказчиками компании являются инженеры, ученые и технические специалисты, работающие в самом широком спектре отраслей и технологий. Штаб-квартира компании National Instruments расположена в г. Остин (Техас, США), число её сотрудников превышает 3100; компания имеет представительства в 41 стране. В течение года компания поставляет свою продукцию более чем в 25 тысяч компаний, расположенных в 90 странах мира. Последние 5 лет журнал FORTUNE называет NI одним из 100 лучших работодателей США. В 2006 году журнал BusinessWeek включил National Instruments под номером 14 в рейтинг компаний, где лучше всего начинать свою карьеру [10].

Программное обеспечение LabVIEW

National Instruments LabVIEW представляет собой высокоэффективную среду графического программирования, в которой можно создавать гибкие и масштабируемые приложения измерений, управления и тестирования с минимальными временными и денежными затратами. LabVIEW сочетает в себе гибкость традиционного языка программирования с интерактивной технологией Экспресс Виртуальных Приборов (ВП), которая включает в себя автоматическое создание кода, использование помощников при конфигурировании измерений, шаблоны приложений и настраиваемые Экспресс ВП.

Интерфейс программы LabVIEW

Написание программы в LabVIEW начинается с создания интерфейса пользователя (или, по-другому, лицевой панели), содержащего элементы управления и индикаторы. Примерами элементов управления являются ручки управления, кнопки, круговые шкалы и другие элементы ввода. Индикаторами являются графики, светодиодные индикаторы и другие элементы вывода. После создания интерфейса пользователя, вы можете создать на блок-

диаграмме код, используя другие виртуальные приборы (ВП) и структуры для управления объектами лицевой панели.

Опишем структуру и работу программы LabVIEW:

Диалоговое окно New и Шаблоны ВП.

Диалоговое окно New (Рисунок 1.1.1) содержит множество шаблонов ВП. Шаблоны помогают создавать ВП для наиболее распространенных измерительных и других приложений. Они содержат экспресс ВП, функции и объекты лицевой панели, которые могут потребоваться при создании указанных приложений.

Чтобы открыть диалоговое окно New, используйте один из следующих методов:

- После запуска LabVIEW щелкните по ссылкам New, VI from Template или More в окне Getting Started.
- Выберите меню File » New (Файл » Новый) в окне Getting Started, на лицевой панели или блок-диаграмме.

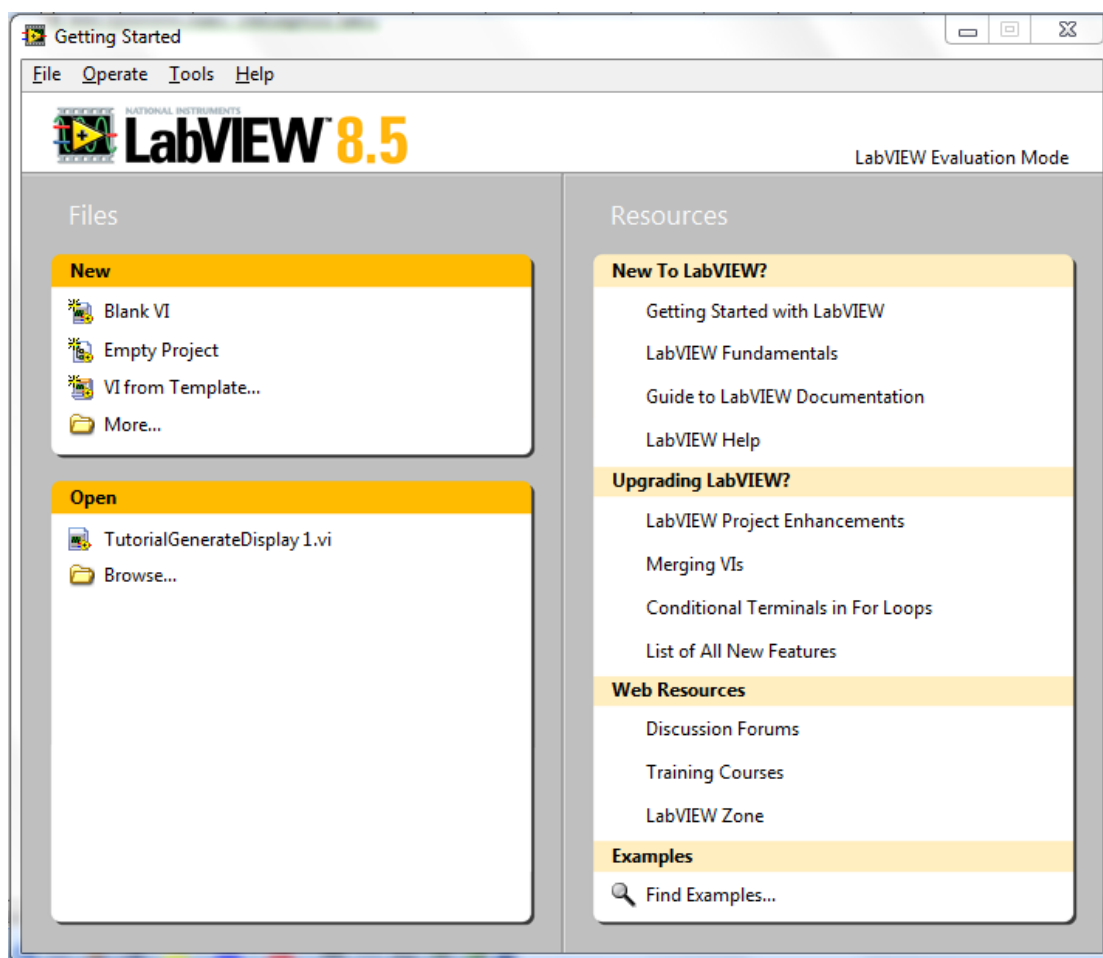


Рис. 5.1. Диалоговое окно Getting Started (New) – начало работы программы LabVIEW

Лицевая панель.

Лицевая панель (Рис. 5.2) представляет собой интерфейс пользователя ВП. При создании лицевой панели используются элементы управления и индикаторы, которые являются, соответственно, интерактивными терминалами ввода/вывода этих ВП.

Элементы управления и индикаторы расположены в палитре элементов управления. Примерами элементов управления являются ручки управления, кнопки,

круговые шкалы и другие элементы ввода. Они моделируют реальные устройства ввода значений и поставляют данные на блок-диаграмму ВП.

Индикаторами являются графики, светодиодные, числовые индикаторы и др.

Индикаторы моделируют устройства вывода значений и отображают данные, которые были получены или сгенерированы на блок-диаграмме.

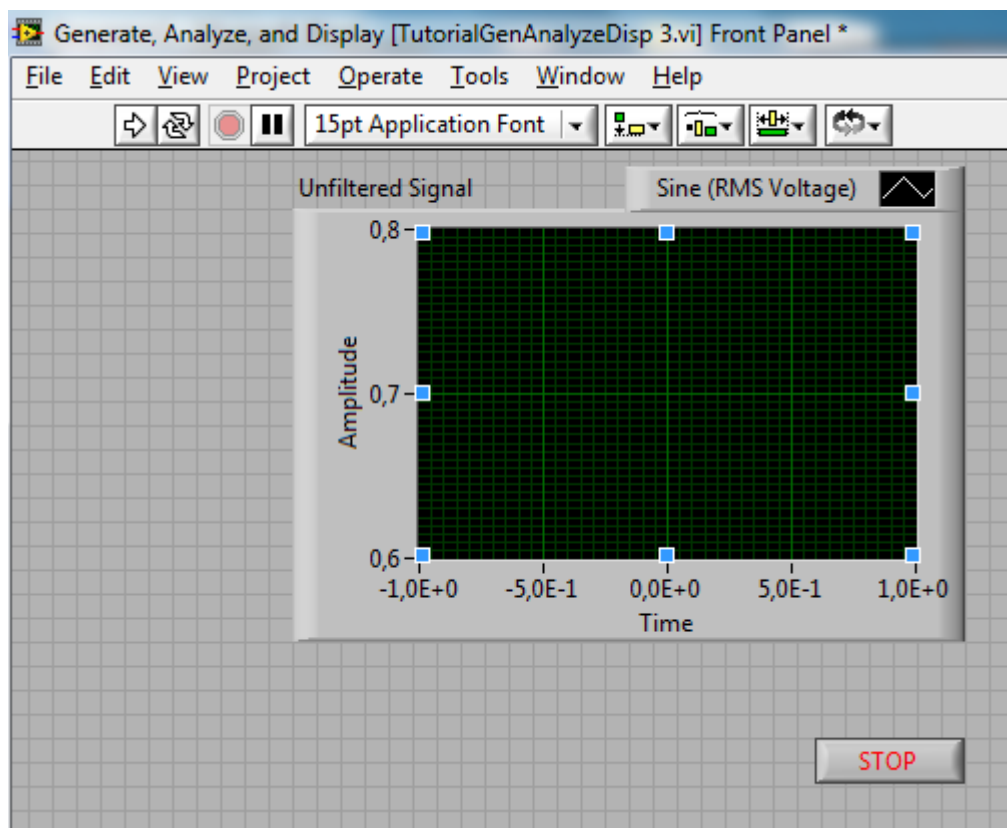


Рис. 5.2. Лицевая панель LabVIEW

Блок-диаграмма.

Блок диаграмма (Рис. 5.3) содержит исходный графический код, также известный как код на языке G, который определяет работу ВП. Для управления объектами лицевой панели на блок-диаграмме используется графическое представление функций.

Объекты лицевой панели имеют на блок-диаграмме вид иконок терминалов.

Проводники (Wire) соединяют терминалы элементов управления и индикаторов с

Экспресс ВП, ВП и функциями. Данные перемещаются по проводникам от элементов управления к ВП и функциям, от ВП и функций к другим ВП и функциям, и от ВП и функций к индикаторам. Перемещение данных через узлы на блок-диаграмме определяет порядок выполнения ВП и функций.

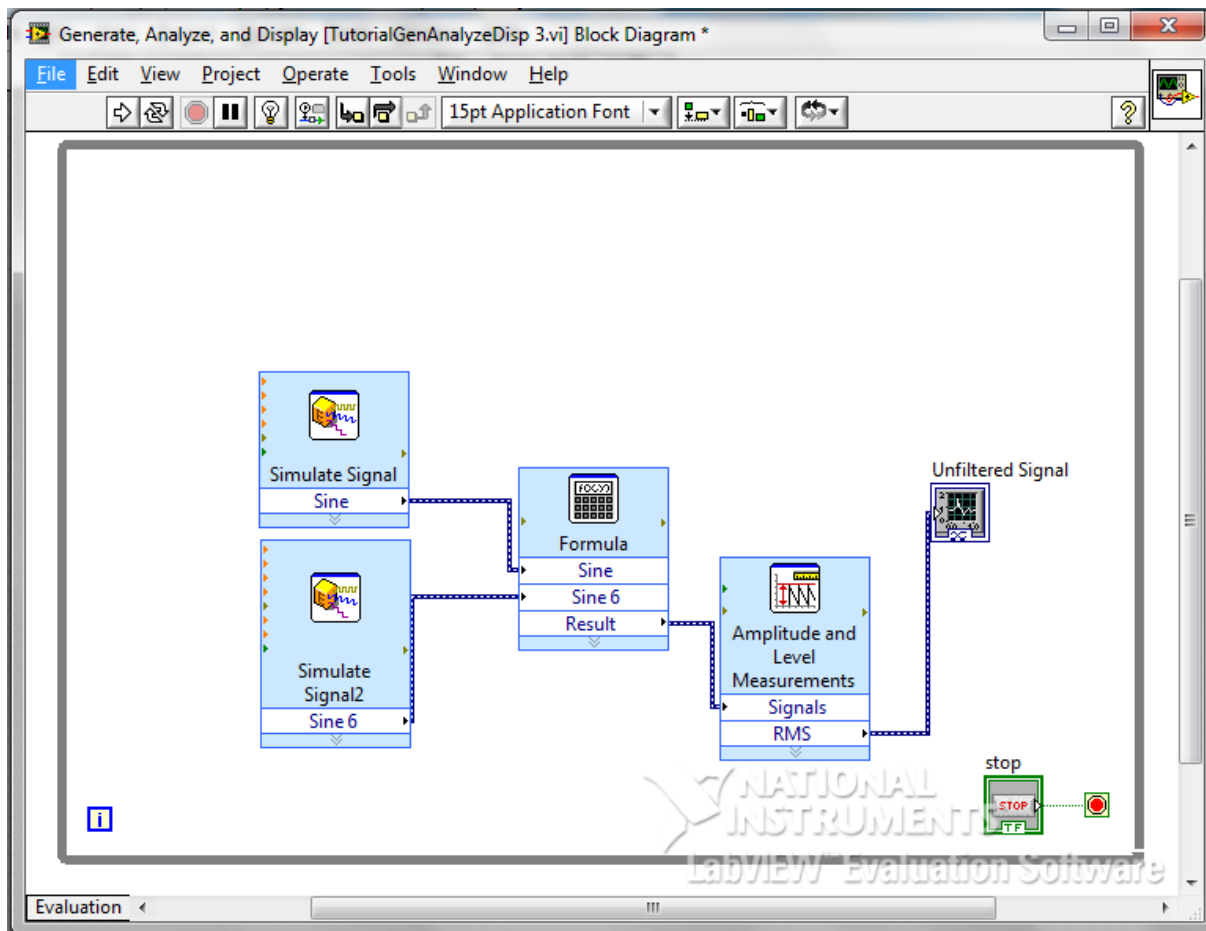


Рис. 5.3. Блок-диаграмма

Запуск и остановка ВП.

Выполнение кода происходит при запуске ВП. Нажмите на кнопку Run или комбинацию клавиш <Ctrl R> для запуска ВП. Кнопка Run примет вид затемненной стрелки, чтобы показать, что данный ВП выполняется. Вы можете остановить ВП немедленно, нажав на кнопку Abort Execution. Однако подобное прерывание ВП, особенно если он использует внешние ресурсы, может оставить аппаратные средства в неизвестном состоянии.

Поэтому, во избежание данной проблемы, предусмотрите в создаваемом ВП кнопку остановки. Кнопка Стоп останавливает ВП после окончания исполнения текущей итерации ВП.

Экспресс ВП

Экспресс ВП, расположенные в палитре Функций, используются для выполнения наиболее распространенных измерительных задач. При размещении экспресс ВП на блок-диаграмме по умолчанию появляется диалоговое окно для настройки данного экспресс ВП. В этом диалоговом окне можно настроить опции, задавая, таким образом, поведение ВП. Для вызова диалогового окна настройки, можно

дважды щелкнуть по экспресс ВП или щелкнуть правой кнопкой мыши по экспресс ВП и выбрать опцию Properties (Свойства) из контекстного меню. Если подключить

данные к экспресс ВП и запустите его, экспресс ВП покажет реальные данные в диалоговом окне конфигурации. Если закрыть и повторно откроете экспресс ВП, на графике в диалоговом окне настройки будет показан образец данных безотносительно подаваемых значений, пока вы не запустите его снова. На блок диаграмме экспресс ВП имеют вид голубых иконок с расширяемыми границами. Изменяя размеры экспресс ВП, можно отобразить все его входы и выходы, количество которых зависит от настройки ВП.

Документация LabVIEW

Справка LabVIEW Help содержит информацию о концепциях программирования в среде LabVIEW, пошаговые инструкции по использованию LabVIEW и ссылки на дополнительную информацию о ВП, функциях, палитрах, меню, инструментальных средствах, свойствах, методах, событиях, диалоговых окнах и так далее.

В справке LabVIEW также перечислены ресурсы, предоставляемые компанией National Instruments. Чтобы получить справочную информацию для конкретного Экспресс ВП, в диалоговом окне настройки этого ВП нажмите на кнопку Help (Справка). Вы также можете обратиться к справке LabVIEW Help из контекстного меню объекта, щелкнув по нему правой кнопкой мыши на блок-диаграмме или прикрепленной палитре или выбрав справку Help » Search the LabVIEW Help.

Лабораторный стенд «Основы измерительной технологии»

На данном стенде студенты могут реализовать многочисленные лабораторные работы по различным дисциплинам, в том числе фундаментальным.

Стенд включает многофункциональную карту сбора данных PCI или PCI Express с различной производительностью (по выбору), экранированный кабель, многофункциональный генератор 100Гц -1 МГц, встроенный термистор, гнездо для

подключения термопары, BNC разъемы для подключения сигналов, светодиоды, квадратурный декодер и вводный курс по системам сбора данных в LabVIEW.

Основой практикума является комплекс прикладных программ, созданный в инструментальной среде разработки приложений LabVIEW. Эти программы эмитируют работу электронных вольтметров, омметров, компенсаторов тока, частотомеров, фазометров, генераторов и т.д.

Описание прикладных программ (имитаторов) лабораторного стенда

Магнитоэлектрический вольтамперметр

Модель магнитоэлектрического вольтамперметра используется при выполнении работ «Прямые и косвенные однократные измерения», «Обработка и представление результатов однократных измерений при наличии систематической погрешности», «Измерение силы постоянного электрического тока» и «Измерение мощности постоянного электрического тока» и служит для измерения постоянного напряжения и силы постоянного тока.

Ниже приведены некоторые характеристики модели:

- в режиме измерения постоянного напряжения пределы измерения могут выбираться в диапазоне от 0,075 В до 600 В;
- в режиме измерения постоянного тока пределы измерения могут выбираться в диапазоне от 0,075 мА до 3 А;
- класс точности нормирован для приведенной погрешности и равен 0,5;
- входное сопротивление в режиме измерения напряжения равно 30 кОм;
- внутреннее сопротивление в режиме измерения тока составляет 0,1 Ом.

На лицевой панели модели расположены (Рисунок 5.4):

- шкала (1) отсчетного устройства со стрелочным указателем;
- ручка (2) переключателя пределов измерения и выбора рода работ (ток или напряжение);
- ручка (3) переключателя множителя пределов измерения;
- клеммы (4) для подключения к электрической цепи.

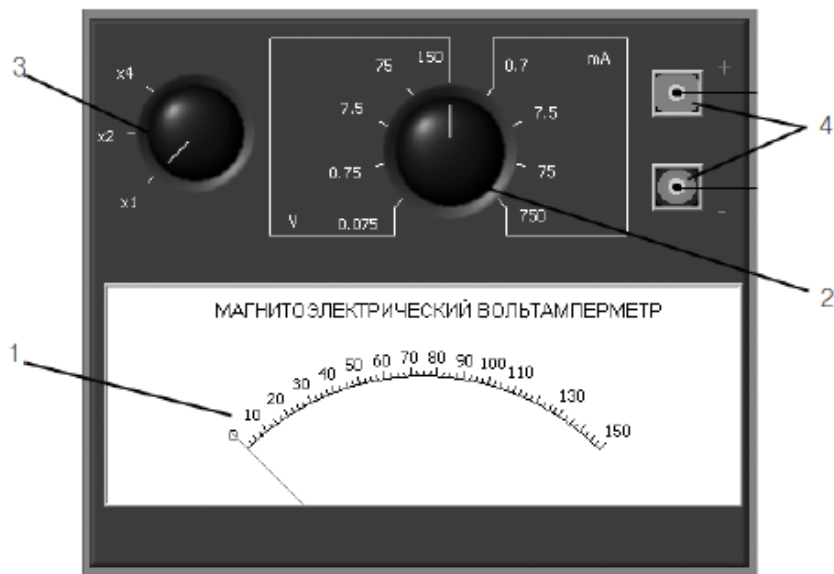


Рис. 5.4. Внешний вид модели магнитоэлектрического вольтамперметра

Электромагнитный вольтметр

Модель электромагнитного вольтметра используется при выполнении работ «Определение погрешности электронного вольтметра методом сличения» и «Измерение переменного электрического напряжения» и служит для измерения переменного электрического напряжения синусоидальной формы.

Ниже приведены некоторые характеристики модели:

- шкала отсчетного устройства проградуирована в действующих значениях;
- пределы измерения могут быть выбраны равными 0,3, 1, 3 или 15 В;
- класс точности нормирован для приведенной погрешности и равен 0,5;
- диапазон рабочих частот от 20 Гц до 1 кГц.

На лицевой панели модели расположены (Рисунок 2.1.2):

- шкала (1) отсчетного устройства со стрелочным указателем;
- клеммы (2) для выбора пределов измерения и подключения к электрической цепи.



Рис. 5.5. Внешний вид модели электромагнитного вольтметра

Электродинамический вольтметр

Модель электродинамического вольтметра используется при выполнении работы «Измерение переменного электрического напряжения» и служит для измерения переменного электрического напряжения синусоидальной формы.

Ниже приведены некоторые характеристики модели:

- шкала (1) отсчетного устройства проградуирована в действующих значениях;
- пределы измерения составляют 3 В или 30 В;
- класс точности нормирован для приведенной погрешности и равен 0,2;
- диапазон рабочих частот от 20 Гц до 5 кГц.

На лицевой панели модели расположены (Рисунок 2.1.3):

- шкала отсчетного устройства со световым указателем;
- клеммы (2) для подключения к электрической цепи.

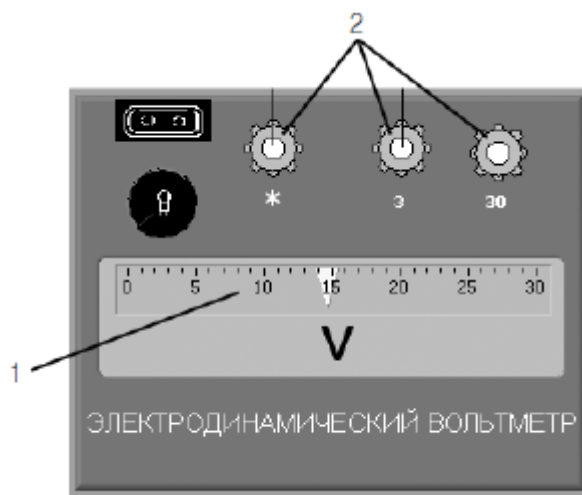


Рис. 5.6. Внешний вид модели электродинамического вольтметра

Электромеханический омметр

Модель электромеханического омметра используется при выполнении работы «Прямые измерения активного электрического сопротивления» и служит для измерения активного электрического сопротивления.

Ниже приведены некоторые характеристики модели:

- основная приведенная погрешность не превышает $\pm 2,5\%$ во всем диапазоне измеряемых значений.
- диапазон измеряемых сопротивлений может быть изменен выбором множителя пределов измерения ($\Omega, \times 1 \text{ k}\Omega, \times 10 \text{ k}\Omega, \times 100 \text{ k}\Omega, \times 1000 \text{ k}\Omega$).

На лицевой панели расположены (Рисунок 5.7):

- шкала (1) отсчетного устройства со стрелочным указателем;

- кнопка (2) «ВКЛ.» для включения питания;
- кнопочный переключатель (3) множителя пределов измерения;
- ручки регуляторов установки пределов шкалы;
- клеммы (6) для подключения измеряемого сопротивления.

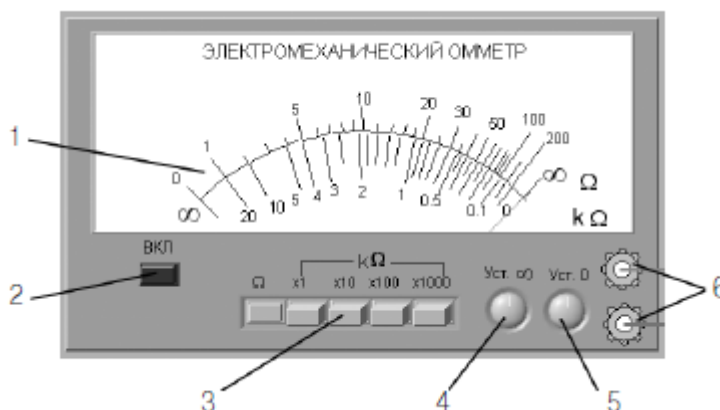


Рис. 5.7. Внешний вид модели электромеханического омметра

Компенсатор (потенциометр) постоянного тока

Модель компенсатора (потенциометра) постоянного тока используется при выполнении работы № 3.3 и служит для измерения постоянного электрического напряжения методом компенсации.

Ниже приведены некоторые характеристики модели:

- диапазон измерения постоянной ЭДС и постоянного напряжения от 0 до 111,10 мВ;
- регулировка компенсирующего напряжения осуществляется ступенчато четырьмя декадными переключателями с минимальным шагом дискретности 0,01 мВ (контур I – 10 ступеней по 10 мВ и 10 ступеней по 1 мВ; контур II – 10 ступеней по 0,1 мВ и 10 ступеней по 0,01 мВ);
- предел допускаемой основной погрешности, выраженный в вольтах, определяется по формуле: $\Delta U_{\text{пот}} = \pm 5 \cdot 10^{-4} \times (0,01 + U_{\text{пот}})$ В, где $U_{\text{пот}}$ – показания потенциометра, выраженные в вольтах.

На лицевой панели потенциометра (Рисунок 2.1.5) расположены:

- кнопка (1) «СЕТЬ» для включения питания;
- гальванометр (2);
- ручки (3) пятидекадного магазина сопротивлений;
- кнопки (4) включения чувствительности прибора (грубо) и (точно);
- ручки (5) (грубо), (точно) регуляторов «Рабочий ток» потенциометра первого и второго контуров;

- кнопки (6) рода работ 1, 2 (установка рабочих токов в первом и втором контурах);
- кнопки выбора режимов (7) (измерение), «П» (8) (работа в режиме потенциометра);
- кнопки выбора встроенных или наружных: нормального элемента «НЭ» (9), гальванометра «Г» (10) и батареи потенциометра «БП» (11);
- кнопка (12) «Откл.» отключения батареи питания;
- клеммы (13) «←», «mV», «V» для подключения потенциометра к источнику измеряемой ЭДС или измеряемого напряжения;
- другие элементы управления, которые при использовании модели не задействуются.

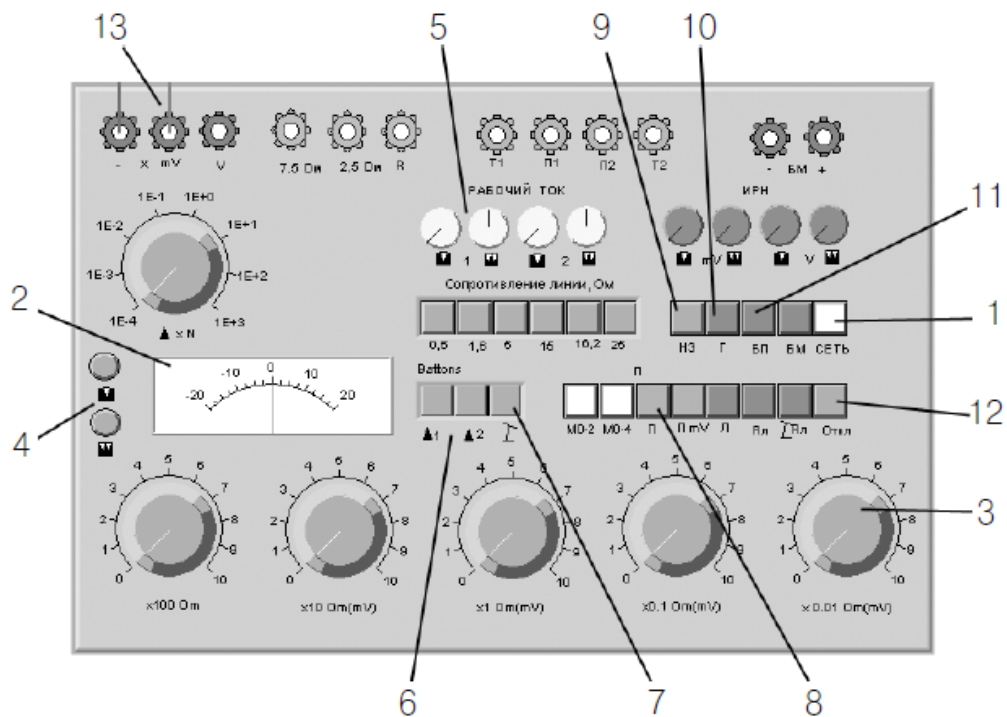


Рис. 5.8. Внешний вид модели компенсатора (потенциометра) постоянного тока

Измерительный мост постоянного тока

Модель измерительного моста постоянного тока используется при выполнении работы «Прямые измерения активного электрического сопротивления» и служит для измерения активного электрического сопротивления нулевым методом.

Ниже приведены некоторые характеристики модели:

- диапазон измеряемых сопротивлений от 0,001 Ом до 111 111,11 Ом;
- регулировка сопротивлений плеч моста осуществляется ступенчато с помощью восьмидекадного переключателя (минимальный шаг дискретности в зависимости от декады составляет 0,001 Ом, 0,01 Ом, 0,1 Ом, 1 Ом, 10 Ом, 100 Ом, 1 кОм, 10 кОм по десять ступеней на декаду);
- основная приведенная погрешность не превышает 0,1% во всем диапазоне измеряемых значений сопротивления.

На лицевой панели измерительного моста (Рисунок 2.1.6) расположены:

- кнопка (1) с индикатором «Выкл./Вкл.» для включения питания;
- нуль-индикатор (2);
- переключатель (3) чувствительности нуль-индикатора «Грубо/Точно»;
- ручки (4) восьмидекадного переключателя сопротивлений;
- клеммы (5) для подключения прибора к электрическим схемам.

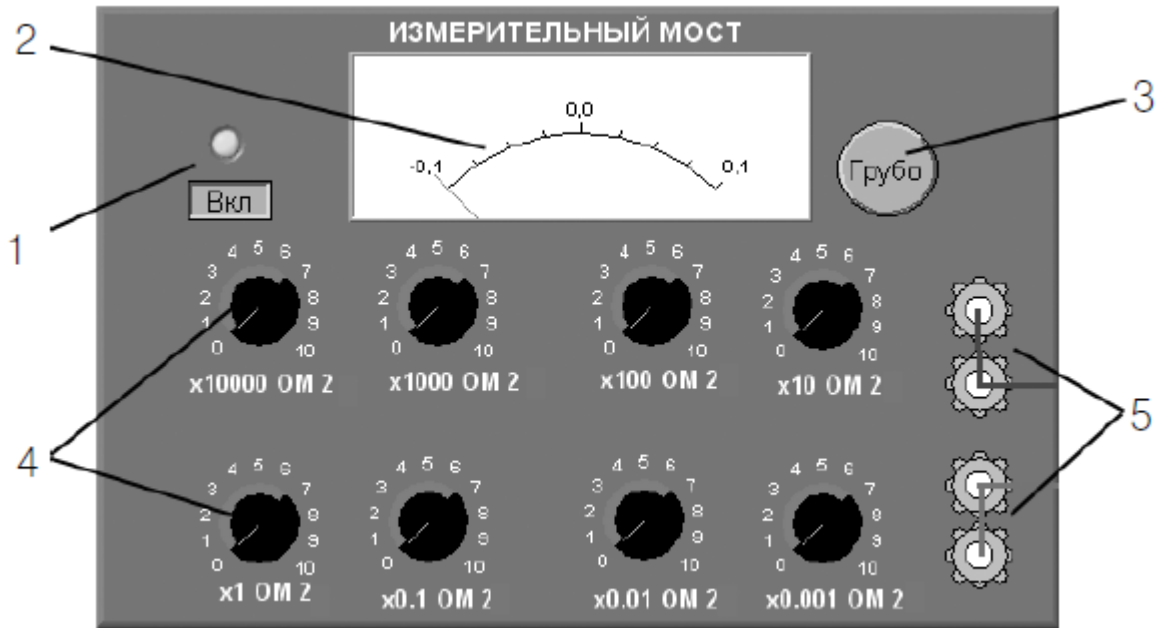


Рис. 5.9. Внешний вид модели измерительного моста

Электронный аналоговый милливольтметр среднеквадратического значения

Модель электронного аналогового милливольтметра среднеквадратического значения используется при выполнении работ «Прямые и косвенные однократные измерения» и «Прямые измерения активного электрического сопротивления» и служит для измерения среднеквадратического значения напряжения в цепях переменного тока синусоидальной и искаженной формы.

Ниже приведены некоторые характеристики модели:

- в режиме измерения переменного напряжения пределы измерения могут выбираться в диапазоне от 1,0 мВ до 300 В;
- диапазон рабочих частот от 10 Гц до 10 МГц;
- пределы допускаемой приведенной основной погрешности в области частот от 50 Гц до 100 кГц не превышают значений:
 - $h_{пр} \leq 1\%$ в диапазонах 1–3 мВ или 0,1–1 А;
 - $h_{пр} \leq 0,5\%$ в диапазонах 10 мВ–300 В или 0,01–30 мА.

На лицевой панели модели расположены (Рисунок 5.10):

- кнопка (1) «СЕТЬ» для включения питания;
- световые индикаторы (2) включения питания и установленных пределов «V» и «mV»;
- шкала (3) отсчетного устройства со стрелочным указателем и с указанием параметра, для которого выполнялась градуировка;
- кнопка калибровки (4);
- кнопочный переключатель (5) пределов измеряемой величины;
- электрические разъемы (6) для подключения к источнику измеряемого напряжения.

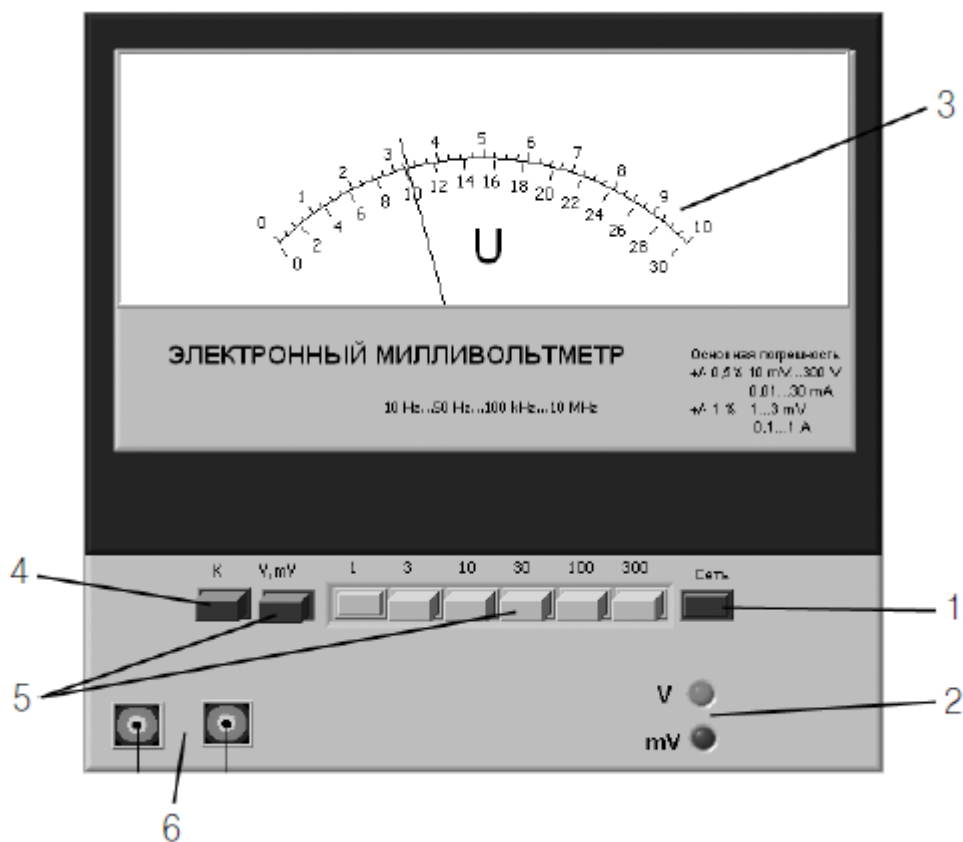


Рис. 5.10. Внешний вид модели электронного аналогового милливольтметра среднеквадратического значения

Электронный аналоговый милливольтметр средневыпрямленного значения

Модель электронного аналогового милливольтметра средневыпрямленного значения используется при выполнении работы «Измерение переменного электрического напряжения» и служит для измерения средневыпрямленного значения напряжения в цепях переменного тока синусоидальной и искаженной формы.

Ниже приведены некоторые характеристики модели:

- в режиме измерения переменного напряжения пределы измерения могут

выбираться в диапазоне от 1,0 мВ до 300 В;

- диапазон рабочих частот от 10 Гц до 10 МГц;

- пределы допускаемой приведенной основной погрешности в области частот от 50 Гц до 100 кГц не превышают значений:

- $h_{пр} \leq 1\%$ в диапазонах 1–3 мВ или 0,1–1 А;

- $h_{пр} \leq 0,5\%$ в диапазонах 10 мВ – 300 В или 0,01–30 мА.

На лицевой панели модели расположены (Рисунок 2.1.8):

- кнопка (1) «СЕТЬ» для включения питания;

- световые индикаторы (2) включения питания и установленных пределов «V» и «mV»;

- шкала (3) отсчетного устройства со стрелочным указателем и с указанием параметра, для которого выполнялась градуировка;

- кнопка калибровки (4);

- кнопочный переключатель (5) пределов измеряемой величины;

- электрические разъемы (6) для подключения к источнику измеряемого напряжения.

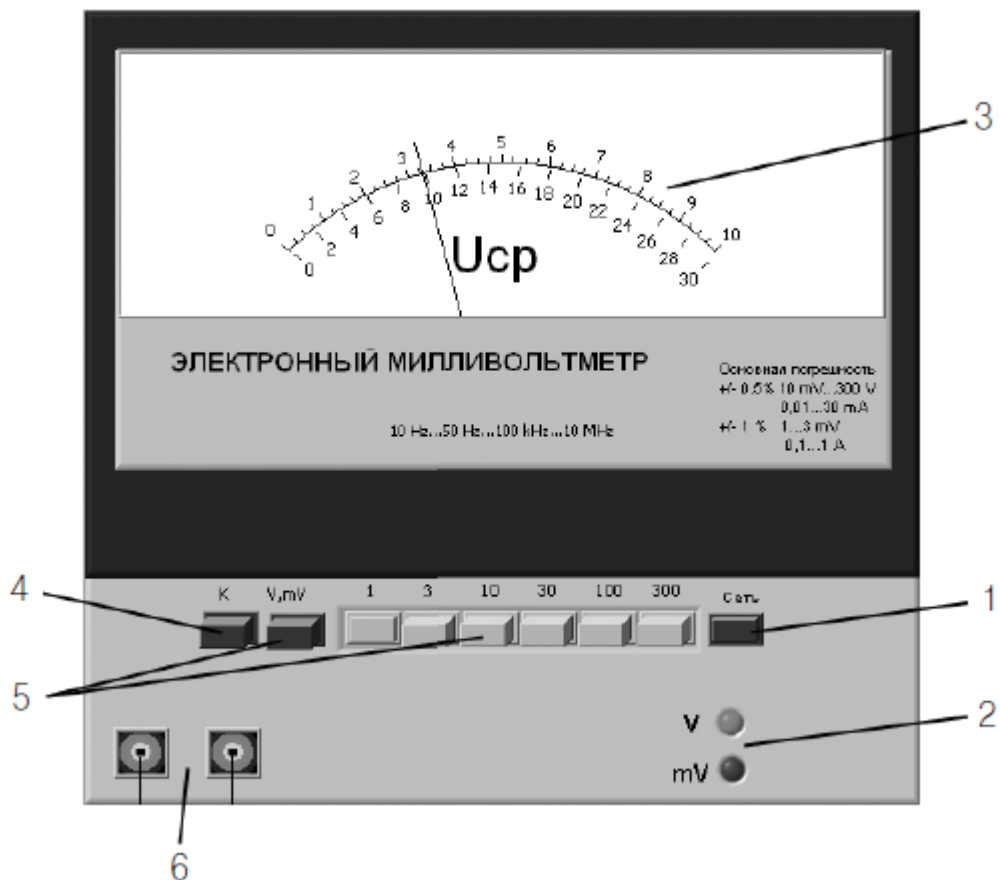


Рис. 5.11. Внешний вид модели электронного аналогового милливольтметра средневыпрямленного значения

Электронный аналоговый вольтметр

Модель электронного аналогового вольтметра проградуирована в среднеквадратических значениях. Она используется при выполнении работ «Определение погрешности электронного вольтметра методом сличения» и «Измерение переменного электрического напряжения» и служит для измерения постоянного напряжения и среднеквадратического значения напряжения в цепях переменного тока синусоидальной формы (в последнем случае для преобразования используется амплитудный детектор).

Ниже приведены некоторые характеристики модели:

- в режиме измерения постоянного и переменного напряжения пределы измерения могут выбираться в диапазоне от 100 мВ до 300 В;
- диапазон рабочих частот от 10 Гц до 100 МГц;
- класс точности вольтметра нормирован для приведенной погрешности и равен 2,5 на всех пределах измерения постоянного напряжения и переменного напряжения в области рабочих частот.

На лицевой панели модели расположены (рис. П.1.9):

- кнопка (1) «ВКЛ» для включения питания;
- шкала (2) отсчетного устройства со стрелочным указателем;
- переключатель (3) пределов измеряемой величины;
- кнопка (4) «~/=» выбора рода работы (измерение постоянного или переменного напряжения);
- электрические разъемы (5) для подключения к источнику измеряемого напряжения.



Рис. 5.12. Внешний вид модели электронного аналогового вольтметра

Электронный аналоговый резонансный частотомер

Модель электронного аналогового резонансного частотомера используется при выполнении работы «Измерение частоты и периода электрических сигналов» и служит для измерения частоты гармонических электрических сигналов.

Ниже приведены некоторые характеристики модели:

- диапазон рабочих частот от 1 Гц до 100 кГц;
- класс точности нормирован для приведенной погрешности и равен 0,5;
- входное сопротивление не менее 1 МОм.
- входное напряжение не менее 20 мВ и не более 10 В.

На лицевой панели модели резонансного частотомера расположены:

- тумблер (1) «СЕТЬ» для включения питания (со световым индикатором);
- ручка (2) ступенчатого переключателя частотных диапазонов входного сигнала;
- ручка (3) плавной регулировки настройки резонанса колебательного контура;
- индикатор (4) уровня напряжения в колебательном контуре;
- электрические разъемы (5) для подключения входного сигнала.



Рис. 5.13. Внешний вид модели электронного аналогового резонансного частотомера

Электронный цифровой мультиметр

Модель электронного цифрового мультиметра служит для измерения постоянного тока и напряжения, измерения среднеквадратических значений тока и напряжения в цепях переменного тока синусоидальной формы, измерения сопротивления постоянному току.

Ниже приведены некоторые характеристики модели:

- в режиме измерения постоянного и переменного напряжения пределы измерения могут выбираться в диапазоне от 1,0 мВ до 300 В;

- при измерении напряжения могут быть установлены следующие поддиапазоны: от 0,0 мВ до 199,9 мВ; от 0,000 В до 1,999 В; от 0,00 В до 19,99 В; от 0,0 В до 199,9 В; от 0 В до 1999 В.

- диапазон рабочих частот от 20 Гц до 100 кГц;

На лицевой панели модели расположены (Рисунок 2.1.10):

- тумблер (1) «ВКЛ» включения питания со световым индикатором;
- четырехразрядный индикатор (2) цифрового отсчетного устройства;
- кнопка (3) «<->» со световым индикатором для выбора меньшего рабочего предела;
- кнопка (4) «>->» со световым индикатором для выбора большего рабочего предела;
- кнопка (5) автоматического выбора предела работы «АВП» со световым индикатором;
- группа кнопок (6) выбора рода работы (при измерении постоянного напряжения должна быть нажата кнопка «U=») со световыми индикаторами;
- электрические разъемы (7) для подключения к электрической цепи;
- световые индикаторы (8) значения измеряемого напряжения «кило В», «В», «милли В», «микро В».



Рис. 5.14. Внешний вид модели электронного цифрового мультиметра

Электронный цифровой частотомер

Модель электронного цифрового частотомера служит для измерения частоты и периода периодических электрических сигналов.

Ниже приведены некоторые характеристики модели:

- диапазон рабочих частот от 10 Гц до 10 МГц;
- входное напряжение не менее 0,1 В и не более 10 В;
- входное сопротивление не менее 1 МОм.

На лицевой панели модели электронно-счетного частотомера расположены

(Рисунок 2.1.11):

- тумблер (1) «Сеть» для включения питания;
- световые индикаторы включения питания кварцевого генератора «Кв.ген.» (2) и работы блока автоматики «Счет» (3);
- восьмиразрядный индикатор (4) цифрового отсчетного устройства;
- переключатель (5) выбора рода работы;
- многопозиционный кнопочный переключатель (6) выбора времени усреднения («Время счета»);
- многопозиционный кнопочный переключатель (7) выбора частоты опорного сигнала («Метки времени»);
- электрические разъемы (8) для подключения исследуемого сигнала;
- другие элементы управления, которые при использовании модели не задействуются.



Рис. 5.15. Внешний вид модели электронного цифрового частотомера

Электронный осциллограф

Модель электронного осциллографа используется при выполнении работы «Измерение параметров гармонического напряжения с помощью осциллографа» и служит для измерения параметров и наблюдения электрических сигналов различной формы.

Ниже приведены некоторые характеристики модели:

- диапазон частот измеряемого напряжения от 0 до 1 МГц;
- значения коэффициента развертки устанавливаются степенями и равны от 20 мс до 1 мкс;
- диапазон амплитуд измеряемого напряжения от 0,05 до 2 В;
- значения коэффициента отклонения;
- основные погрешности соответствуют нормам для осциллографа II класса.

На лицевой панели модели осциллографа (Рисунок 2.1.12) расположены:

- кнопка (1) «СЕТЬ» для включения прибора;
- экран (2) электроннолучевой трубки для наблюдения за исследуемым сигналом;
- переключатели чувствительности «В/дел.» первого (3) и второго (4) каналов;
- регуляторы перемещения луча в вертикальном направлении первого (5) и второго (6) каналов;
- переключатель (7) управления режимом входных каналов осциллографа «I – II – I+II»;
- регулятор (8) перемещения луча в горизонтальном направлении;
- переключатель (9) коэффициента развертки «Время/дел.» для двух каналов;
- переключатель (10) режима развертки «Внутр./Внеш.» для выбора внутреннего генератора развертки или внешнего источника;
- переключатель (11) режима развертки «X+X/X+Y» (в положении X+X обеспечивается подача исследуемых сигналов на пластины Y, а напряжения развертки – на пластины X (режим линейной развертки), в положении «X+Y» обеспечивается подача одного исследуемого сигнала на пластины Y, а второго исследуемого сигнала – на пластины X (режим круговой развертки));
- переключатель (12) режима запуска развертки;
- регулятор (13) уровня срабатывания синхронизации;
- две коаксиальные розетки входов первого (14) и второго (15) каналов

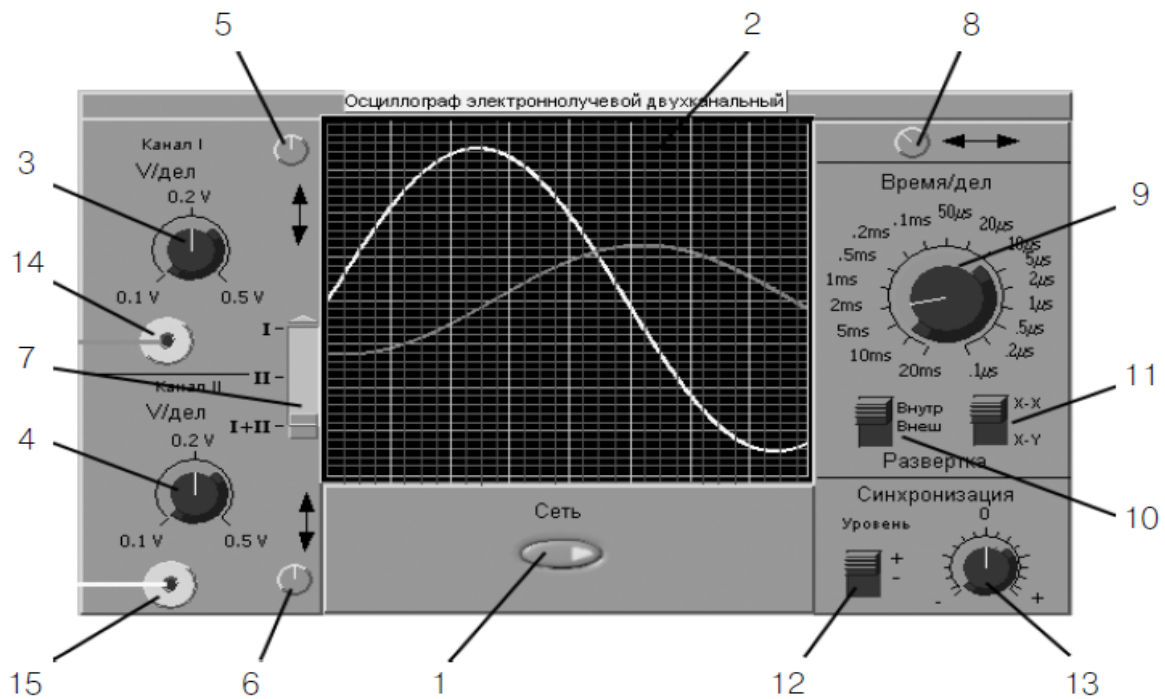


Рис. 5.16. Внешний вид модели электронного осциллографа

Генератор сигналов синусоидальной формы

Модель генератора сигналов синусоидальной формы служит для формирования гармонического электрического сигнала с регулируемыми параметрами.

Ниже приведены некоторые характеристики модели:

- диапазон рабочих частот от 1 Гц до 100 кГц;
- выходное напряжение плавно регулируется в диапазоне от 0 В до 15 В;
- погрешность установки частоты выходного сигнала не более 1%.

На лицевой панели модели генератора сигналов расположены:

- кнопка (1) «Вкл.» для включения питания;
- декадный переключатель (2) частоты выходного сигнала «Множитель»;
- ручка (3) плавной регулировки частоты выходного сигнала «Частота»;
- ручка (4) плавной регулировки уровня выходного сигнала «Амплитуда»;
- стрелочный индикатор (5) амплитуды выходного сигнала;
- электрические разъемы (6) «Выход» – выход гармонического сигнала генератора.



Рис. 5.17. Внешний вид модели генератора сигналов синусоидальной формы

Генератор сигналов специальной формы

Модель генератора сигналов специальной формы служит для формирования гармонических и прямоугольных (меандр), а также периодических треугольных и пилообразных электрических сигналов с регулируемыми параметрами.

Ниже приведены некоторые характеристики модели:

- диапазон рабочих частот от 1 Гц до 100 кГц;
- выходное напряжение плавно регулируется в диапазоне от 0 В до 15 В;
- погрешность установки частоты выходного сигнала не более 1%.

На лицевой панели модели расположены:

- кнопка (1) «СЕТЬ» включения питания;
- световой индикатор (2) включения;
- декадный переключатель (3) частоты выходного сигнала «Множитель»;
- ручка (4) плавной регулировки частоты выходного сигнала «Частота, Hz»;

- ручка (5) плавной регулировки уровня выходного сигнала «Амплитуда»;
- ручка (6) переключения формы выходного сигнала;
- коаксиальная розетка (7) выхода гармонического, прямоугольного (меандр) и треугольного сигналов;
- коаксиальная розетка (8) выхода синхронизирующего сигнала.

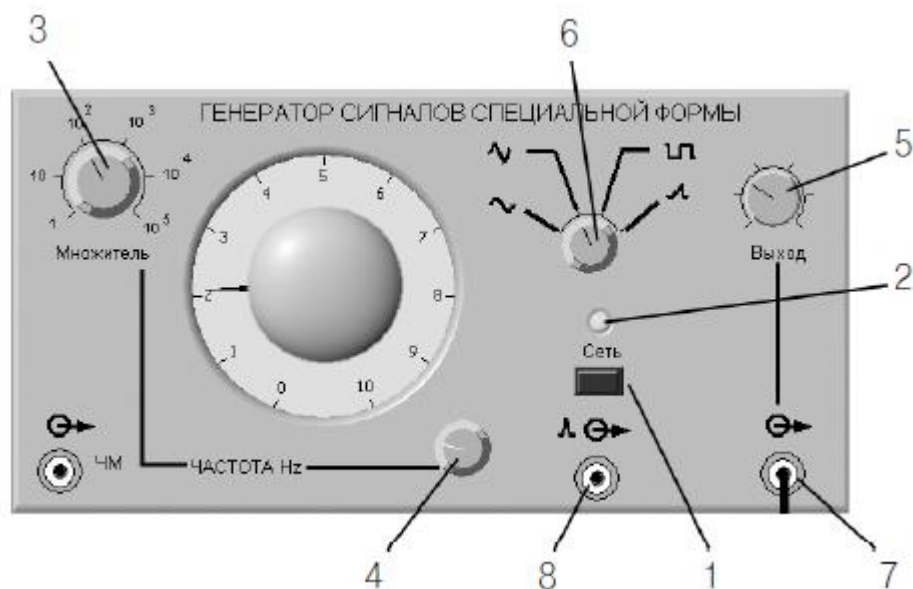


Рис. 5.18. Внешний вид модели генератора сигналов специальной формы

Универсальный источник питания

Модель УИП служит для формирования стабилизированного постоянного электрического напряжения с регулируемой амплитудой.

Ниже приведены некоторые характеристики модели:

- диапазон регулировки выходного напряжения от 0 В до 30 В с двумя поддиапазонами, первый – от 0 В до 15 В и второй – от 15 В до 30 В;
- максимальная величина выходного тока до 2 А;
- внутреннее сопротивление не более 0,3 Ом.

На лицевой панели модели расположены (Рисунок 2.1.15):

- тумблер (1) «ВКЛ.» включения питания;
- световой индикатор (2) включения «СЕТЬ»;
- стрелочный индикатор (3) выходного напряжения;
- тумблер (4) переключения поддиапазонов выходного напряжения;
- ручка (5) плавной регулировки амплитуды выходного напряжения;
- клеммы (6) для подключения к электрической цепи.

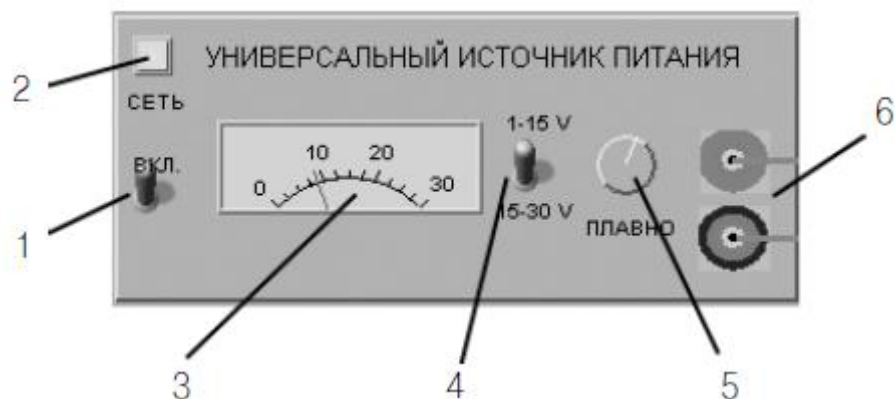


Рис. 5.19. Внешний вид модели универсального источника питания

Цифровое устройство обработки измерительной информации

Цифровое устройство обработки измерительной информации (ЦУОИИ) используется в различных вариантах исполнения. Оно имеет дисплей, на который выводится несколько сменных экранов, один из которых, служащий для ввода ряда наблюдений, приведен на Рисунок 5.20.

На экране ЦУОИИ находятся:

- индикатор (1) «Номер наблюдения», отображающий номер текущего наблюдения;
- кнопка (2) «Произвести наблюдения», запускающая процесс проведения наблюдений»;
- графическое поле (3) для отображения массива наблюдений;
- кнопка (4) «Перейти к обработке», после нажатия на которую начинается процесс обработки массива наблюдений.

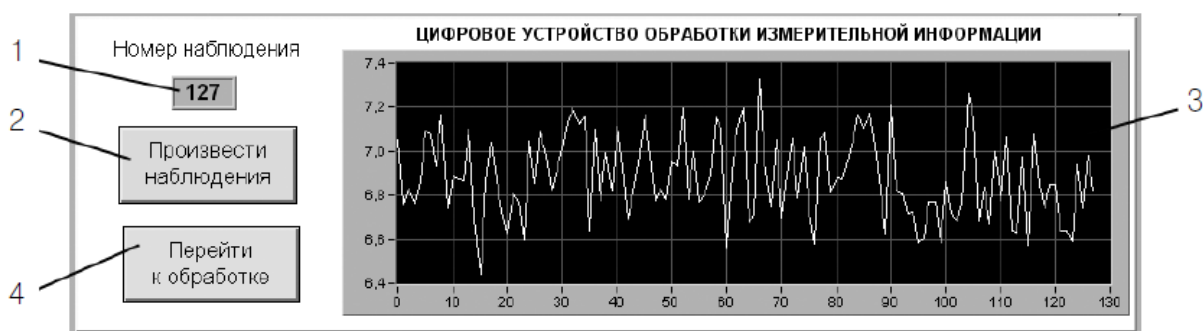


Рис. 5.20. Внешний вид модели устройства обработки измерительной информации

Многофункциональные системы сбора и обработки данных

Система сбора данных - комплекс средств, предназначенный для работы совместно с персональным компьютером, либо специализированной ЭВМ и осуществляющий

автоматизированный сбор информации о значениях физических параметрах в заданных точках объекта исследования с аналоговых или цифровых источников сигнала, а также первичную обработку, накопление и передачу данных.

Компания National Instruments производит несколько типов систем для сбора и обработки данных:

- NI CompactDAQ - представляет собой законченную USB-систему сбора данных, предназначенную как для электрических, механических, виброакустических измерений, так и для управления технологическими процессами
- SCXI - система являющаяся портативной модульной USB-платформой с возможностью использования специализированных модулей согласования сигналов, обеспечивающая аппаратную гибкость и высокую производительность.
- PXI - система построенная на базе технологии CompactPCI, сочетает в себе высокую скорость передачи данных шины PCI с возможностями аппаратного тактирования и синхронизации, обеспечивая тем самым более чем десятикратное увеличение производительности по сравнению со старыми системами управления и сбора данных.

Многофункциональная система сбора данных NI CompactDAQ

Шасси CompactDAQ

Компания National Instruments предлагает шасси CompactDAQ на базе интерфейсов USB и Ethernet (Рисунок 5.21). USB-шасси возможны двух вариантов: 4-х слотовое cDAQ-9174 и 8-ми слотовое cDAQ-9178, Ethernet-шасси выпускается в 8-ми слотовом исполнении. Алюминевый каркас. Особенность 8-ми слотового шасси в том, что на корпусе расположены 2 BNC входа для подключения внешнего тактового сигнала или триггера. С помощью этих входов можно синхронизировать систему NI CompactDAQ со внешними устройствами.



Рис. 5.21. Виды шасси CompactDAQ

Модули ввода вывода С-серии

Модули для системы NI CompactDAQ (Рисунок 5.22) позволяют проводить измерения не только статических сигналов, но и динамических, таких как звук, вибрации, давление и характеристик переходных процессов в электрических цепях, на частотах до 50 Гц. Вы можете осуществлять как поточечную генерацию сигналов, так и генерацию сигналов произвольной формы с частотами до 100 кГц на канал, а также цифровой ввод/вывод на частотах до 10 МГц. Так как NI CompactDAQ является модульной системой, вы легко можете проводить измерения других типов, просто используя нужные модули. Все модули синхронизированы автоматически и, кроме этого, высокоскоростная передача данных со всех модулей аналогового и цифрового ввода/вывода в рамках одной системы производится через одно USB подключение. Для подключения сигналов используются общепринятые разъемы, такие как BNC, D-Sub, RJ-50 или винтовые.



Рис. 5.22. Виды модулей ввода/вывода С-серии

Обзор модулей С-серии

Модули С серии позволяют производить ввод/вывод сигналов самых разных типов, включая термопары, аналоговые сигналы в диапазоне ± 10 В с одновременной оцифровкой, аналоговый вывод в диапазоне ± 10 В, подключать IEPЕ датчики, мостовые схемы, осуществляется ввод/вывод цифровых сигналов промышленного уровня 24 В с токами до 750 мА и стандартных 5 В/TTL сигналов. Модули имеют встроенные схемы согласования сигналов и разъемы (винтовые, BNC или D-Sub) для подключения сигналов напрямую к модулю. Такое подключение позволяет значительно уменьшить размеры системы и сократить расходы на подключение.

Таблица 5.1. Характеристики модулей С-серии

	Сигнал	Модуль	Каналы	Особенности	Подключение
Аналоговый ввод	Термопара	NI 9211	4 DI ¹	24-битный дельта-сигма АЦП, 14 выб/сек, J, K, R, S, T, N, E и В типы термопар	Винтовые терминалы
	IEPE (акселерометры и микрофоны)	NI 9233	4 DI	24 бита, 50 кГц на канал, одновременная оцифровка по всем каналам, согласование IEPЕ датчиков	BNC
	Общего назначения (от ± 200 мВ до ± 10 В)	NI 9205	32 SE ² /16 DI	16 бит, 250 кГц	Винтовые терминалы или D-Sub
	Общего назначения с изоляцией 600 VDC (категория I)	NI 9206	16 DI	16 бит, 250 кГц, изоляция 600 VDC (CAT 1)	Подпружиненные терминалы

	Одновременная оцифровка	NI 9215	4 DI	16 бит, 100 кГц/канал, одновременная оцифровка	Винтовые терминалы или BNC
	Высоко точные (± 80 мВ)	NI 9211	4 DI	24 бита, 14 Гц	Винтовые терминалы
	Мостовые схемы	NI 9237	4 DI	24 бита, 50 кГц/канал	RJ50
Аналоговый вывод	Общего назначения	NI 9263	4 SE	16 бит, 100 кГц/канал, одновременный вывод	Винтовые терминалы
Цифровой ввод	Двунаправленный 5 В TTL	NI 9401	8	5 В TTL, высокая скорость передачи, ввод/вывод по каждой линии, защита 30 В	25 штырьковый D-Sub
	24 В цифровой сток	NI 9421	8	10 кВыб/сек, логика 24 В, защита 40 В	Винтовые терминалы или 25 штырьковый D-Sub
Цифровой вывод	Двунаправленный 5 В TTL	NI 9401	8	5 В TTL, высокая скорость передачи, ввод/вывод по каждой линии, защита 30 В	25 штырьковый D-Sub
	24 В исток	NI 9472	8	10 кВыб/сек, логика 24 В, 750 мА/канал макс., защита 30 В, защита от	Винтовые терминалы или 25 штырьковый D-Sub

				короткого замыкания	
Реле	Электромеханическое Form A (SPST)	NI 9481	4	30 VDC (2 A), 60 VDC (1 A), 250 VAC (2 A), электромехан., Form A (SPST)	Винтовые терминалы
Счётчики, генерация импульсов	Счётчик/таймер/ШИМ/генерация импульсов (TTL)	NI 9401	8	5 В TTL, высокая скорость передачи, ввод/вывод по каждой линии, защита 30 В	25-pin D-Sub
	ШИМ/генерация импульсов (24 В)	NI 9472	8	10 кВыб/сек, логика 24 В, 750 мА/канал макс., защита 30 В, защита от короткого замыкания	Винтовые терминалы или 25 штырьковый D-Sub

Многофункциональная система сбора данных SCXI

Шасси SCXI

National Instruments производит ряд различных SCXI шасси (Рисунок 3.2.1.1) для использования в приложениях измерений и автоматизации. Основными преимуществами этих шасси является наличие шины передачи данных между модулями и надёжный дизайн корпуса. В зависимости от вашего приложения вы можете выбрать шасси общего назначения или комбинированное шасси PXI/SCXI. Широкий спектр доступных SCXI-модулей позволяет вам создать на базе данной платформы гибкие и мощные многоканальные системы согласования сигналов и коммутации.



Рис. 5.23. Шасси SCXI

Коммутационные модули SCXI

National Instruments предлагает коммутационные модули SCXI, которые позволяют коммутировать сигналы с напряжением до 250 VDC/250 VAC, токи до 8 А с частотами от DC до нескольких ГГц. В больших матричных приложениях строки и столбцы разных модулей могут быть соединены за считанные секунды с помощью кабелей и штекеров расширения. Кроме того, сигналы между модулями и приборами могут передаваться через высоковольтную аналоговую шину (high-voltage analog bus, HVAB), вмонтированную в заднюю панель системы SCXI.

Обзор коммутационных модулей SCXI

Таблица 5.2. Виды модулей SCXI

Устройство	Описание	Назначение	Спецификации
PXI-2527, SCXI-1127	64-х канальное реле с подвижным якорем	Мультиплексор /Коммутационная матрица	300 В (DC) /300 В (AC)
PXI 2529/SCXI-1129	128/256-точечная матрица	Коммутационная матрица	150 В (DC) /150 В (AC)

	(2-х проводная), реле с подвижным якорем		
PXI-2530/SCXI- 1130	128/256-ти канальное язычковое реле	Мультиплексор /Коммутационная матрица	60 В (DC) /30 В (AC)
PXI-2566/SCXI- 1166	16/32-ти канальное однополюсное двунаправленное реле с подвижным якорем	Реле общего назначения	150 В (DC) /125 В (AC) CAT I, макс – 2 А.
PXI-2567/SCXI- 1167	64-х канальный контроллер реле	Контроллер реле	50 В (DC) , 600 мА
PXI-2569/SCXI- 1169	100 канальное однополюсное однонаправленное реле с подвижным якорем	Реле общего назначения	100 В (DC) /100 В (AC)
PXI-2575/SCXI- 1175	196-ти канальное реле с подвижным якорем	Мультиплексор	100 В (DC) /100 В (AC)
PXI-2593/SCXI- 1193	16/32-канальное радиочастотное реле	Мультиплексор /Коммутационная матрица , 50 Ом	150 В, CAT I, 500 МГц
PXI-2594/SCXI- 1194	4-х канальное / счетверенное 4-х канальное радиочастотное реле	Мультиплексор, 50 Ом	24В, 1.3 ГГц
PXI-2595/SCXI- 1195	4-х канальное / счетверенное 4-х канальное радиочастотное	Мультиплексор, 50 Ом	30 В, 4 ГГц

	реле		
SCXI-T128	64-х канальное твердотельное реле	Мультиплексор /Коммутационная матрица	30D В (DC) /250 В (AC)
SCXI-1160	16-ти канальное однополюсное однонаправленное реле с подвижным якорем	Реле общего назначения	250 В (DC) /250 В (AC)
SCXI-1161	8-ми канальное однополюсное двунаправленное реле с подвижным якорем	Реле общего назначения	250 В (DC) /250 В (AC), 8 А.

Многофункциональная система сбора данных PXI/CompactPCI

Модульные измерительные системы, базирующиеся на открытом промышленном стандарте PXI (PCI eXtension for Instrumentation) обеспечивают высокую производительность. PXI система (Рисунок 3.3.1) представляет собой шасси на базе встроенной высокоскоростной шины PCI, в которое могут быть установлены модули ввода/вывода. Использование шины PCI обеспечивает значительно большую производительность по сравнению с другими архитектурами, Кроме того, PXI имеет дополнительные линии тактирования и синхронизации, что обеспечивает высокий уровень интеграции отдельных модулей, необходимый при создании измерительных и управляющих систем



Рис. 5.24. Многофункциональная система сбора данных PXI/CompactPCI

Шасси PXI/CompactPCI

National Instruments производит ряд различных PXI шасси (Рисунок 3.3.1.1) для приложений измерений и автоматизации. Преимуществами этих шасси является высокоскоростная шина передачи данных и надёжный дизайн корпуса. Каждое PXI шасси может использоваться для работы с PXI и CompactPCI модулями.

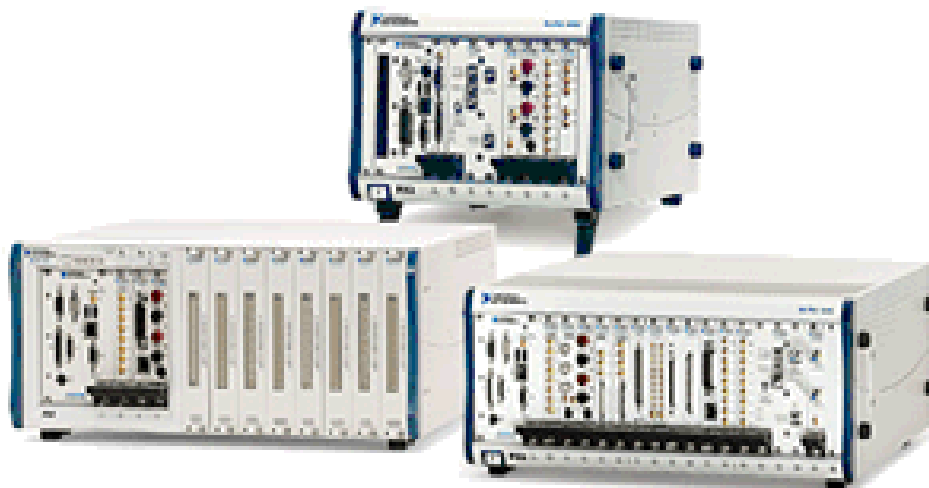


Рис. 5.25. Шасси PXI/CompactPCI

Радиоизмерительное оборудование

Компания National Instruments предлагает широкий спектр радиоизмерительного оборудования для создания масштабируемых систем самого разного назначения, начиная со стандартных измерительных станций с возможностью генерации и анализа определенных типов радиосигналов, заканчивая специализированными многоканальными комплексами реального времени для радиомониторинга и радиоэлектронной борьбы.

Векторные анализаторы ВЧ-сигналов

Компания National Instruments предлагает векторные анализаторы сигналов формата PXI, позволяющие работать с ВЧ-сигналами в диапазоне до 6.6 ГГц и полосе до 50 МГц. Анализаторы сигналов программируются в среде LabVIEW и позволяют проводить измерение спектральных характеристик сигналов, различные виды демодуляции и обработки сигналов.



Рис. 5.26. Векторные анализаторы ВЧ-сигналов

Характеристики:

- Векторный анализ ВЧ-сигналов до 6.6 ГГц;
- Мгновенная полоса до 50 МГц;
- Конфигурируемые пользователем измерения спектральных характеристик (мощность в полосе, пиковая мощность, мощность в соседнем канале т. д.);
- Детектирование модулированных сигналов AM, FM, PM, ASK, FSK, MSK, GMSK, PSK, QPSK, PAM, QAM и анализ качества модуляции;
- Запись ВЧ-сигналов на жесткий диск;
- До 256 МБ встроенной памяти.

Таблица 5.3. Технические данные различных конфигураций векторных анализаторов

	PXI - 5660	PXI - 5661	PXI - 5663
Рабочий диапазон частот	9 кГц – 2.7 ГГц	9 кГц – 2.7 ГГц	10 кГц – 6.6 ГГц
Мгновенная полоса по уровню 3 дБ	20 МГц	20 МГц	50 МГц
Среднеквадратичная амплитуда вектора ошибки	1.9 %	1.7%	0.5%
Максимальный уровень мощности на входе	30 дБм	30 дБм	30 дБм
Собственный	-144 дБм/Гц	-144 дБм/Гц	-144 дБм/Гц

уровень шума на частоте 1 ГГц			
-------------------------------	--	--	--

Генераторы ВЧ-сигналов

Широкий набор генераторов сигналов PXI позволяет проводить генерацию модулированных ВЧ-сигналов в диапазоне до 6.6 ГГц и полосе 100 МГц с жесткого диска или банков памяти. Благодаря возможности программирования в среде LabVIEW, они обладают непревзойденными функциональностью и гибкостью, требуемыми для решения задач автоматизации и тестирования.



Рис. 5.27. Генераторы ВЧ-сигналов

Характеристики:

- Формирование ВЧ-сигналов до 6.6 ГГц;
- Мгновенная полоса до 100 МГц;
- Формирование модулированных сигналов AM, FM, PM, ASK, FSK, MSK, GMSK, PSK, QPSK, PAM, QAM;
- Воспроизведение и генерация сигналов с жесткого диска;
- До 512 МБ встроенной памяти.

Таблица 5.3. Технические данные различных конфигураций генераторов ВЧ-сигналов

	PXI-5671	PXI-5672	PXI-5673	PXI-5650	PXI-5651	PXI-5652
Рабочий диапазон частот	250 кГц – 2.7 ГГц	250 кГц – 2.7 ГГц	85 кГц – 6.6 ГГц	500 кГц – 6.6 ГГц	500 кГц – 6.6 ГГц	500 кГц – 6.6 ГГц

	ГГц	ГГц	ГГц	1.3 ГГц	3.3 ГГц	6.6 ГГц
Мгновенная полоса по уровню 3 дБ	20 МГц	20 МГц	100 МГц	8 МГц		
Выходная мощность	До 10 дБм					
Среднеквадратичная амплитуда вектора ошибки (при QPSK)	1.2%	1.2%	0.8%	-		

Векторный анализатор цепей PXIe-5630

Векторный анализатор цепей в формате PXI NI PXIe-5630, предназначен для измерения таких характеристик, как: S-параметры, КСВ, групповая задержка, вносимые потери и коэффициент отражения у различных ВЧ-узлов и систем. PXIe-5630 выполнен, занимает всего два слота в шасси PXI Express, объединяя в себе перестраиваемый генератор и анализатор ВЧ-сигналов.



Рис. 5.28. Векторный анализатор цепей PXIe-5630

Характеристики:

- Диапазон рабочих частот - от 10 МГц до 6 ГГц;
- Динамический диапазон - >110 дБ;
- Точность - ± 0.1 дБ, 0.1 град. (типичная);

- Скорость перестройки - 400 мкс/точка (типовая);
- Число точек - 3201;
- Разрешение по частоте -10 Гц - 30 кГц;
- Собственный уровень шума - < -125 дБм/Гц;
- Диапазон по мощности - от -35 дБм до +5 дБм.

Цифровой модулятор/демодулятор FlexRIO

NI FlexRIO - это прибор PXI/PXI Express, состоящий из модуля с программируемой ПЛИС для цифровой обработки данных и адаптерного модуля для ввода/вывода аналоговых и цифровых сигналов. В радиоизмерительных приложениях FlexRIO, как и IF RIO можно использовать для исполнения алгоритмов цифровой обработки сигналов в реальном времени.

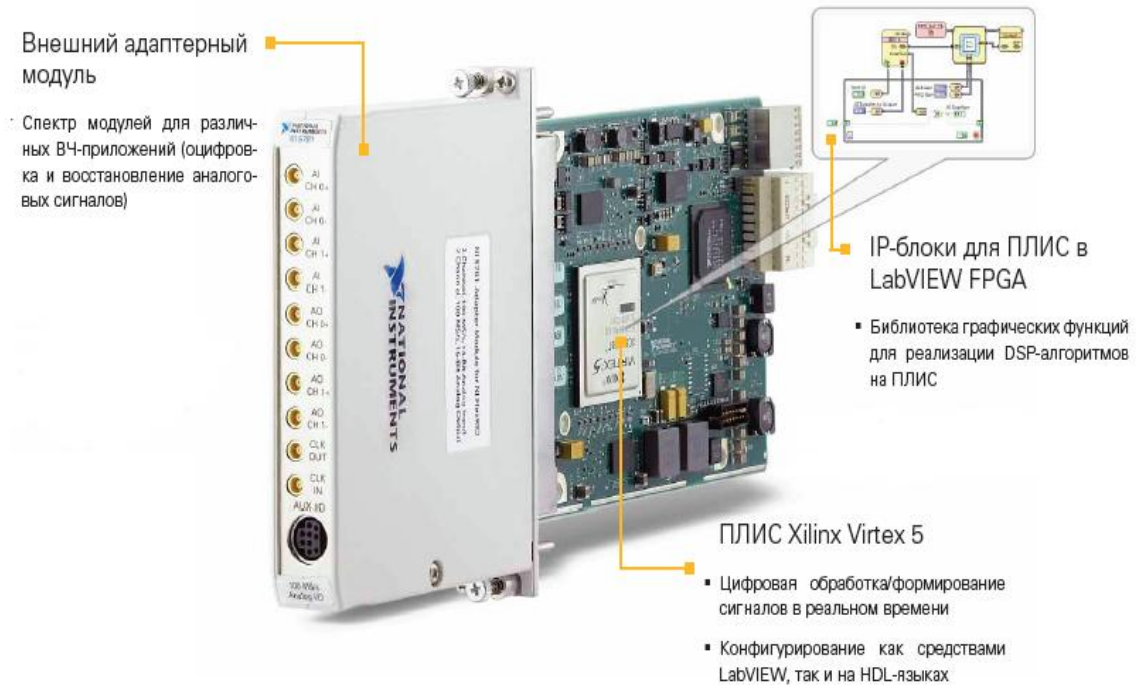


Рис. 5.29. Цифровой модулятор/демодулятор FlexRIO

Модель	Назначение	Аналы	Частота оцифровки	Диапазон частот	Мгновенная полоса	Частота обновления	Разрядность АЦП
Ni 5781	Приемопередатчик сигналов основной		100 МГц	-	До 40 МГц	100 МГц	14 бит

	ПОЛОСЫ						
Ni 5761			200 МГц	500 МГц	До 100 МГц	-	14 бит

Радиочастотные коммутаторы и реле

Радиочастотные коммутаторы могут применяться в комплексных измерительных системах, в которых необходимо осуществлять последовательное измерение сигналов одним анализатором с нескольких каналов тестируемых устройств либо подавать один и тот же радиосигнал на несколько испытуемых узлов одновременно.

ВЧ-реле могут использоваться в радиоизмерительных системах на базе PXI, например, в качестве антенных коммутаторов, позволяя работать попеременно на прием и передачу радиочастотных сигналов, переключая между собой вход векторного анализатора и выход векторного генератора радиосигналов.



Рис. 5.30. Радиочастотные коммутаторы и реле

Характеристики:

- Рабочий диапазон частот до 26.5 ГГц;
- Коммутация до 32 ВЧ-сигналов в одном модуле;
- Мультиплексорные, матричные переключатели, СВЧ-реле;
- Минимальные вносимые потери, КСВ, максимальный уровень развязки разомкнутого канала;
- Встроенная память и детерминированный во времени опрос каналов;
- Изоляция свыше 70 дБ в диапазоне частот от 3 до 8 ГГц.

Конвертер частоты вниз в диапазоне до 26.5 ГГц

Конвертер частоты компании Phase Matrix может использоваться в системе PXI для расширения частотного диапазона векторных анализаторов сигналов PXIe-5663. Конвертер состоит из формирователя гетеродинных сигналов PXI-1450, конвертера частоты вниз PXI-1420 и преселектора PXI-1410. Например, для переноса сигналов частотой выше 2.9 ГГц может использоваться конвертер PXI-1420 в сочетании с гетеродином PXI-1450.

А при входном сигнале частотой ниже 2.9 ГГц - векторный анализатор сигналов PXIe-5663. За оцифровку ПЧ в такой конфигурации отвечает оцифровщик NI PXIe-5622. А преселектор PXI-1410 предназначен для коммутации и фильтрации входных сигналов.



Рис. 5.31. Конвертер частоты вниз

Характеристики

- Диапазон частот от 2.75 ГГц до 26.5 ГГц;
- Выход ПЧ от 100 кГц до 425 МГц;
- Время перестройки гетеродина порядка 500 мкс.

Измерители мощности

Для прецизионного измерения мощности, компания National Instruments предлагает две модели измерителей мощности: NI USB-5680 (диапазон частот до 6 ГГц) и USB-5681 (диапазон частот до 18 ГГц).



Рис. 5.32. Измерители мощности

Характеристики:

- Широкий диапазон частот от 10 МГц до 18 ГГц;
- Широкий динамический диапазон 60 дБм (от -40 дБм до +20 дБм);
- Точность по амплитуде до ± 0.13 дБ;
- Дополнительные режимы временного анализа «Score» и «Time Slot» (USB-5681);
- Потребление тока: 100мА (USB-5680), 150 мА (USB-5681).

ВЧ-предусилители и аттенюаторы

Использование двухканальных программируемых усилителей ВЧ-сигналов NI PXI-5690/5691 с векторными анализаторами сигналов NI PXIe-5663/5661 (диапазон частот до 6.6 ГГц) позволяет значительным образом снизить уровень шума по входу вплоть до -163 дБм/Гц.

Совместное использование двухканальных программируемых ВЧ-аттенюаторов NI PXI-5695 и генераторов ВЧ-сигналов NI PXIe-5673/5672 позволяет точно контролировать мощность сигналов в диапазоне ослабления до 60 дБ с типовым КСВ в 1.2:1. Это позволяет значительно увеличить динамический диапазон векторного генератора сигналов и является важным фактором при оценке чувствительности приемных устройств.



Рис. 5.33. ВЧ-предусилители и аттенюаторы

Программная платформа LabVIEW, рассмотренная в данной работе, применяемая в сочетании с продуктами компании National Instruments позволяет уйти от использования большинства аналогового оборудования, упростить и ускорить работу по обработке и сбору данных, объединить различные приборы в один многофункциональный комплекс с удобным управлением через ПК.

В частности, в радиоэлектронике и телекоммуникациях многофункциональные комплексы National Instruments позволяют вести работу с сигналами от нескольких кГц до нескольких ГГц.

ГЛАВА 6. ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ [11]

Векторные анализаторы сигналов серии

- *Диапазон частот до 6,0 ГГц*
- *Полоса 36 МГц (39 МГц для видеосигнала)*
- *Беспроводная связь, беспроводные локальные сети, спутниковая связь и широкополосный доступ*



Монитор не входит в комплект

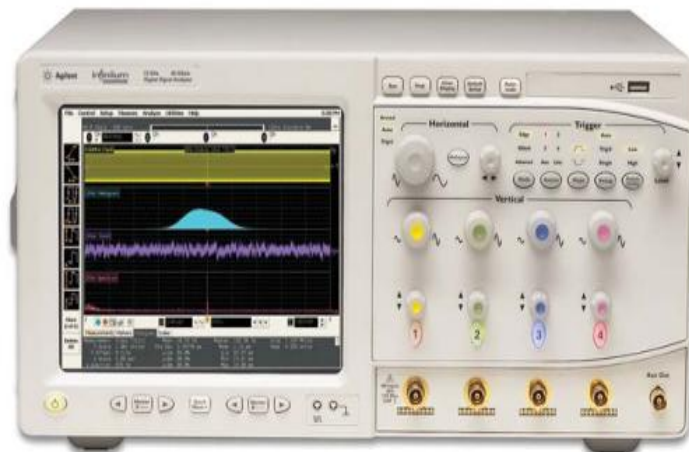


89640A

DSA80000B - анализатор сигналов цифровой связи на базе осциллографов серии Infiniium DSO80000B

- Реальновременные полосы пропускания шириной от 2 до 13 ГГц и частоты дискретизации до 40 ГГц
- Наименьший в отрасли уровень собственных шумов, измеренный уровень собственного джиттера, джиттер запуска, самая равномерная в отрасли АЧХ
- Единственная в отрасли система пробников, охватывающая полную полосу пропускания всех моделей приборов (до 13 ГГц) для различных видов дифференциальных подключений: пробник-браузер, впаиваемая головка, головка с соединителем типа SMA
- Анализ данных последовательных шин с восстановлением тактового сигнала, декодированием кода 8b/10b, поиском символа/запуском по символу
- Анализ джиттера с разложением на случайный джиттер (RJ) и регулярный джиттер (DJ)
- Программа модернизации полосы пропускания
- Соответствие классу C стандарта LXI

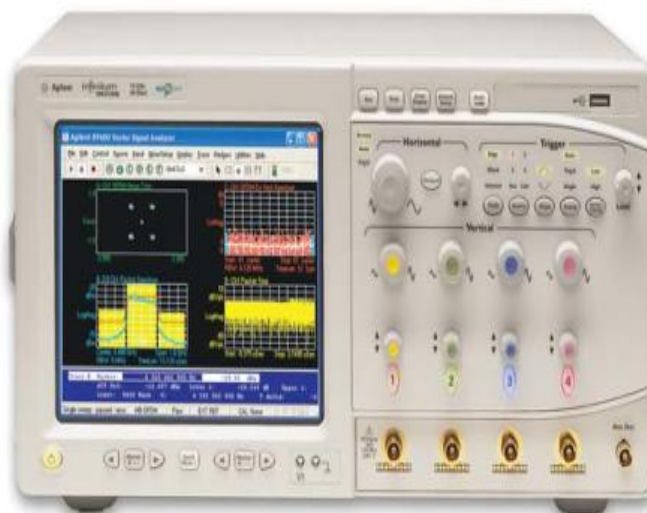
Новинка



VSA80000A - сверхширокополосный векторный анализатор сигналов на базе осциллографов серий Infiniium DSO80000B и 8000

- Измерение сверхширокополосных сигналов физического уровня, соответствующих спецификации Multiband-OFDM группы WiMedia Alliance, таких как сигналы беспроводного интерфейса Certified Wireless USB.
- Исследование широкополосных сигналов систем радиолокации и спутниковой связи
- Измерение в полосе до 13 ГГц
- Измерение констелляционных диаграмм, смещения несущей и ошибки частоты с использованием гибкой демодуляции
- Отображение спектрограмм, фазы или частоты относительно времени
- Анализ спектра выбранного участка сигнала с помощью временного стробирования
- Постатная программа модернизации полосы пропускания с 2 ГГц до 13 ГГц

Новинка



86100C Infiniium DCA-J - многофункциональный инструмент анализа

- Четыре прибора в одном: анализатор сигналов цифровой связи, полнофункциональный широкополосный осциллограф, рефлектометр во временной области и анализатор джиттера
- Автоматическое разделение джиттера на составляющие
- Запуск по кодовой комбинации, генерируемый самим прибором
- Модульная платформа для испытания сигналов передачи данных до 43 Гбит/с и выше
- Перекрытие самого широкого диапазона скоростей передачи данных с помощью эталонных приемников оптического сигнала и системы восстановления тактового сигнала
- Совместимость с модулями серии Agilent 86100A/B, 83480A и 54750
- Собственный джиттер менее 200 фс
- Открытая операционная система Windows® XP Pro



Аппаратура фирмы Tektronix



Серия MS0/DP02000B

Измерьте больше за меньшее время с помощью осциллографа с множеством функций и невысокой ценой. Измерение аналоговых и цифровых сигналов по 20 каналам. Ускорение отладки за счет автоматизированного анализа сигналов последовательных и параллельных шин. Мгновенный поиск по всей записи сигнала с помощью системы Wave Inspector®. Никогда еще осциллографы начального уровня не были столь мощными.

Длина записи 1 млн. точек по всем каналам.

Максимальная скорость регистрации 5000 осциллограмм/с благодаря технологии цифрового люминофора

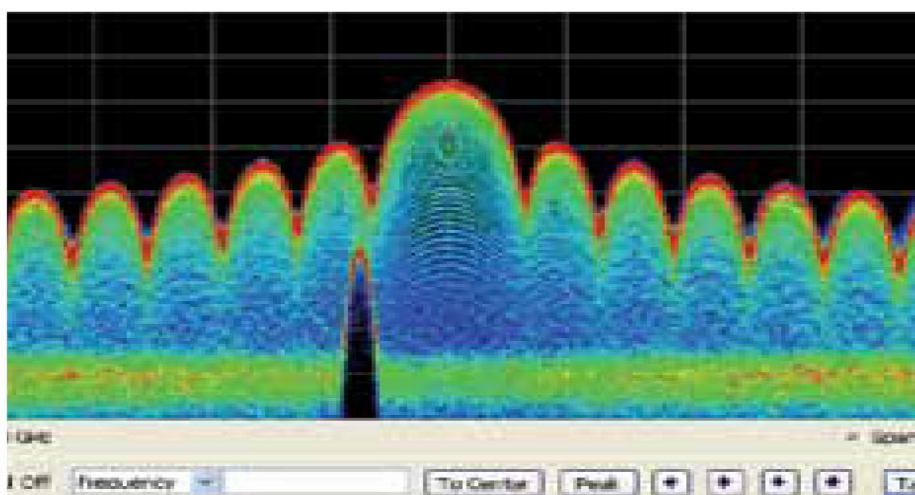
Более 125 комбинаций событий запуска, включая время установки/удержания, последовательные пакеты и параллельные данные.

Автоматический поиск и простая навигация по осциллограммам с помощью системы Wave Inspector®

29 автоматических измерений и БПФ анализ

Модель	Число аналоговых каналов	Число цифровых каналов	Аналоговая полоса пропускания	Аналоговая частота дискретизации
DP02002B	2		70 МГц	1 Гвыб./с

MS02002B	2	16	70 МГц	1 Гвыб./с
DP02004B	4		70 МГц	1 Гвыб./с
MS02004B	4	16	70 МГц	1 Гвыб./с
DP02012B	2	-	100 МГц	1 Гвыб./с
MS02012B	2	16	100 МГц	1 Гвыб./с
DP02014B	4	-	100 МГц	1 Гвыб./с
MS02014B	4	16	100 МГц	1 Гвыб./с
DP02022B	2		200 МГц	1 Гвыб./с
MS02022B	2	16	200 МГц	1 Гвыб./с
DP02024B	4		200 МГц	1 Гвыб./с
MS02024B	4	16	200 МГц	1 Гвыб./с



РЛС и радиоэлектронное противодействие

Производительность, точность и глубокий анализ характеристик РЛС и средств РЭБ

В современных условиях быстрого развития технологий радиолокации и радиоэлектронного противодействия для разработки и изготовления специализированного электронного оборудования требуется применение самых передовых технологий и инструментов. Наше инновационное контрольно-измерительное оборудование снижает неопределенность в процессе проектирования и обеспечивает уверенность в качестве постоянно усложняющихся конструкций.

Рекомендуемые приборы и ПО

Тестирование приемников/источников сигнала:

Генератор сигналов произвольной формы AWG5000 с ПО RFXpress®

Генератор сигналов произвольной формы AWG7000 с ПО RFXpress®

Генератор сигналов произвольной формы AWG70000 с ПО RFXpress®

Анализ передатчиков:

Анализаторы спектра серии RSA600C

Анализаторы спектра серии RSA5000

Осциллографы серии DPO7CCCDX с ПО SignalVu™

Осциллографы серии DPO5CCC/7CCC с ПО SignalVu™

Генераторы сигналов

Представляя собой образец гибкости, генераторы сигналов Tektronix создают практически неограниченный диапазон стандартных и специальных сигналов - от синусоидальных и импульсных до идеальных и искаженных сигналов.

	Серия AWG70000	Серия AWG7000	Серия AWG5000	Серия AFG3000	AFG2000
Диапазон частот	20 ГГц	9,6 ГГц	480 МГц	240 МГц, 100 МГц, 50 МГц, 25 МГц, 10 МГц	20 МГц
Число каналов	1 или 2	1 или 2	2 или 4	1 или 2 (независимых или синхронизированных)	1
Объем памяти	до 16 Гвыб.	128 Мвыб.	32 Мвыб.	128 квыб.	4 x 128 квыб.
Сигналы стандартной формы	Синусоидальный, прямоугольный, постоянное напряжение, треугольный, шум	Синусоидальный, прямоугольный, постоянное напряжение, треугольный, шум, тактовая частота, псевдослучайная двоичная последовательность	Синусоидальный, прямоугольный, постоянное напряжение, треугольный, шум, тактовая частота, псевдослучайная двоичная последовательность	Синусоидальный, Sin(x)/x, прямоугольный, постоянное напряжение, пилообразный, функция Гаусса, экспоненциальный спад, импульсный, функция Лоренца, шум, произвольная форма, гаверсинус, экспоненциальное нарастание	Синусоидальный, Sin(x)/x, прямоугольный, постоянное напряжение, пилообразный, функция Гаусса, экспоненциальный спад, импульсный, функция Лоренца, шум, произвольная форма, гаверсинус, экспоненциальное нарастание
Модуляция	Выбирается пользователем	Выбирается пользователем	Выбирается пользователем	AM, ЧМ, ФМ, ЧМн, ШИМ, внешняя	AM, ЧМ, ФМ, ЧМн, ШИМ, внешняя
Дополнительные режимы	Синхронизация нескольких приборов	Генерация последовательностей	32 цифровых выхода, генерация последовательностей	Сви핑рование, пакеты, добавление шума	Сви핑рование, пакеты, добавление шума



Анализатор спектра реального времени RSA5000A и B

Анализатор спектра реального времени среднего ценового диапазона серии RSA5000 сочетает лучшие в своем классе РЧ характеристики (полоса пропускания до 110 МГц) с технологией DPX® 3-го поколения. Это обеспечивает достоверность измерений и функциональность, необходимые для повседневной работы, а также для требовательных измерений спектра с широким динамическим диапазоном.

Модель	Модернизация	Полоса захвата	Диапазон частот	Минимальная длительность сигнала для 100% вероятности обнаружения	Динамический диапазон при полосе захвата 110 МГц
RSA5103B	RSA5	25, 40, 85, 165 МГц	1 Гц - 3 ГГц	2,8 мкс	75 дБн
RSA5106B	RSA5	25, 40, 85, 165 МГц	1 Гц - 6,2 ГГц	2,8 мкс	75 дБн
RSA5115B	RSA5	25, 40, 85, 165 МГц	1 Гц - 15 ГГц	2,8 мкс	75 дБн
RSA5126B	RSA5	25, 40, 85, 165 МГц	1 Гц - 26,5 ГГц	2,8 мкс	75 дБн

Краткое руководство (печатное), руководство по применению, справочный файл с возможностью распечатки, руководство по программированию (на компакт-диске), кабель питания, адаптер BNC-N, клавиатура USB, мышь USB, передняя крышка, гарантия 1 год



ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В учебном пособии представлен курс лекций, компьютерные лабораторные работы, компьютерный практикум и задание на самостоятельную работу студентов. Учебное пособие содержит пять глав и три приложения - Глава 1. Методы измерений в системах связи, Глава 2. Радиочастотные измерения, Глава 3. Измерения электрических кабелей, Глава 4. Измерения волоконно-оптических систем передачи, Глава 5. Метрология в NI LABVIEW, Глава 8. Измерительная техника телекоммуникационных систем. ПРИЛОЖЕНИЯ: П1. Компьютерный практикум, П2. Компьютерные лабораторные работы, П3. Задание на самостоятельную работу.

Компьютерный практикум представлен тестированием и диагностикой модемов сотовых и спутниковых систем связи, а также CRC кодеров и декодеров на базе каскадных кодов. Компьютерные лабораторные работы представлены виртуальной измерительной лабораторией, комплексом цифровой обработки сигналов и тестированием и диагностикой иммитаторов системы мобильной связи WiMAX и цифровой системой спутникового телевидения DVB-S2. Задание на самостоятельную работу студентов представлено "Теорией погрешностей и обработки результатов измерений". Результаты самостоятельной работы обсуждаются на групповом семинаре.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бакланов И.Г. Тестирование и диагностика систем связи. - М.: Эко-Трендз, 2001. - 268 с.
2. Иванов А.Б., Засецкий А.В. Контроль качества в телекоммуникациях и связи. Часть 1.- М.: Компания САЙРУС СИСТЕМС, 2001. – 375с.
3. Оптические волокна для линий связи / А.В. Листвин, В.Н. Листвин, Д.В. Швырков. - М.: ЛЕСАРарт, 2003. - 288 с.
4. Рефлектометрия оптических волокон / А.В. Листвин, В.Н. Листвин. - М.: ЛЕСАРарт, 2005. - 208 с.
5. Воронцов А.С., Гурин О.И., Мифтяхетдинов С.Х., Нокольский К.К., Питерских С.Э. Оптические кабели связи российского производства. Справочник. - М.: Эко-Трендз, 2003. - 288 с.
6. Иоргачев Д.В., Бондаренко О.В. Волоконно-оптические кабели и линии связи. - М.: Эко-Трендз, 2002.
7. Гринфилд Дэвид. Оптические сети. - К.: ООО «ТИД ДС», 2002. – 256 с.
8. Семенов А.Б. Волоконные световоды для оптических кабелей СКС // Фотон-Экспресс. - 2003. - №5(31). - стр. 22 - 26.
9. Семенов А.Б. Волоконная оптика в локальных и корпоративных сетях. - М.: КомпьютерПресс, 1998. - 302 с.
10. <http://ni.com/russia>
11. <http://www.tektronix.ru>
12. Голиков А.М. Модуляция, кодирование и моделирование в телекоммуникационных системах. Теория и практика: Учебное пособие.- СПб.: Издательство «Лань», 2018.- 452с.
13. Тестирование и диагностика в инфокоммуникационных системах: Сборник лабораторных работ / Голиков А. М. – 2012. 147 с. Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/training/publications/1126>
14. Метрология и электрорадиоизмерения в телекоммуникационных системах: Методические указания по практическим и семинарским занятиям / Голиков А. М. – 2009. 83 с . Режим доступа: <https://edu.tusur.ru/training/publications/1029>

ПРИЛОЖЕНИЕ 1. ТЕСТИРОВАНИЕ И ДИАГНОСТИКА В РЭСПИ (КОМПЬЮТЕРНЫЕ ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ)

П1.1. Лабораторная работа 1. Модемы сотовой связи FSK, MSK GMSK и численный анализ вероятности символьной ошибки с использованием ПО LabVIEW [12]

Частотная манипуляция (FSK)

Значениям «0» и «1» информационной последовательности соответствуют определённые частоты синусоидального сигнала при неизменной амплитуде. Частотная манипуляция весьма помехоустойчива, поскольку помехи телефонного канала искажают в основном амплитуду, а не частоту сигнала. Однако при частотной манипуляции неэкономно расходуется ресурс полосы частот телефонного канала. Поэтому этот вид модуляции применяется в низкоскоростных протоколах, позволяющих осуществлять связь по каналам с низким отношением сигнал/шум.

Существует также подвид этой модуляции GFSK. Принцип работы модулятора GFSK похож на FSK, за исключением того, что сначала полоса импульсов (-1, 1) проходит через фильтр Гаусса для сглаживания, что обеспечивает уменьшения ширины его спектра, а уже после попадает в FSK. Фильтрация Гаусса — один из самых распространенных способов уменьшения ширины спектра.

На рисунке ниже приведен график двоичной бинарной последовательности нулей и единиц и, соответствующий ему, график частотно-манипулированного сигнала. Низкому уровню бинарного двоичного сигнала соответствует частота 1 КГц, а высокому - частота 0,5 КГц несущего сигнала синусоидального типа.

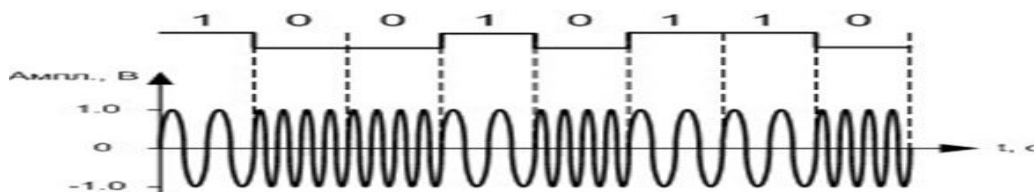


Рис. П1.1. Частотная манипуляция

В программной комплексе можно осуществить многопозиционную частотную модуляцию (MFSK) задав в поле M-FSK нужный уровень от 2 до 64. В бинарной FSK модуляции, т.е. при $M=2$, два двоичных числа представляются сигналами двух различных частот, расположенных около несущей. Бинарная частотная модуляция менее восприимчива к ошибкам, чем амплитудная модуляция.

Более эффективной, но и более подверженной ошибкам, является схема многочастотной модуляции (Multiple FSK - MFSK), в которой используется более двух частот. В этом случае каждая сигнальная посылка представляет более одного бита. Переданный сигнал MFSK (для одного периода передачи сигнальной посылки) можно определить следующим образом:

$$s_i = A \cos(2\pi f_i t), \quad 1 \ll i \ll M$$

Здесь

$$f_i = f_c + (2i - 1 - M) f_d,$$

где f_c - несущая частота; f_d - разностная частота; M - число различных сигнальных

посылок $= 2^L$; L - количество битов на одну сигнальную посылку.

На рис. 1.24 представлен пример схемы MFSK с $M=4$. Входной поток битов кодируется по два бита, после чего передается одна из четырех возможных двухбитовых комбинаций.

Для уменьшения занимаемой полосы частот в модуляторах сигналов с фазовой модуляцией применяют сглаживающие фильтры. Применение сглаживающих фильтров приводит к увеличению эффективности использования полосы, но в то же время из-за

сглаживания уменьшается расстояние между соседними сигналами, что приводит к снижению помехоустойчивости.

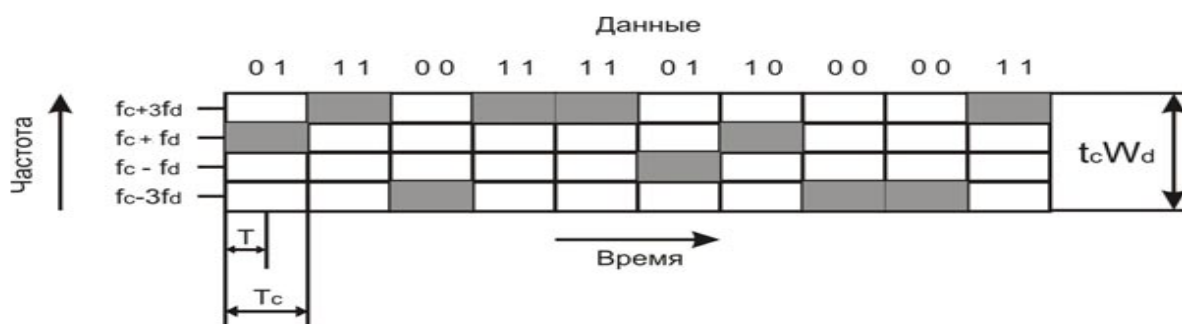


Рис. П1.2. Использование частоты схемой MFSK ($M = 4$)

Построение графиков глазковой диаграммы и ее вид дает много информации о джиттере сигнала, так же, как и о многих других его параметрах. Например, множество отдельных фронтов и спадов говорит о вероятном присутствии джиттера, зависящего от данных.

Глазковая диаграмма не просто предоставляет множество информации, она удобна простотой применения и тем, что может применяться для измерений в любой цепи с реальными данными.



Рис. П1.3. Параметры глазковой диаграммы

По индикаторной диаграмме можно выполнить ряд важных измерений:

- чем больше открыт глазок, тем легче различать логические 1 и 0;
- ширина открытия глазковой диаграммы (время между пересечениями линий логической 1 с логическим 0 и логического 0, с логической 1) показывает временной

интервал, в течение которого сигнал может быть замерен без ошибки из-за межсимвольного влияния;

- псевдослучайной последовательности битов и отображения сигналов на запоминающем осциллографе получается структура, которая называется индикаторной (глазковой) диаграммой (eye diagram). Типичная индикаторная диаграмма приведена на рис. 3.

- высота открытия глазка измеряет запас помехоустойчивости на выходе приемника;

- ширина линий глазка к точкам пересечения в углах глазка является мерой флуктуации в системе передачи. Флуктуации вызываются разбросом времени включения и выключения лазера; искажением импульса оптическим волокном и шумом. Флуктуации выражаются в пикосекундах, градусах или в процентах интервала бита;

- толщина линий импульса наверху и внизу глазка пропорциональна шуму и искажениям в системе передачи; время перехода сигнала в схеме глазка с верхнего уровня (логического 0) в нижний (логическая 1) и наоборот указывает времена подъема и спада системы передачи. Они обычно замеряются между отметками 10 и 90%;

- времена подъема и спада важны для оценки чувствительности системы к синхронизации замеров (sample timing). Чем больше времена подъема и спада сигнала, тем более чувствительна система к ошибкам синхронизации;

- чтобы обеспечить Системе максимальную невосприимчивость к шуму, лучшим временем для замеров уровня сигнала является время, когда высота открытия индикаторной диаграммы максимальна.

Джиттер или фазовое дрожание цифрового сигнала данных — нежелательные фазовые и/или частотные случайные отклонения передаваемого сигнала. Возникают вследствие нестабильности задающего генератора, изменений параметров линии передачи во времени и различной скорости распространения частотных составляющих одного и того же сигнала.

В цифровых системах проявляется в виде случайных быстрых изменений местоположения фронтов цифрового сигнала во времени, что приводит к рассинхронизации и, как следствие, искажению передаваемой информации. Например, если фронт имеет малую крутизну или «отстал» по времени, то цифровой сигнал как бы запаздывает, сдвигается относительно значащего момента времени — момента времени, в который происходит оценка сигнала.

Джиттер является одной из основных проблем при проектировании устройств цифровой электроники, в частности, цифровых интерфейсов. Недостаточно аккуратный расчет джиттера может привести к его накоплению при прохождении цифрового сигнала по тракту и, в конечном счёте, к неработоспособности устройства.

Причины возникновения джиттера:

- Фазовые шумы петли ФАПЧ (фазовой автоподстройки частоты) устройства, синхронизируемого внешним сигналом. Джиттер, вызываемый ФАПЧ, проявляется при прослушивании материала с записывающего устройства, синхронизируемого от воспроизводящего устройства.

- АЦП. В современных цифровых системах звукозаписи и воспроизведения основным источником джиттера является АЦП. Нынешние полностью цифровые студийные синхронизаторы достаточно совершенны и часто вносят джиттер меньший, чем АЦП.

Описание прибора с FSK модуляцией (манипуляцией)

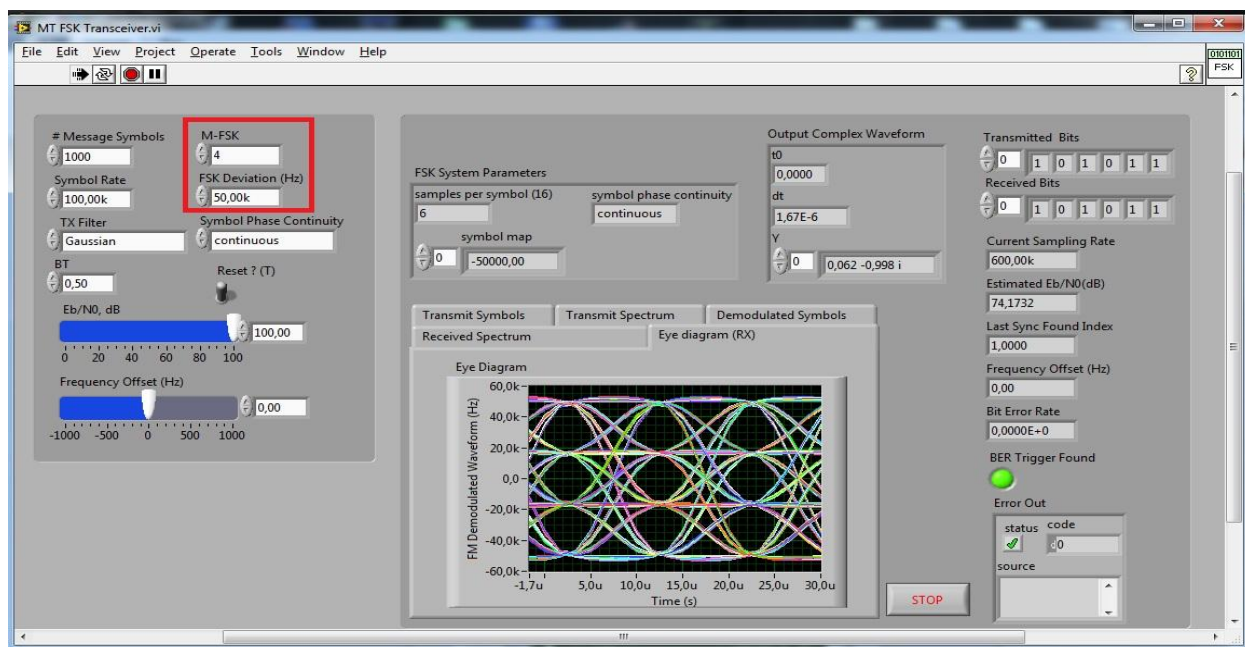


Рис. П1.4. Интерфейс прибора с FSK модуляцией

- Message Symbols – показывает количество передаваемых символов.
- M-FSK – показывает уровень модуляции. Доступны режимы: 2,4,8,16,32,64
- FSK Deviation (Гц) – отклонение по частоте частотной модуляции.
- Eb/N0- отношение сигнал/шум

- Frequency offset –задержка по частоте
- TX Filter – выбор фильтра для передатчика. Доступны следующие: Gaussian, Raised Cosine, Root Raised Cosine
- Symbol Rate – порядок символов.
- Symbol Phase Continuity –продолжительность фазы импульса. Соответственно режимы Continuous(Конечная), Discontinuous (Бесконечная).
- Transmitted Bits – переданные биты.
- Received Bits – принятые биты.
- BER Trigger Found – Вероятность шибки
- BT - безразмерная величина равная $BT = B_{-3дБ} * T$, где $B_{-3дБ}$ - полоса фильтра Гаусса по уровню -3дБ, $T = 1/B_r$ - длительность единичного импульса цифровой информации, передаваемой со скоростью B_r бит\с. Например $B_r = 20кбит/с$, тогда $T = 50мс$ и при полосе фильтра Гаусса по уровню -3 дБ $B_{-3дБ} = 10кГц$ получаем $BT = 10кГц * 50мс = 0.5$. Таким образом, параметр BT показывает во сколько раз полоса фильтра Гаусса $B_{-3дБ}$ отличается от скорости передачи информации B_r , выраженной в единицах измерения частоты.

- Сокращения: TX – Передатчик, RX – Приемник

Исследование линии передачи с FSK модуляцией

Предварительная фильтрация

Сравним спектры сигналов и их помехоустойчивость при использовании фильтра Гаусса и без фильтра

Без фильтра при соотношении сигнал/шум = 80

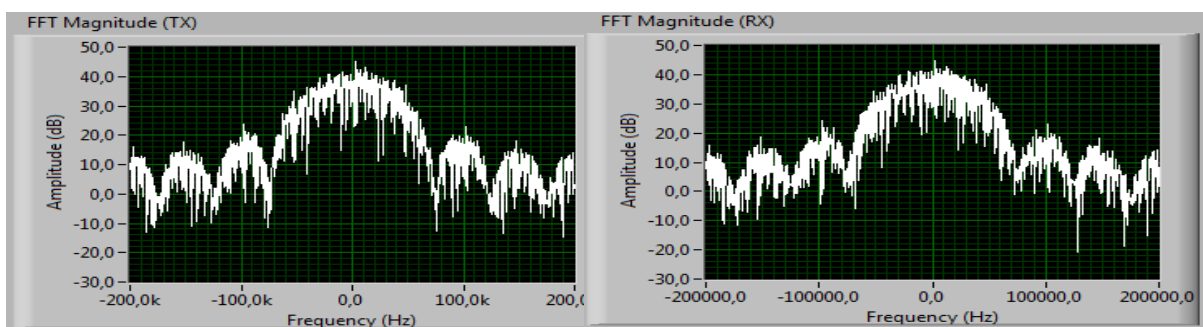


Рис. П1.5. Спектр переданного (слева) и принимаемого (справа) сигнала

Как видно из рисунка П1.5, спектр почти не изменился, но в нем присутствует высокий уровень боковых лепестков, что может повлиять на соседние каналы, также придется выделить более широкий канал в линии передачи, что не всегда является позволительным и выгодным.

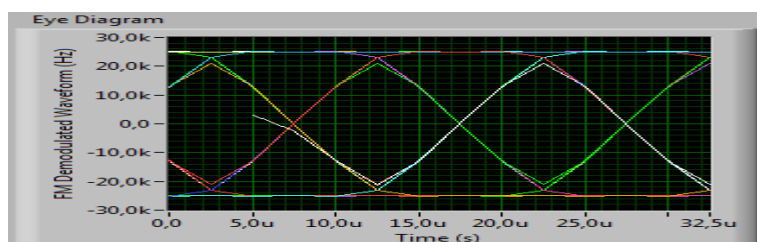


Рис. П1.6. Глазковая диаграмма

Без использования фильтра в сигнал не вносятся дополнительные искажения следовательно джиттер и помехи минимальны.

Применение фильтра Гаусса. При соотношении сигнал/шум = 80, $BT = 0,5$

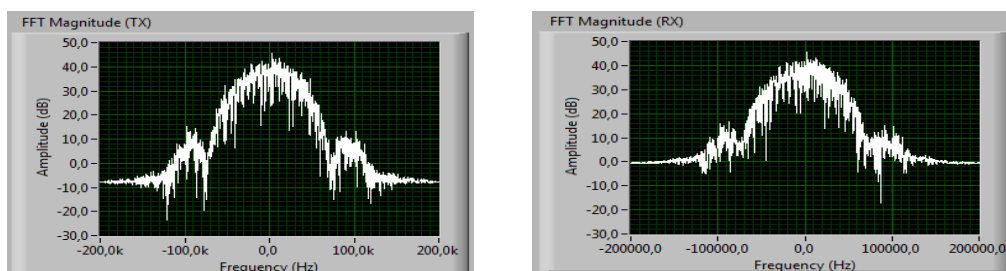


Рис. П1.7. Спектр переданного (слева) и принимаемого (справа) сигнала

Сужение полосы занимаемых частот удалось достигнуть за счет предварительной фильтрации модулирующего сигнала фильтром низкой частоты с Гауссовской импульсной характеристикой.

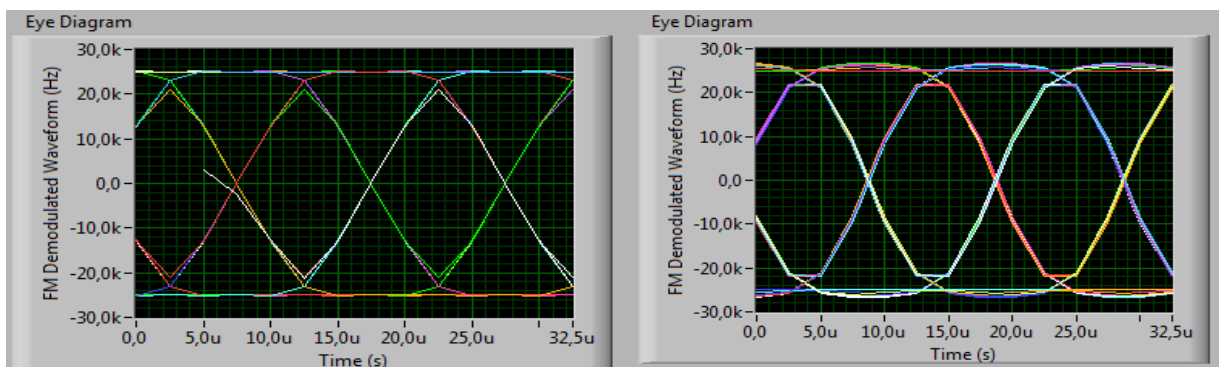


Рис. П1.8. Глазковая диаграмма без фильтра (слева) и с фильтром Гаусса (справа)

Сравнивая две глазковые диаграммы без использования фильтра и с фильтром Гаусса видно, что помехоустойчивость снизилась, появились помехи и искажения, а также увеличился джиттер.

Графики

Фильтр raisedcosine : M-fsk 4 (красный) и 2 (синий)

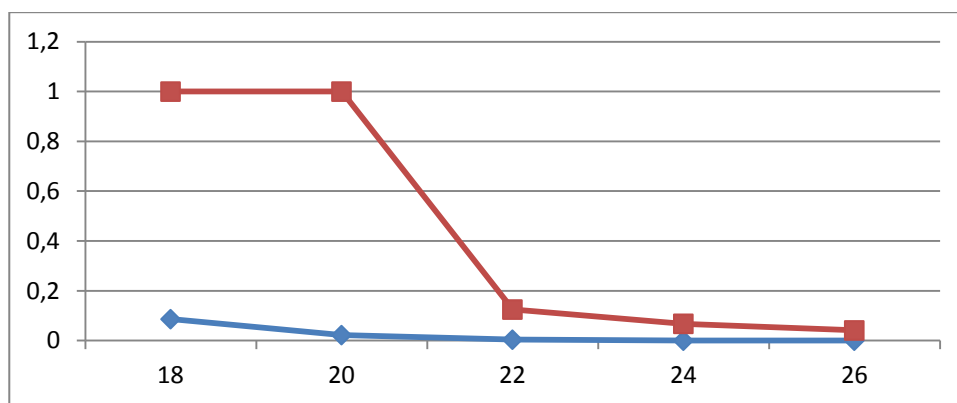


Рис. П1.9. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум
 Фильтр rootraisedcos: M-fsk2 (красный) и 4 (синий)

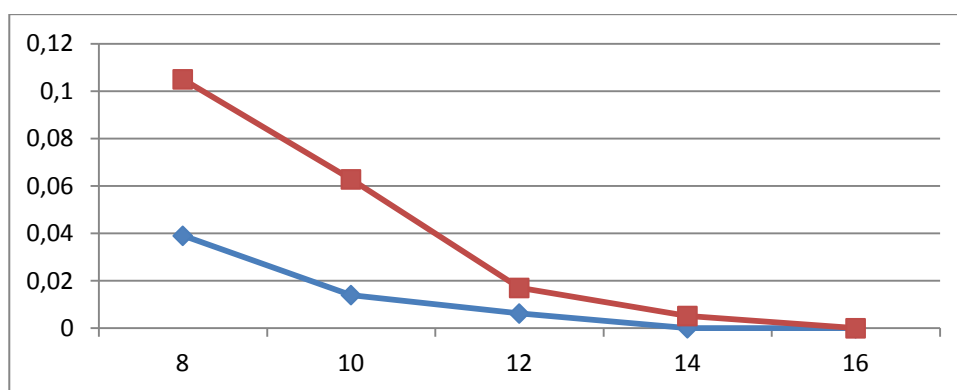


Рис. П1.10. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум
 Фильтр Gaussian: M-fsk2 (красный) и 4 (синий)

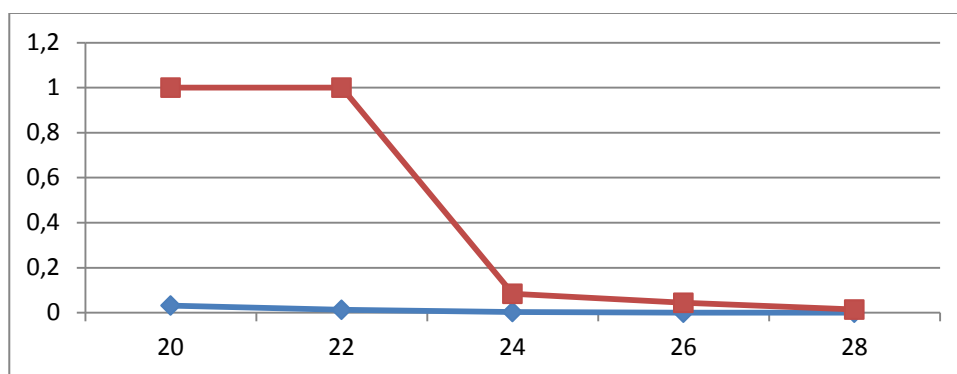


Рис. П1.11. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

Частотная манипуляция с минимальным сдвигом (MSK)

MSK это частный случай сигналов с частотной манипуляцией с непрерывной фазой CPFSK с минимальным индексом частотной манипуляции $m=0.5$, поэтому ширина главного лепестка спектра MSK сигналов - минимальная из всех возможных сигналов с частотной манипуляцией.

Представляет собой способ модуляции, при котором не происходит скачков фазы и изменение частоты происходит в моменты пересечения несущей нулевого уровня. MSK уникальна потому, что значение частот соответствующих логическим «0» и «1» отличаются

на величину равную половине скорости передачи данных. Другими словами, индекс модуляции равен 0,5.

Частотная модуляция с минимальным разносом частот MSK позволяет уменьшить ширину полосы частот, занимаемых цифровым радиосигналом в эфире. Однако даже этот вид модуляции не удовлетворяет всем требованиям, предъявляемым к современным радиосистемам мобильной связи. Обычно сигнал MSK в радиопередатчике дофильтровывают обычным фильтром. Именно поэтому появился еще один вид модуляции с еще более узким спектром радиочастот в эфире.

Сужение полосы занимаемых частот удалось достигнуть за счет предварительной фильтрации модулирующего сигнала фильтром низкой частоты с Гауссовской импульсной характеристикой. Ширина спектра сигнала GMSK определяется произведением длительности передаваемого символа на полосу пропускания Гауссовского фильтра ВТ. Именно полосой пропускания В и отличаются различные виды GMSK друг от друга. GMSK используется в стандарте GSM сотовой связи.

Формирование GMSK радиосигнала осуществляется таким образом, что на интервале одного информационного бита фаза несущей изменяется на 90° . Это наименьшее возможное изменение фазы, распознаваемое при данном типе модуляции. Непрерывное изменение фазы синусоидального сигнала дает в результате частотную модуляцию с дискретным изменением частоты. Применение фильтра Гаусса позволяет при дискретном изменении частоты получить "гладкие переходы". В стандарте GSM применяется GMSK-модуляция с величиной нормированной полосы ВТ - 0,3, где В - ширина полосы фильтра по уровню минус 3 дБ, Т - длительность одного бита цифрового сообщения. Основой формирователя GMSK-сигнала является квадратурный (1/Q) модулятор. Схема состоит из двух умножителей и одного сумматора. Задача этой схемы заключается в том, чтобы обеспечить непрерывную, очень точную фазовую модуляцию. Один умножитель изменяет амплитуду синусоидального, а второй косинусоидального колебания. Входной сигнал до умножителя разбивается на две квадратурные составляющие. Разложение происходит в двух обозначенных "sin" и "cos" блоках.

Модуляцию GMSK отличают следующие свойства, которые предпочтительны для подвижной связи:

- постоянная по уровню огибающая, которая позволяет использовать эффективные
- передающие устройства с усилителями мощности в режиме класса С;
- компактный спектр на выходе усилителя мощности передающего устройства,
- обеспечивающий низкий уровень внеполосного излучения;

- хорошие характеристики помехоустойчивости канала связи.

Импульсная характеристика Гауссовского фильтра описывается следующей формулой:

$$h(t) = B \sqrt{\frac{2\pi}{\ln(2)}} e^{-\frac{(B_t \pi)^2}{\ln(2)}},$$

где B — полоса пропускания фильтра по уровню 3 дБ.

GMSK с фильтром Гаусса с $BT = 1$, вырождается в классическую MSK. Для формирования сигналов GSM стандартно используется фильтр Гаусса с $BT = 0.3$.



Рис. П1.12. Сравнение спектров двух видов модуляции с фильтром Гаусса(GMSK) и без фильтра(MSK)

В точках взятия отсчетов сигнал GMSK зависит от предыдущих значений передаваемого сигнала. Это вызвано действием гауссовского фильтра, формирующего спектр сигнала GMSK. В результате помехоустойчивость сигнала GMSK ниже по сравнению даже с помехоустойчивостью сигнала MSK. Конкретное значение помехоустойчивости сигналов GMSK сильно зависит от произведения BT . Пример зависимости вероятности ошибки приема сигнала GMSK в зависимости от отношения сигнал/шум на входе решающего устройства приведен на рисунке 1.35.

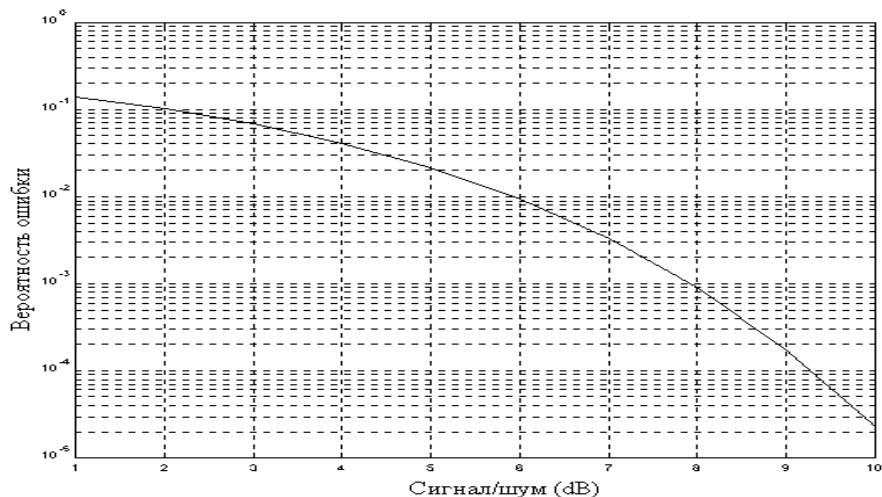


Рис. П1.13. График зависимости вероятности ошибки GMSK в зависимости от отношения сигнал/шум на входе решающего устройства

При индексе модуляции $m = 0.5$ за время передачи одного символа фаза несущего колебания успевает измениться на угол $\pm 90^\circ$. Решетка переходов фазы в MSK сигнале на протяжении двух символьных периодов приведена на рисунке 1.36.

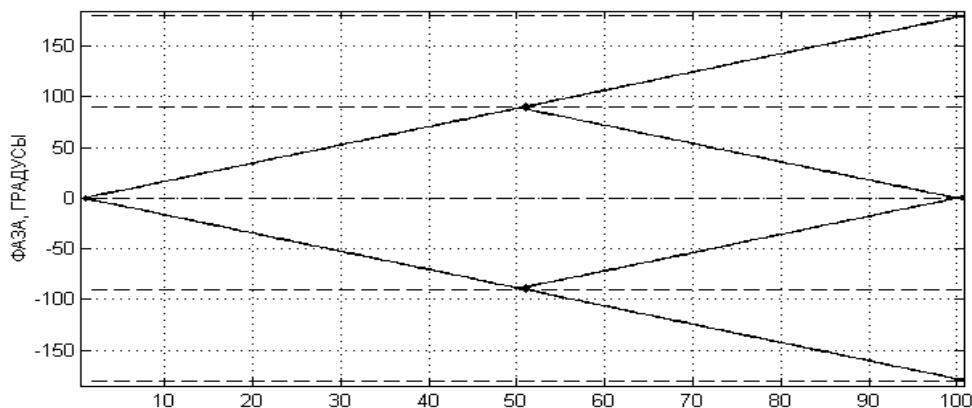


Рис. П1.14. Решетка переходов фазы в MSK сигнале

Два возможных значения фазы несущего колебания в отсчетной точке на одном временном интервале отличаются от двух возможных значений фазы несущего колебания отсчетной точке на соседнем интервале на 90° . Рассмотренная ситуация может быть проиллюстрирована на векторной диаграмме, приведенной на рисунке 1.37.

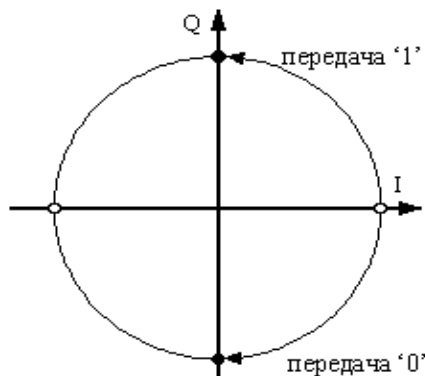


Рис. П1.15. Решетка переходов фазы в MSK сигнале.

Конец вектора, отражающий амплитуду несущего колебания на рисунке 4, в сигнале частотной модуляции может двигаться строго по окружности. На этом рисунке пара состояний сигнала показана пустыми кружочками, а пара состояний сигнала на соседнем символе — заполненными.

Рассмотренные диаграммы показывают, что при разработке радиоприемного устройства можно применить схему фазового детектора. Принимаемые двоичные символы в отсчетных точках будут отличаться друг от друга по фазе на 180° .

Описание прибора с MSK модуляцией (манипуляцией)

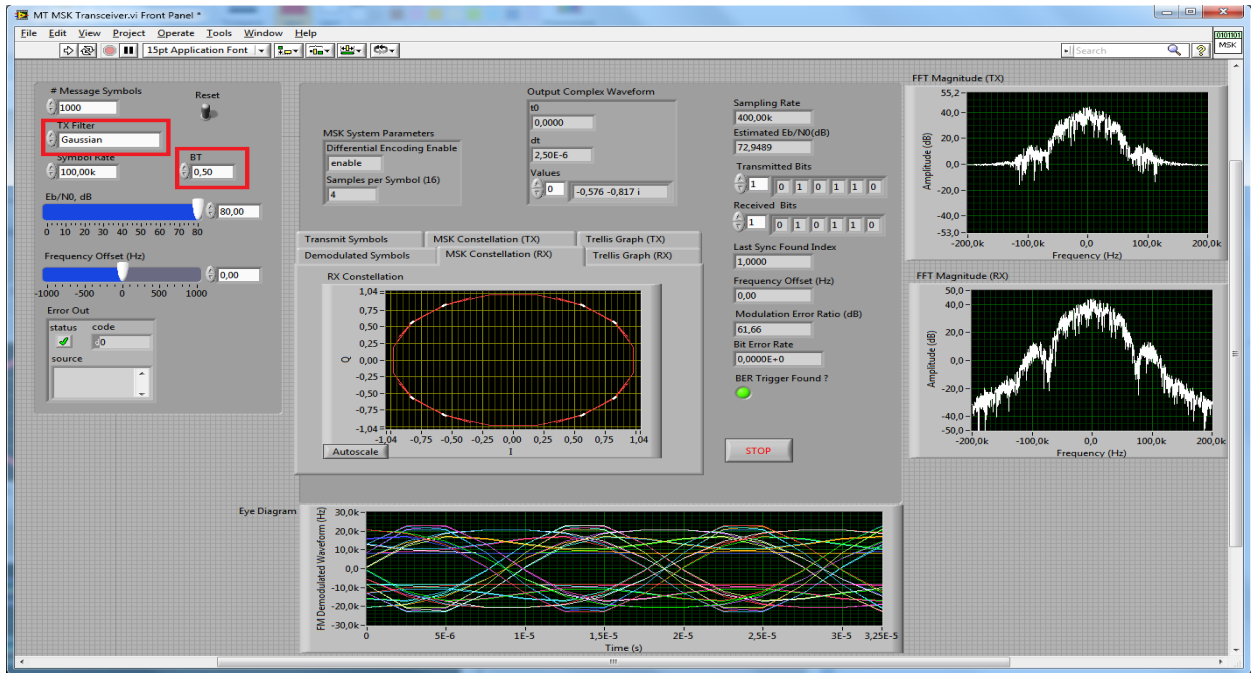


Рис. П1.16. Интерфейс программы с GMSK модуляцией

- Message Symbols – показывает количество передаваемых символов.
- Eb/N0- отношение сигнал/шум
- Frequency offset –задержка по частоте
- TX Filter – выбор фильтра для передатчика. Доступны следующие: Gaussian, Raised Cosine, Root Raised Cosine
- Symbol Rate – порядок символов.
- Transmitted Bits – переданные биты.
- Received Bits – принятые биты.
- BER Trigger Found – Вероятность ошибки
- BT - безразмерная величина равная $BT = 0,5$
- Сокращения: TX – Передатчик, RX – Приемник

Исследование линии передачи с MSK модуляцией

В качестве характеристического параметра *GMSK* используют произведение BT , где B - ширина спектра импульса $h(t)$ по уровню 3 дБ, а T - длительность одного бита. На рис. 1.39 изображена спектральная плотность мощности на выходе идеального

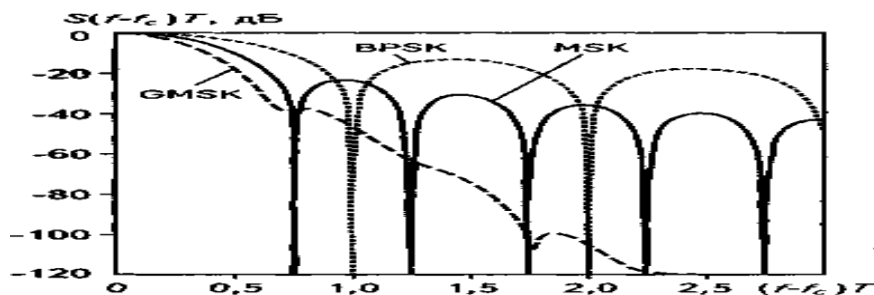
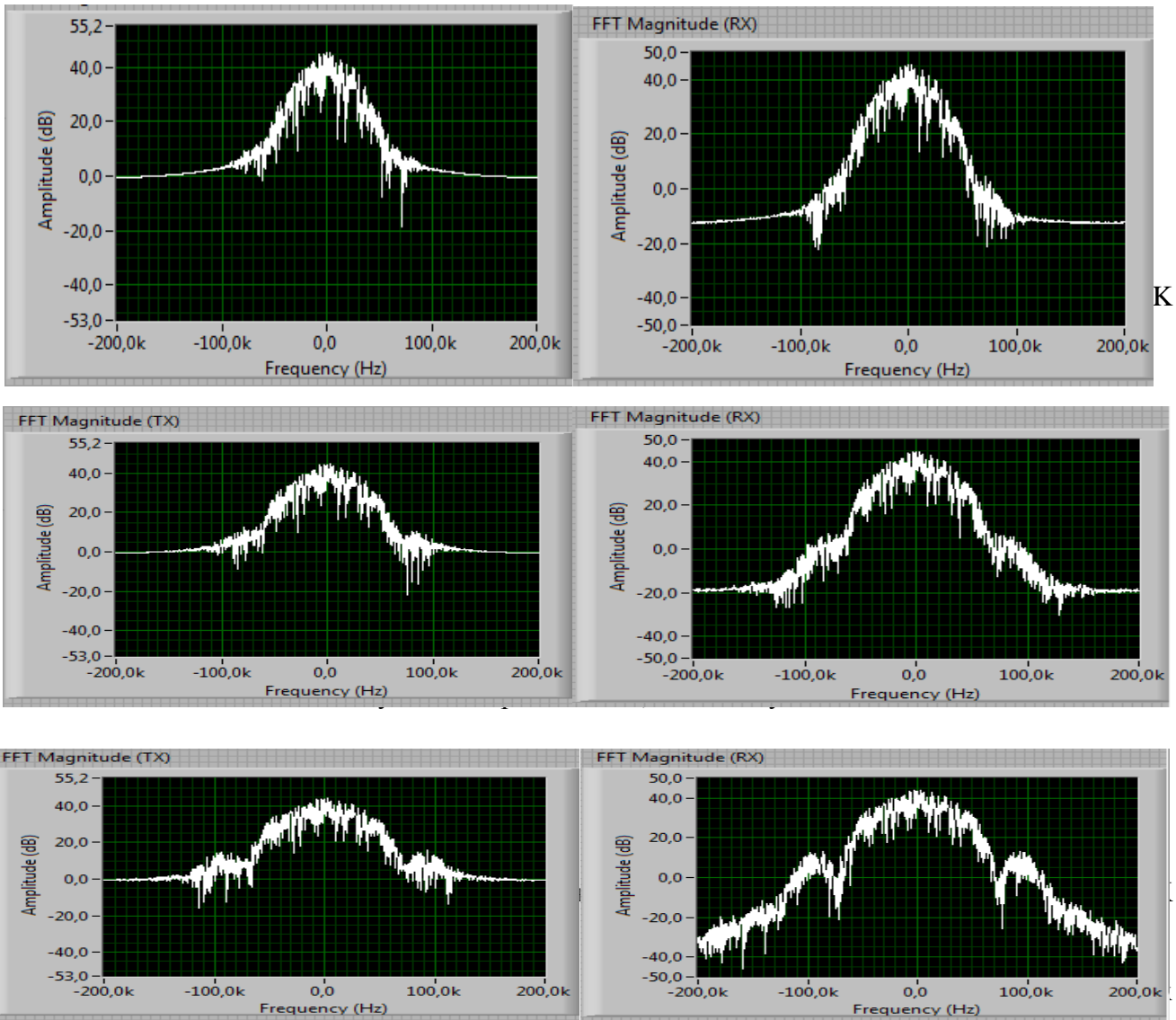
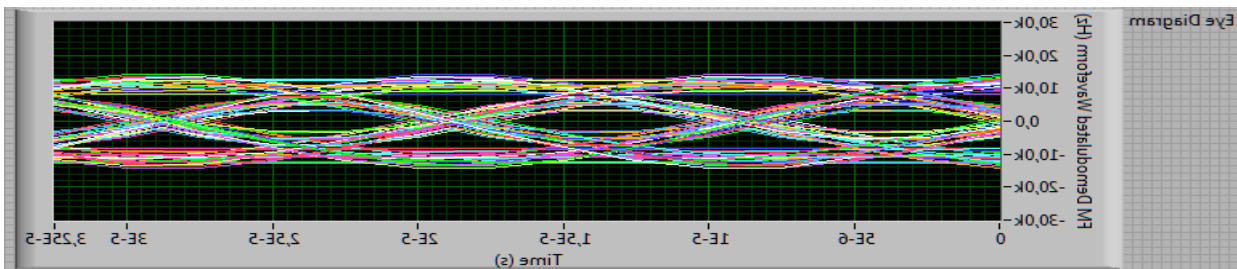


Рис. П1.17. Спектр сигнала с GMSK модуляцией

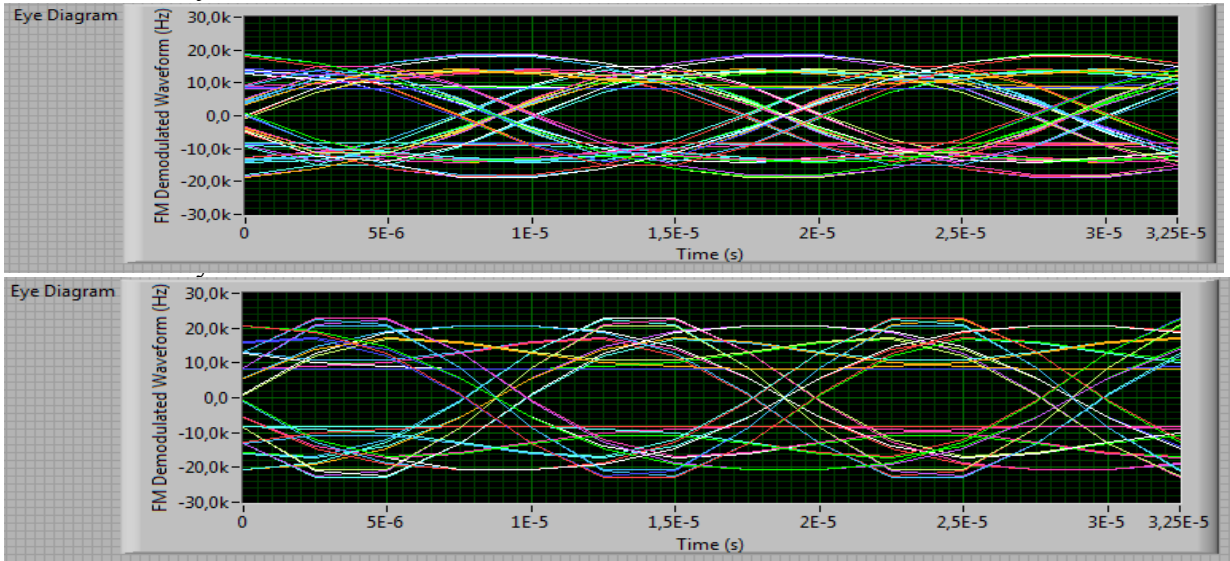
GMSK-модулятора ($BT = 0,3$), нормализованного по отношению к периоду T . Сравнение этого графика со спектральной плотностью мощности MSK и BPSK, указывает на серьезное преимущество этой модуляции, прежде всего - в части скорости спадаения внеполосного излучения, т.е. скорости снижения уровня мощности боковых спектральных лепестков.



лепестков, кроме того значительно возрастает скорость убывания спектра. Так максимальный уровень бокового лепестка GMSK при $BT = 0.3$ меньше, чем при MSK модуляции, а скорость убывания линейно зависит от частоты, что обусловлено применением



сигнал/шум = 80



сигнал/шум = 80

Из рисунков отчетливо видно, что с уменьшением межсимвольная интерференция усиливается ввиду расширения фильтра Гаусса. Фильтр Гаусса вносит межсимвольную интерференцию и позволяет снизить уровень боковых лепестков спектра, а также значительно увеличивает скорость убывания спектра GMSK сигнала по сравнению с MSK сигналами. На практике GMSK модуляция нашла применение в сотовой связи формата GSM при , ввиду наиболее эффективного использования радиочастотного ресурса. Дальнейшее уменьшение параметра приводит к существенному усложнению аппаратуры и сильно увеличивает вероятность ошибочного приема символа из-за недопустимо высокой межсимвольной интерференции.

Из полученных графиков можно сделать вывод что для обеспечения той же самой вероятности ошибки требуется различное отношение сигнал\шум, т.е. при использовании фильтра Гаусса требования к качеству принимаемого сигнала возрастают.

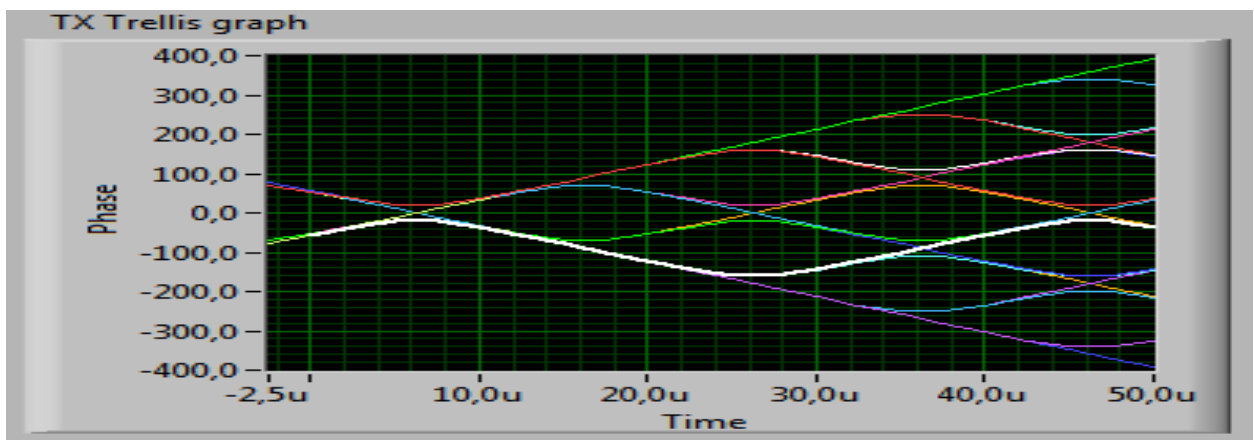


Рис. П1.24. Фазовая диаграмма передаваемого сигнала

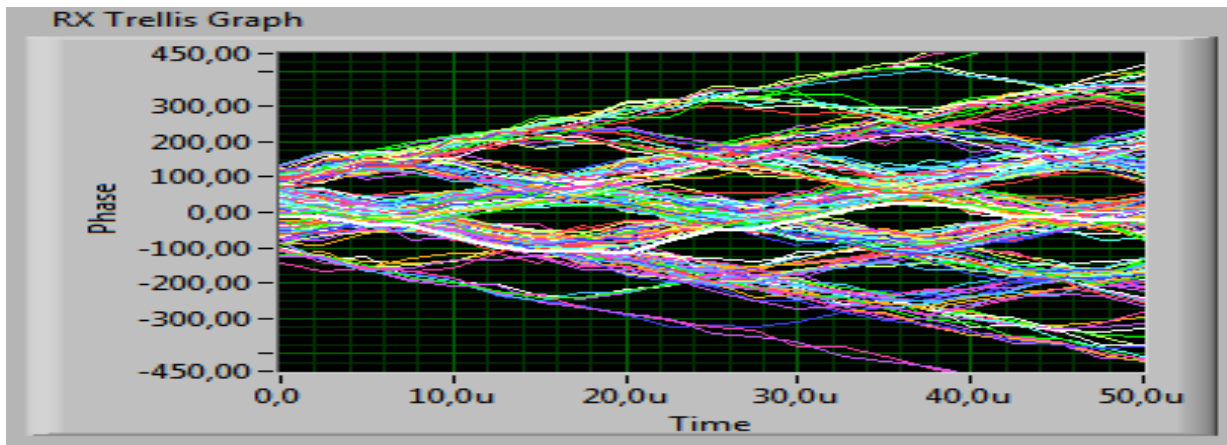


Рис. П1.25. Фазовая диаграмма полученного сигнала при $BER=2.04 \cdot 10^{-3}$, сигнал/шум = 14

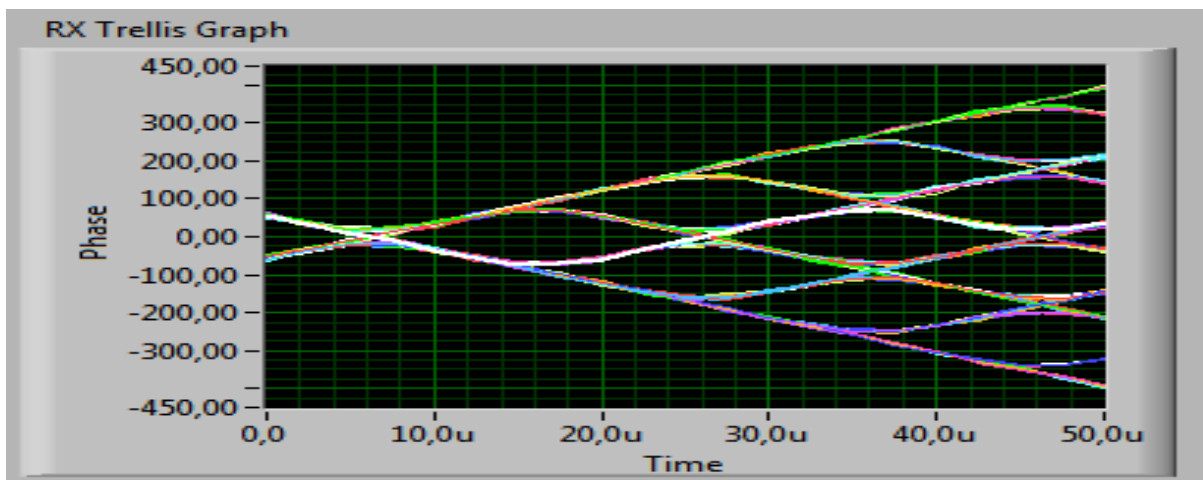


Рис. П1.26. Фазовая диаграмма полученного сигнала при $BER=10^{-4}$, сигнал/шум = 28

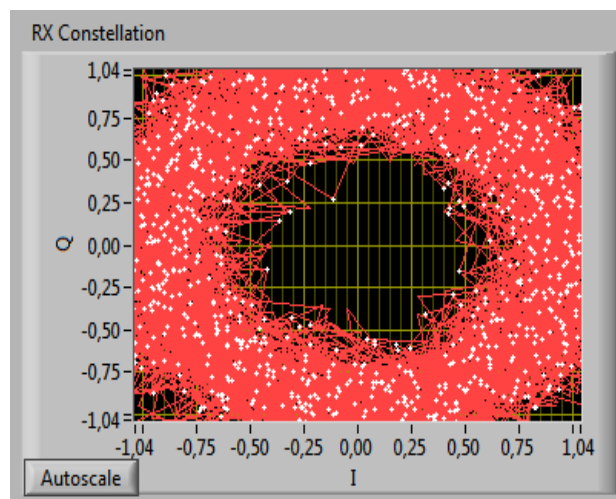


Рис. П1.27. Сигнальное созвездие сигнала при $BER=2.04 \cdot 10^{-3}$, сигнал/шум = 14

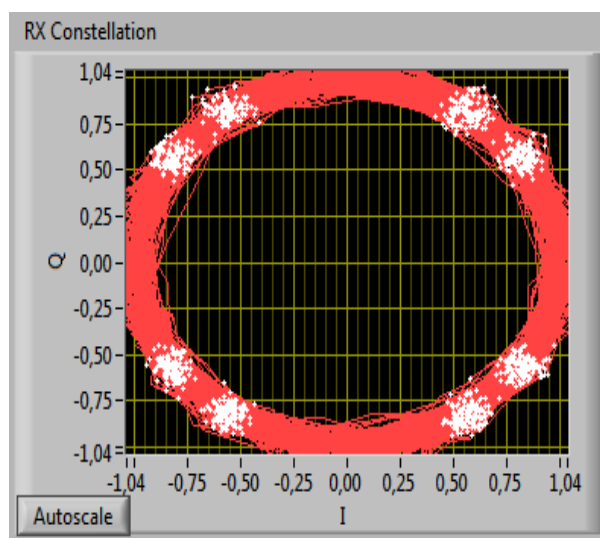


Рис. П1.28. Сигнальное созвездие сигнала при $BER=10^{-4}$, сигнал/шум = 28

TX Filter Raised Cosine (синий), Root Raised Cos (красный), Gaussian (зеленый)

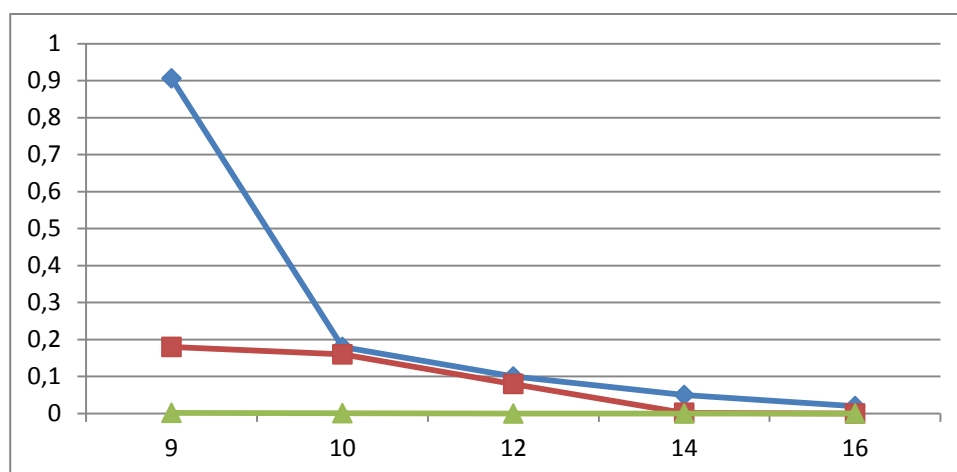


Рис. П1.29. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

Таким образом, получаются следующие характеристики этих модуляций. FSK - простота реализации и относительно широкий спектр. GFSK - простота реализации меньший спектр, но и несколько худшая помехоустойчивость по отношению к FSK. MSK - очень высокая помехоустойчивость при относительно небольшом спектре, но сложная схема модулятора-демодулятора. GMSK - ширина спектра практически близка к теоретическому пределу B_T (скорость передачи цифровой информации), несколько худшая помехоустойчивость по сравнению с MSK, сложность модулятора-демодулятора такая же как у MSK.

При использовании программного обеспечения LabVIEW, были созданы две виртуальные измерительные лаборатории с различными видами модуляции сигнала FSK(Frequency Shift Keying) и MSK(Minimal Shift Keying) в каждой из которых можно применить предварительные фильтрации и получить другие подвиды GMSK или GFSK, если использовать фильтр Гаусса.

П1.2. Лабораторная работа 2. Модемы спутниковых систем связи M-QAM, M-PSK и численный анализ вероятности символьной ошибки с использованием ПО LabVIEW

В данном разделе был разработан программный комплекс для изучения многоуровневых методов модуляции применяемых в спутниковых системах разработанная в ПО LabVIEW 2011 SP 1. В разработанном ПО можно исследовать такие виды манипуляции как BPSK, QPSK, 8-PSK, 16-PSK, 32-PSK, 64-PSK и M-QAM на то, как влияет отношение сигнал/шум на вид диаграммы, посмотреть глазковые диаграммы, спектр, оценить BER, посмотреть влияние фильтров на диаграмму.

Наиболее часто используют QPSK манипуляцию. Она имеет преимущество, поскольку может работать при мощности транспондера, близкой к насыщению, то есть эффективной отдачей энергии. В таблице П1.1 приведены теоретические значения отношения сигнал/шум, требуемые для достижения величины BER, равной 10^{-10} , без кодирования канала связи для различных методов манипуляции.

Таблица П1.1. Сравнение методов цифровой манипуляции для BER, равной 10^{-10}

Метод манипуляции.	Сигнал/шум без применения кодирования, дБ.	Эффективность использования полосы пропускания, бит/с.
BPSK	13.06	1.0
QPSK	13.06	2.0
8-PSK	16.55	3.0
16-PSK	21.09	4.0
4-QAM	13.06	2.0
16-QAM	16.98	4.0
64-QAM	21.40	6.0

Квадратурная фазовая манипуляция (QPSK)

QPSK манипуляция строится на основе кодирования двух бит передаваемой информации одним символом. При этом символьная скорость в два раза ниже скорости передачи информации. На рис. 1.43 представлена векторная диаграмма QPSK.

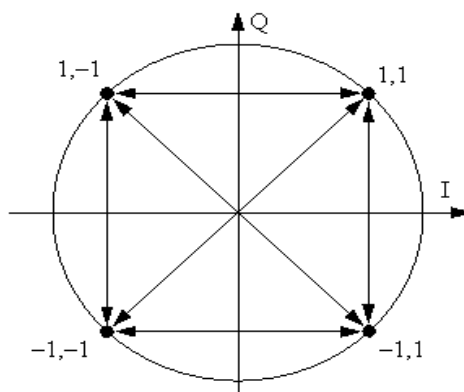


Рис. П1.30. Векторная диаграмма QPSK.

Кодирование осуществляется следующим образом: весь битовый поток разбивается на четные и нечетные биты, тогда $I(t)$ будет кодировать четные биты, а $Q(t)$ – нечетные. Два последовательно идущих друг за другом бита информации кодируются одновременно синфазным $I(t)$ и квадратурным $Q(t)$ сигналами. Это наглядно показано на осциллограммах, приведенных на рисунке П1.31 для информационного потока «1100101101100001».

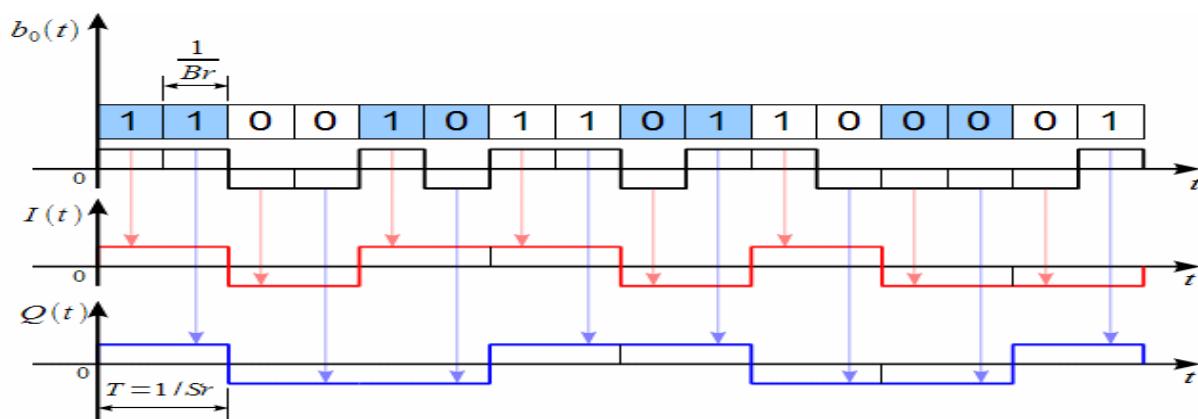


Рис. П1.31. Синфазная и квадратурная составляющие QPSK сигнала

На верхнем графике входной поток разделен на пары бит, соответствующих одной точке созвездия QPSK, показанного на рисунке П1.31. На втором графике показана осциллограмма $I(t)$, соответствующая передаваемой информации $I(t) > 0$. Если четный бит равен 1 (биты нумеруются с нуля, а не с единицы, поэтому первый в очереди бит имеет номер 0, а значит он четный по порядку), и $I(t) < 0$ если четный бит 0 (т.е. $b(t) < 0$). Аналогично строится квадратурный канал $Q(t)$, но только по нечетным битам. Длительность одного символа $T = 1/Sr$ в два раза больше длительности одного бита исходной информации. Устройство выполняющее такое кодирование $I(t)$ и $Q(t)$ согласно созвездию, QPSK условно показано на рисунке П1.32.

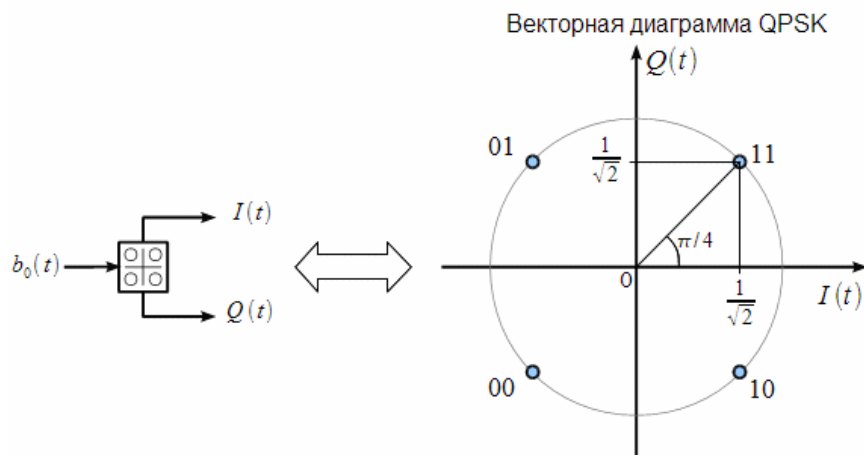


Рис. П1.32. Устройство кодирования синфазной и квадратурной составляющих на основе созвездия QPSK.

В зависимость от пары бит $b(t)$ на входе на выходе получаем постоянные в пределах длительности этой пары бит сигналы $I(t)$ и $Q(t)$, значение которых зависит от передаваемой информации.

Структурная схема QPSK модулятора.

Структурная схема QPSK модулятора на основе универсального квадратурного модулятора показана на рисунке П1.33.

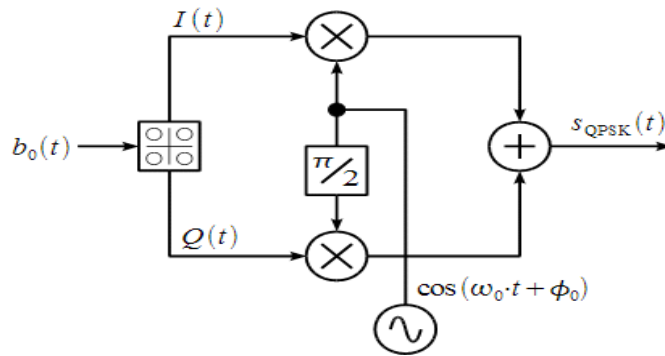


Рис. П1.33. Структурная схема QPSK модулятора.

Сигнал $S_{QPSK}(t)$ имеет вид:

$$S_{QPSK}(t) = I(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - Q(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$$

Синфазная $I(t)$ и квадратурная $Q(t)$ составляющие это ничто иное, как реальная и мнимая части комплексной огибающей QPSK сигнала $Z(t) = I(t) + j \cdot Q(t)$, которые являются входными сигналами квадратурного модулятора. Тогда можно представить $S_{QPSK}(t)$ через его комплексную огибающую $Z(t)$: $S_{QPSK}(t) = R|Z(t) \cdot \exp(j\omega_0 t)|$. Из комплексной огибающей можно выделить фазовую огибающую как:

$$\varphi(t) = \arctan\left(\frac{j[Z(t)]}{R[Z(t)]}\right) = \arctan\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right)$$

Важно отметить, что арктангенс должен вычисляться с учетом четверти комплексной плоскости (функции арктангенс 2). Вид фазовой огибающей $\varphi(t)$ для информационного потока «1100101101100001» показан на рисунке П1.34.

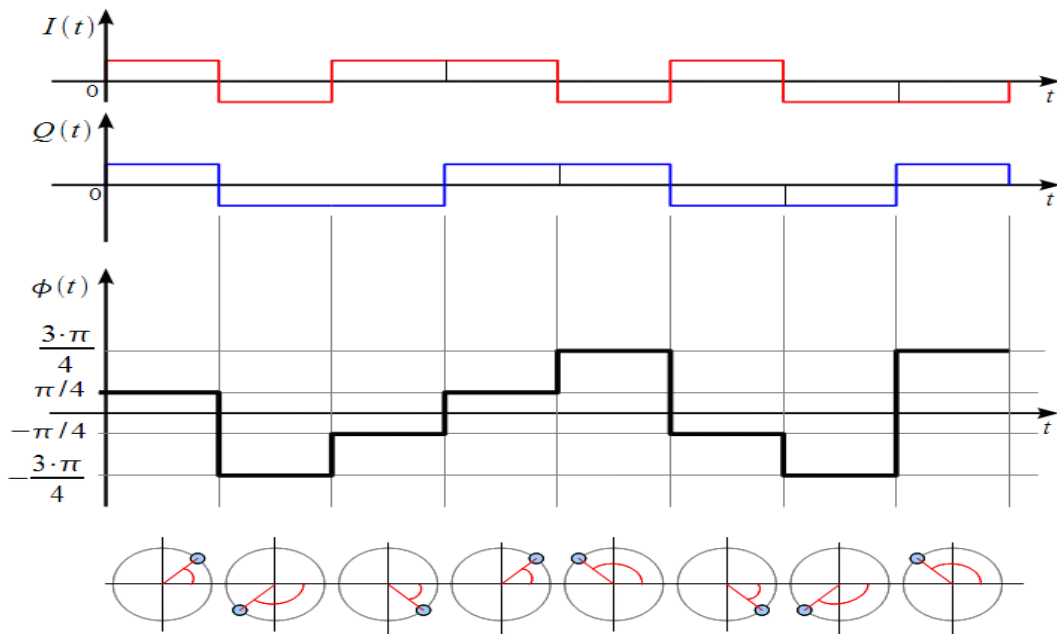


Рис. П1.34. Фазовая огибающая QPSK сигнала.

Фазовая огибающая представляет собой ступенчатую функцию времени, претерпевающую разрывы в моменты смены символа QPSK (один символ QPSK несет два бита информации). При этом в пределах одного символа векторная диаграмма QPSK находится всегда в одной точке созвездия, как это показано внизу, а при смене символа – скачкообразно переходит в точку соответствующую следующему символу. Поскольку у QPSK всего четыре точки в созвездии, то фазовая огибающая может принимать всего четыре значения: $\mp \frac{\pi}{4}$ и $\mp \frac{3\pi}{4}$.

Амплитудная огибающая QPSK сигнала $a(t)$ также может быть получена из комплексной огибающей $Z(t)$:

$$a(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$$

Амплитудная огибающая QPSK сигнала равна единице всюду, за исключением моментов смены передаваемых символов, т. е. в моменты перескока фазы и перехода очередной точке созвездия.

Пример осциллограммы QPSK сигнала при входном битовом потоке «1100101101100001» при скорости передачи информации $B_r=10$ кбит/с и несущей частоте 20 кГц показан на рисунке П1.35.

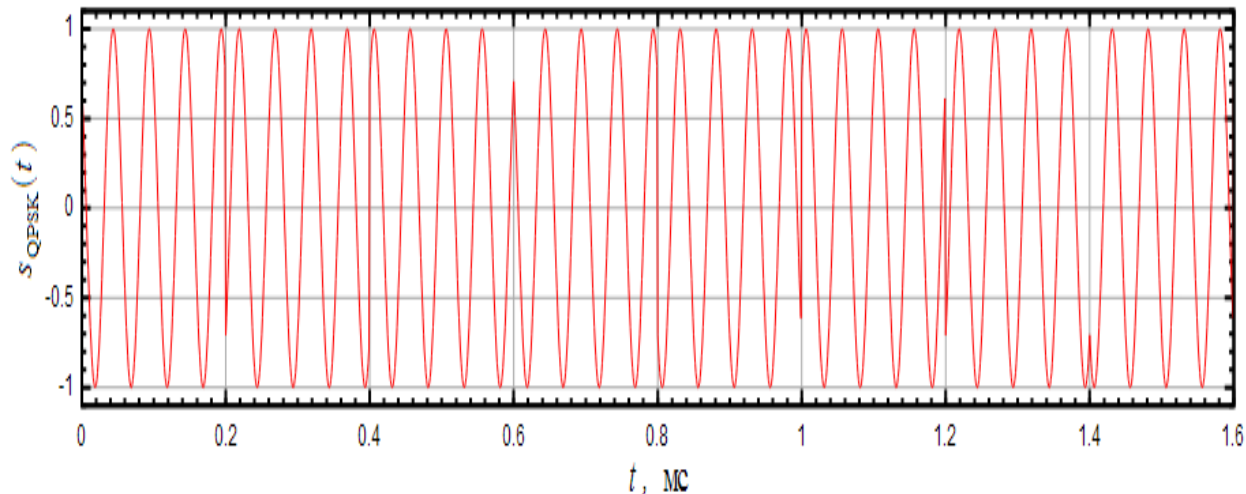


Рис. П1.35. Осциллограмма QPSK сигнала.

Фаза несущего колебания может принимать четыре значения: $\mp \frac{\pi}{4}$ и $\mp \frac{3\pi}{4}$ радиан. При этом фаза следующего символа относительно предыдущего может не измениться, или измениться на $\mp \frac{\pi}{2}$ или на $\mp \pi$ радиан. Также отметим, что при скорости передачи информации $B_r=10$ кбит/с мы имеем символьную скорость $S_r=B_r/2=5$ кбит/с, и длительность одного символа $T=1/S_r=0.2$ мс, что отчетливо видно на осциллограмме (скачок фазы происходит через 0.2 мс).

Формирование спектра QPSK сигнала с помощью фильтров Найквиста.

На рисунке П1.36 показан спектр QPSK $|S_{QPSK}(f)|^2$ сигналов при $Vr=10$ кбит/с и несущей частоте 100 кГц. Можно заметить, что ширина главного лепестка, а также боковых лепестков QPSK сигнала вдвое меньше чем у BPSK сигнала при одной скорости передачи информации. Это обусловлено тем, что символьная скорость Sr QPSK сигнала вдвое меньше скорости передачи информации Vr .

Использование формирующих фильтров дает возможность передавать 0.5 символа в секунду на 1 Гц полосы, или 1 бит/с цифровой информации на 1 Гц полосы при использовании фильтра с АЧХ вида приподнятого косинуса.

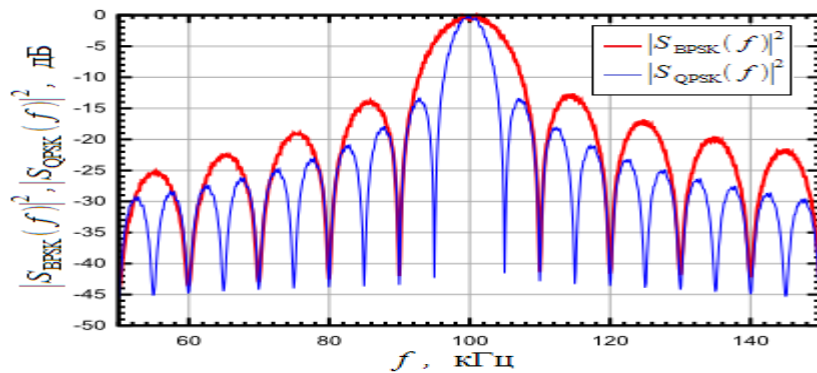


Рис. П1.36. Спектр QPSK сигнала.

На рисунке П1.36 черным показан спектр QPSK сигнала без использования формирующего фильтра. Видно, что применение фильтра Найквиста позволяет полностью подавить боковые лепестки в спектре QPSK сигналов. Структурная схема QPSK модулятора при использовании формирующего фильтра показана на рисунке П1.37.

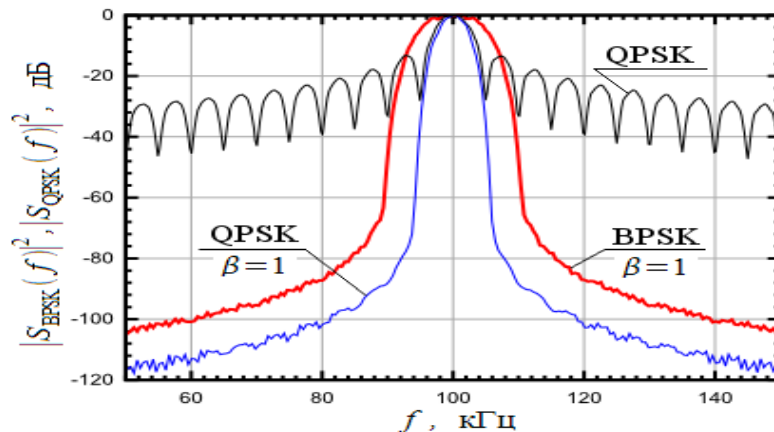


Рис. П1.37. Спектр QPSK сигнала с формирующим фильтром Найквиста

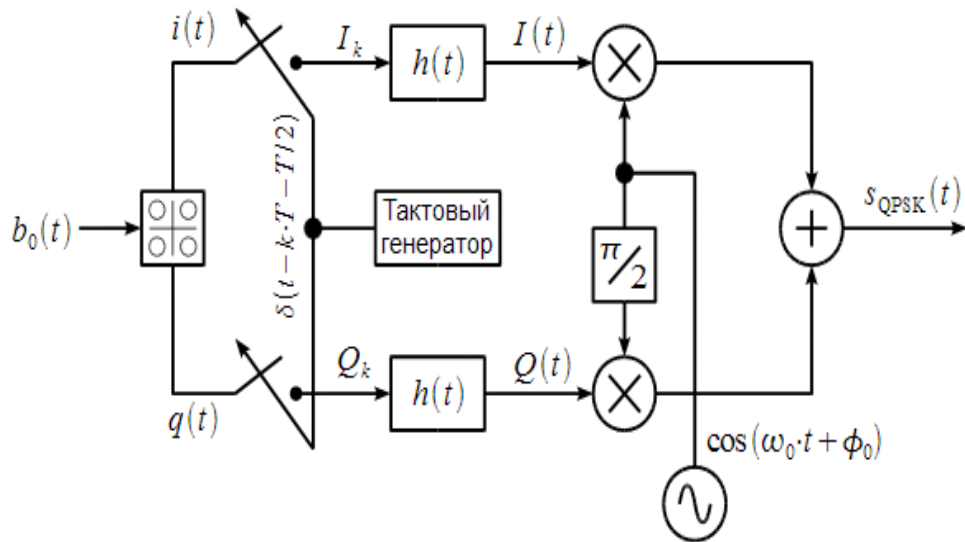


Рис. П1.38. Структурная схема QPSK модулятора с использованием формирующего фильтра

Графики, поясняющие работу QPSK модулятора показаны на рисунке П1.39.

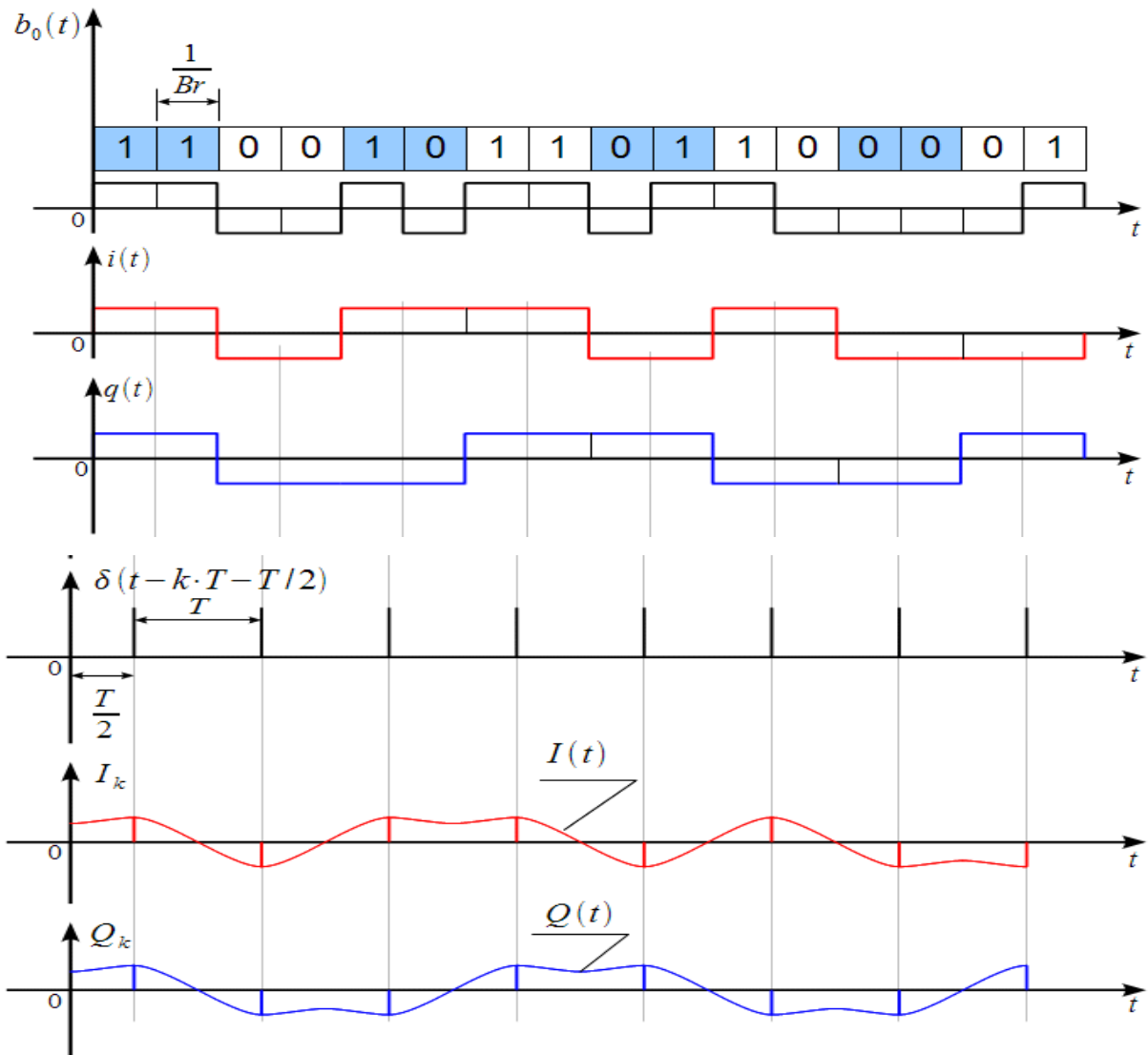


Рис. П1.39. Поясняющие графики.

Цифровая информация поступает со скоростью V_B и преобразуется в символы $i(t)$ и $q(t)$ в соответствии с созвездием QPSK, длительность одного передаваемого символа равна $T=1/S_r=2/V_B$. Тактовый генератор выдает последовательность дельта-импульсов с периодом T , но отнесенных к центру импульса $i(t)$ и $q(t)$, как это показано на четвертом графике. Импульсы тактового генератора стробируют $i(t)$ и $q(t)$ при помощи ключей и получаем отсчеты I_k и Q_k , показанные на двух нижних графиках, которые возбуждают формирующий фильтр интерполятор с импульсной характеристикой $h(t)$ и на выходе имеем синфазную $I(t)$ и квадратурную $Q(t)$ составляющие комплексной огибающей, которые подаются на универсальный квадратурный модулятор. На выходе модулятора получаем QPSK сигнал с подавлением боковых лепестков спектра.

Обратим внимание, что синфазная $I(t)$ и квадратурная $Q(t)$ составляющие становятся непрерывными функциями времени, в результате вектор комплексной огибающей QPSK уже не находится в точках созвездия, перескакивая во время смены символа, а непрерывно движется комплексной плоскости как это показано на рисунке П1.40 при использовании фильтра приподнятого косинуса с различными параметрами β .

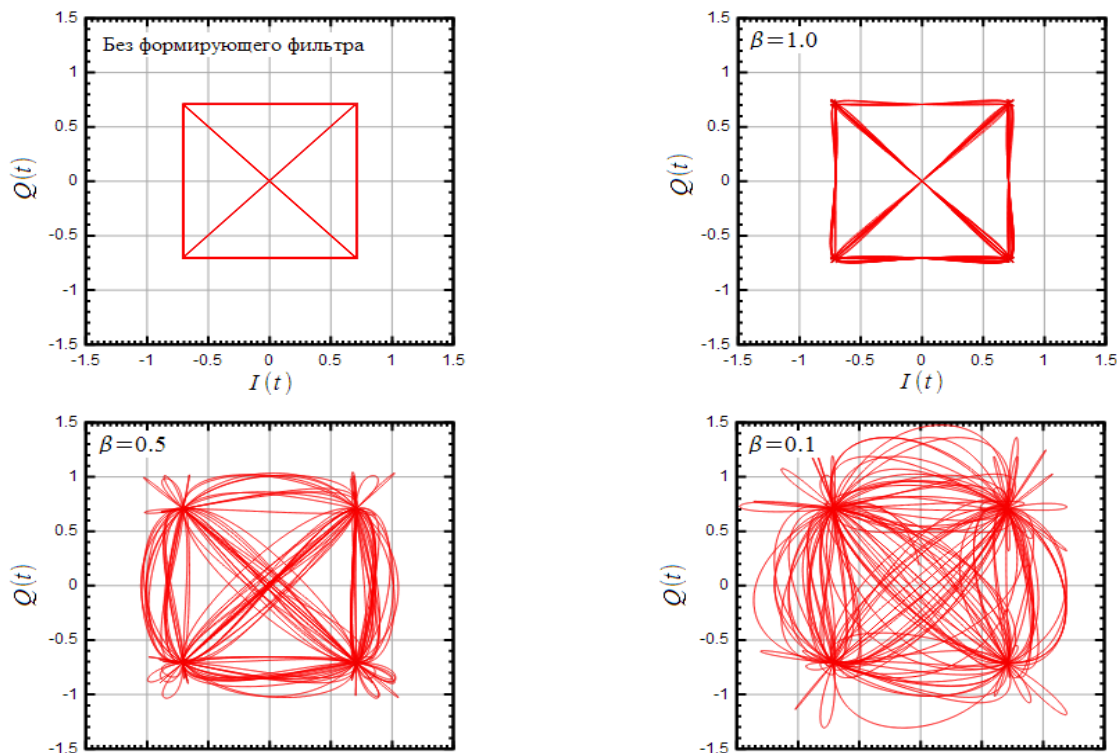


Рис. П1.40. Траектории движения вектора комплексной огибающей QPSK сигнала при различных параметрах формирующего фильтра Найквиста.

На верхнем левом графике показана векторная диаграмма при отсутствии формирующего фильтра при скачкообразном перемещении вектора комплексной огибающей. Если включить фильтр Найквиста, то при уменьшении β векторная диаграмма

превращается в «клубок». При $\beta=1$ получаем наилучшее приближение к идеальной диаграмме.

При непрерывном движении вектора комплексной огибающей его амплитуда начинает меняться во времени, значит у QPSK сигнала при использовании формирующего фильтра начинает меняться амплитудная огибающая

$$a(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)},$$

что наглядно демонстрируется осциллограммой QPSK сигнала, показанной на рисунке П1.41.

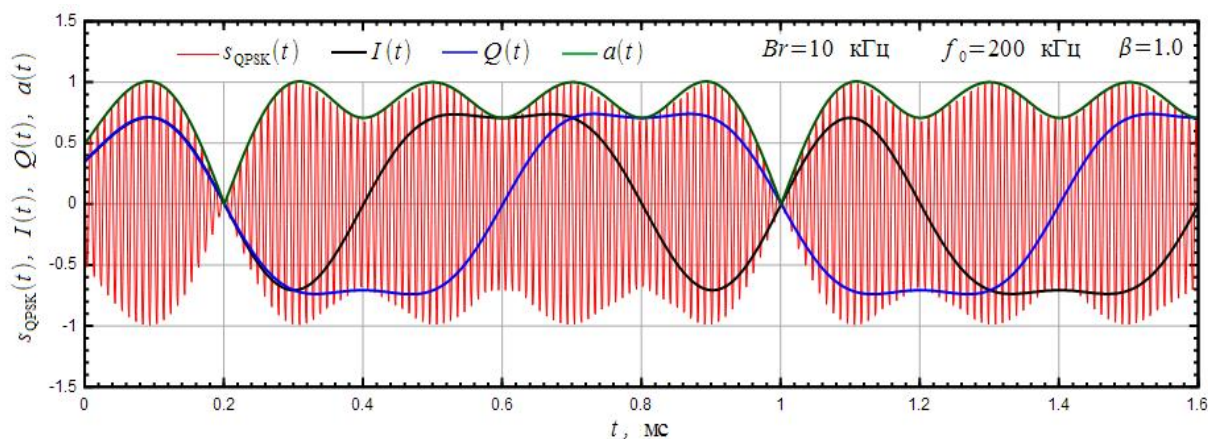


Рис. П1.41. Осциллограмма QPSK сигнала при использовании формирующего фильтра Найквиста

Видно, что фильтр Найквиста приводит к появлению паразитной амплитудной модуляции. При этом в точках когда и синфазная $I(t)$ и квадратурная $Q(t)$ составляющие комплексной огибающей равны нулю, амплитуда $a(t)$ QPSK сигнала также падает до нуля, и фаза поворачивается на π радиан. Глубокая амплитудная модуляция — это негативный эффект, который устраняется офсетной QPSK (OQPSK) модуляции. Важно отметить, что при непрерывных $I(t)$ и $Q(t)$ фазовая огибающая также становится непрерывной функцией времени и перестает меняться скачкообразно, а плавно перетекает от символа к символу, что и приводит к сужению спектра QPSK сигнала при использовании формирующего фильтра.

Практическая часть.

Внешний вид разработанного программного обеспечения представлен на рисунке П1.42.

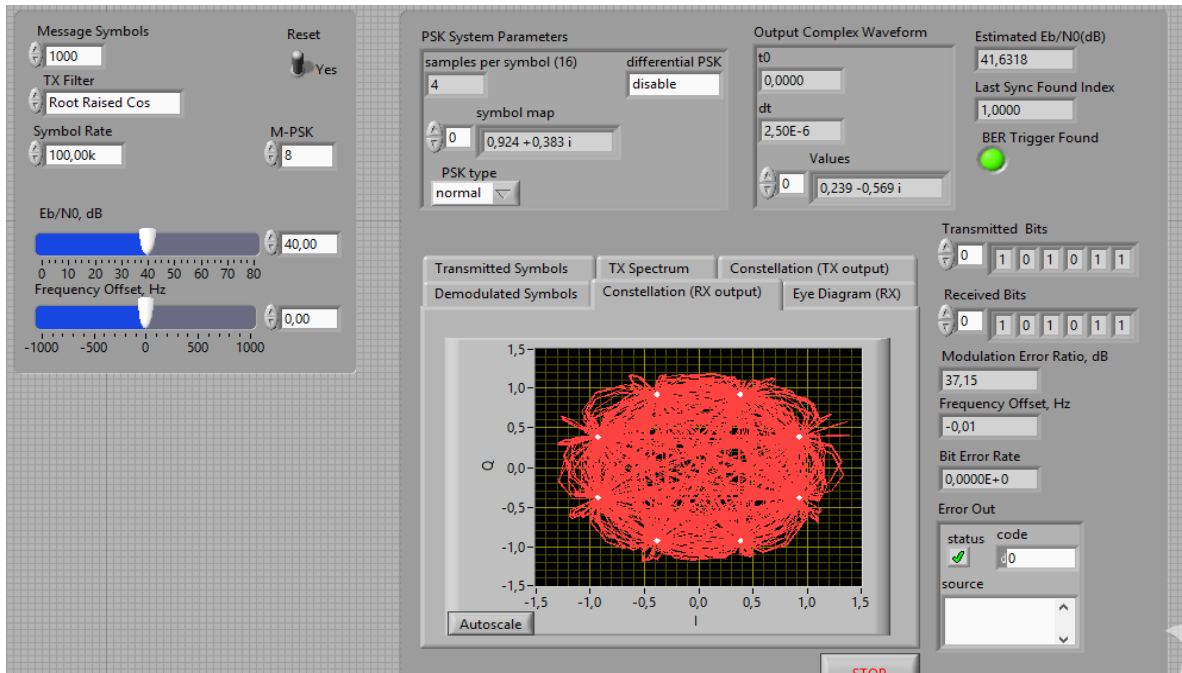


Рис. П1.42. Внешний вид разработанного ПО для исследования QPSK.

Программа имеет два блока:

1. Блок настройки (слева);
2. Блок отображения результата (справа).

В блоке настройки можно задавать количество символов в передаваемом сообщении (поле Message Symbols), чем больше символов в сообщении, тем дольше оно будет передаваться. На рисунке П1.43 показано как меняется диаграмма QPSK снятая с приемника в зависимости от количества символов сообщения.

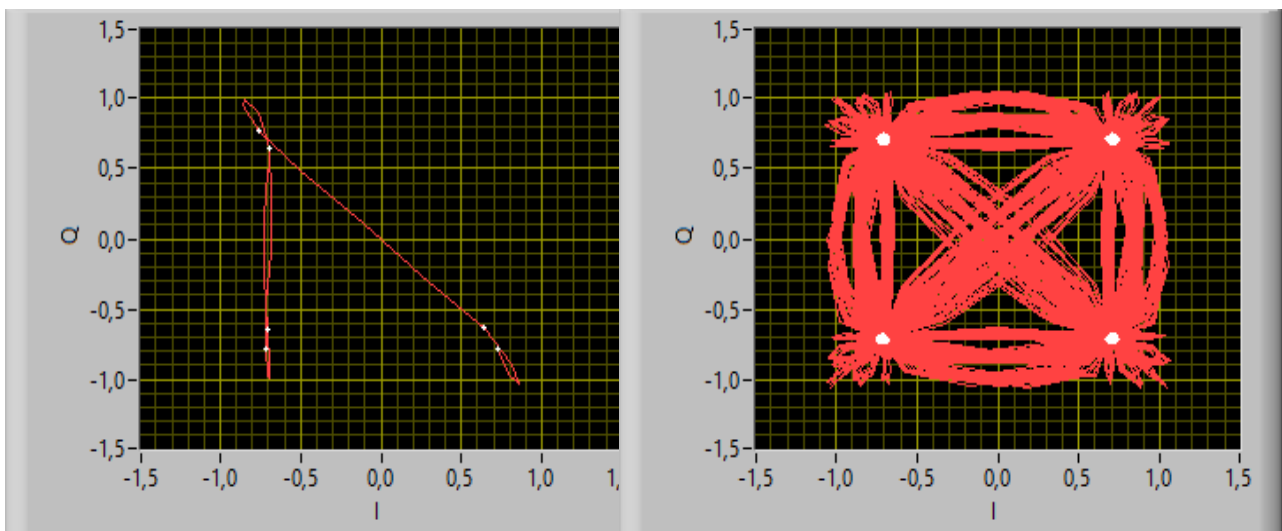


Рис. П1.43. Диаграмма QPSK. 10 символов в сообщении (слева), 1000 символов в сообщении (справа).

Можно задать значение отношения сигнал/шум (поле E_b/N_0 , dB). На рисунке 16 представлена диаграмма QPSK для разных значений сигнал/шум.

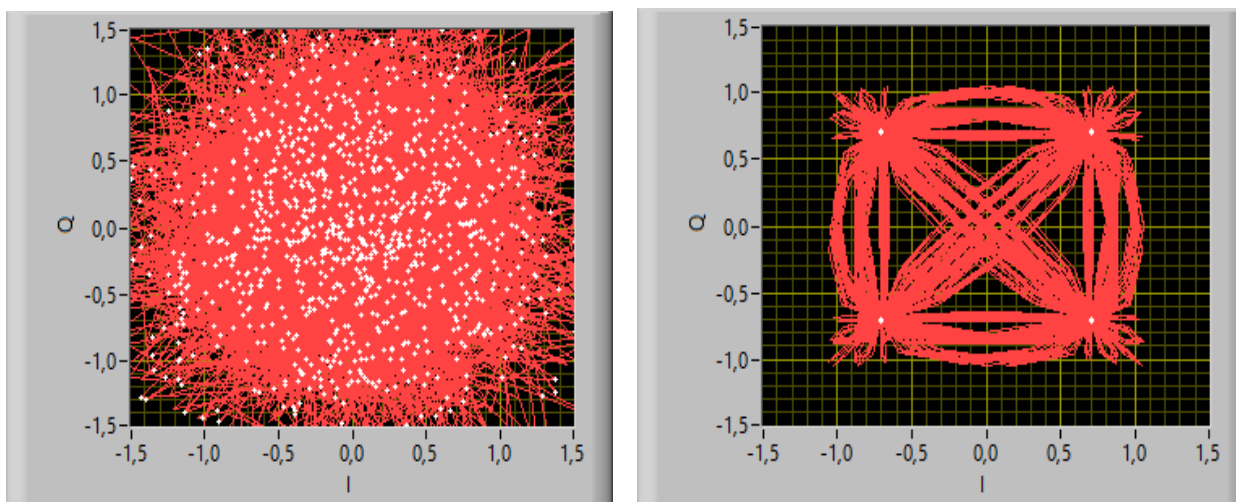


Рис. П1.44. Диаграмма QPSK. Отношение сигнал/шум 0 дБ (слева), Отношение сигнал/шум 60 дБ (справа).

Из рисунка П1.44 видно, что чем больше отношение сигнал/шум, тем четче выглядит диаграмма QPSK.

Так же можно установить:

1. Сдвиг по частоте (поле Frequency Offset, Hz) в диапазоне [-1000,1000] Гц с минимальным шагом 0.01 Гц;

2. Вид фильтра (поле TX Filter).

Можно задать следующие фильтры:

- None (без фильтра);

- Raised Cosine (Приподнятый косинус);

- Root Raised Cos();

- Gaussian (Гаусса).

3. Число точек M в созвездии (поле

M -PSK). Можно задать следующие значения:

- 2 (BPSK);

- 4 (QPSK);

- 8 (8-BSK);

- 16 (16-BSK);

- 32 (32-BSK);

- 64 (64-BSK).

4.
передаваемых бит (поле Transmitted Bits).

5.
бит (поле Received Bits).

6.
Rate).

Последовательность

Последовательность принимаемых

Скорость передачи (поле Symbol

На рисунке П1.45 показано как изменяется диаграмма QPSK в зависимости от выбранного значения M .

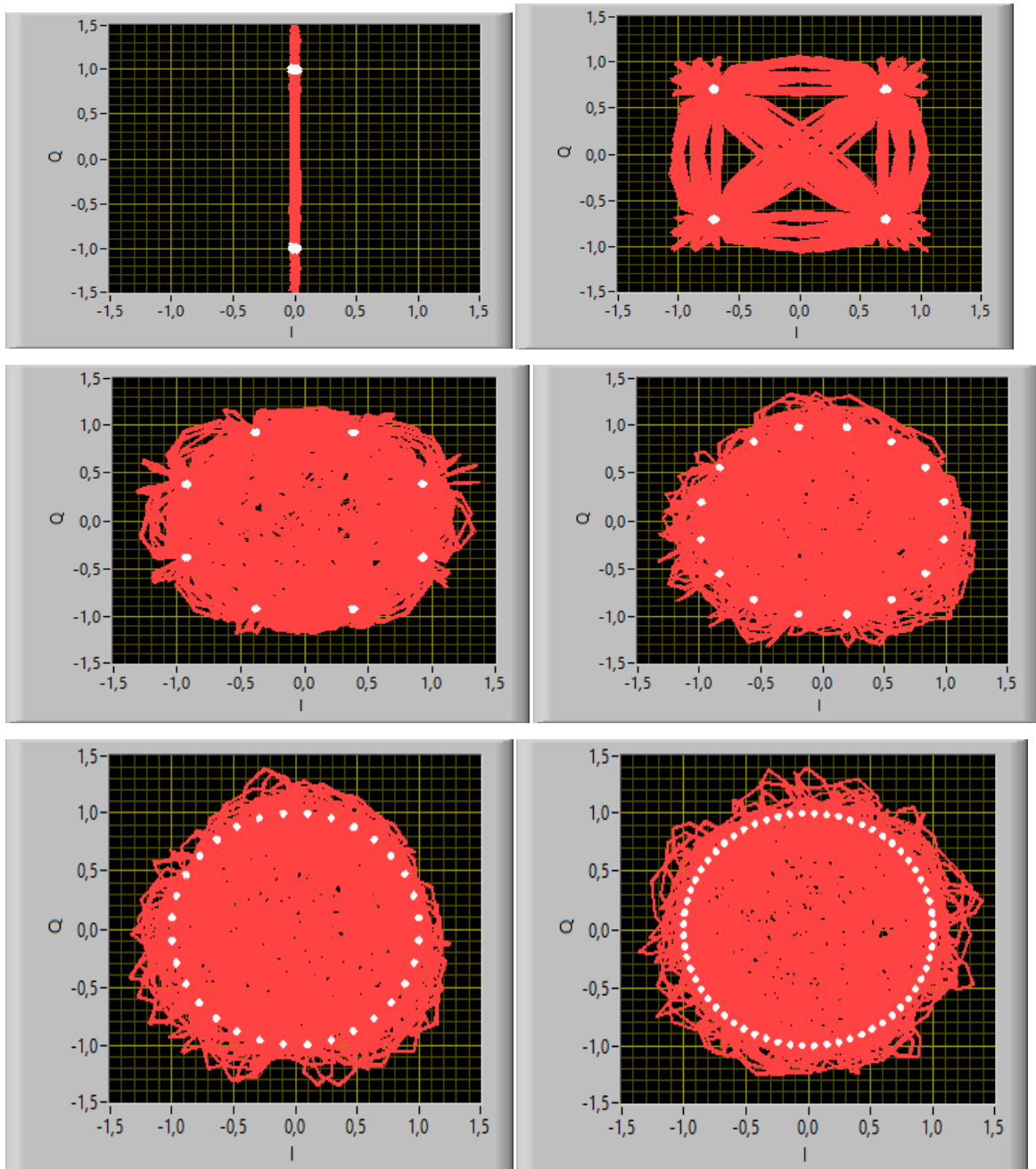


Рис. П1.45. Диаграмма QPSK. Слева на право сверху вниз - 2,4,8,16,32,64.

В разработанном программном обеспечении можно снимать спектр передатчика (вкладка TX Spectrum). На рисунке П1.46 представлены спектрограммы QPSK для разных фильтров.

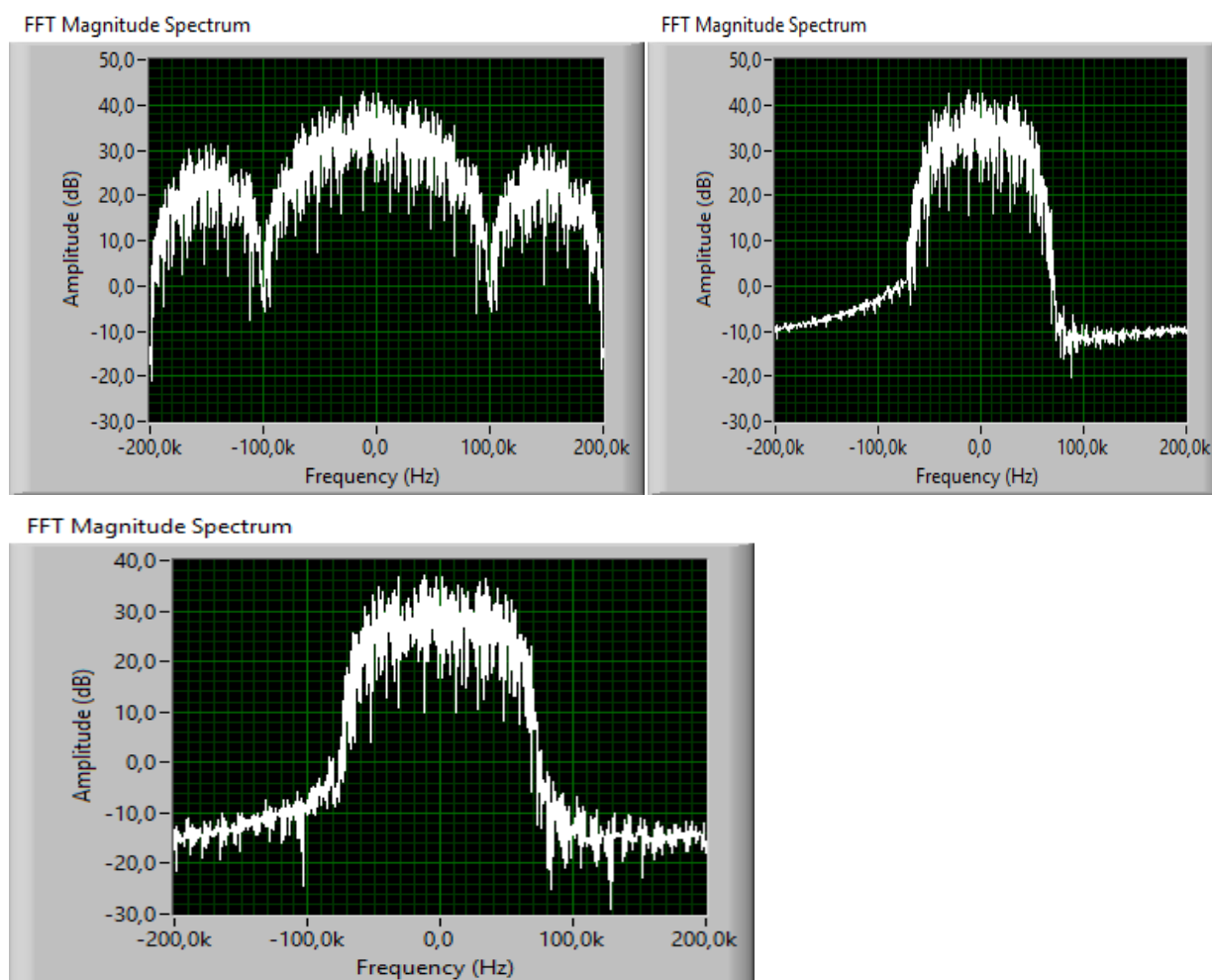


Рис. П1.46. Спектрограммы QPSK с выставленными значениями фильтра (слева на право - сверху вниз): без фильтра, приподнятый косинус, Root Raised Cos

В разработанном программном обеспечении можно снимать глазковую диаграмму с приемника (вкладка Eye Diagramm(RX)). На рисунке П1.47 представлены глазковые диаграммы при разных значения М для оси Q, а на рисунке П1.48 представлены глазковые диаграммы при разных значения М для оси I.

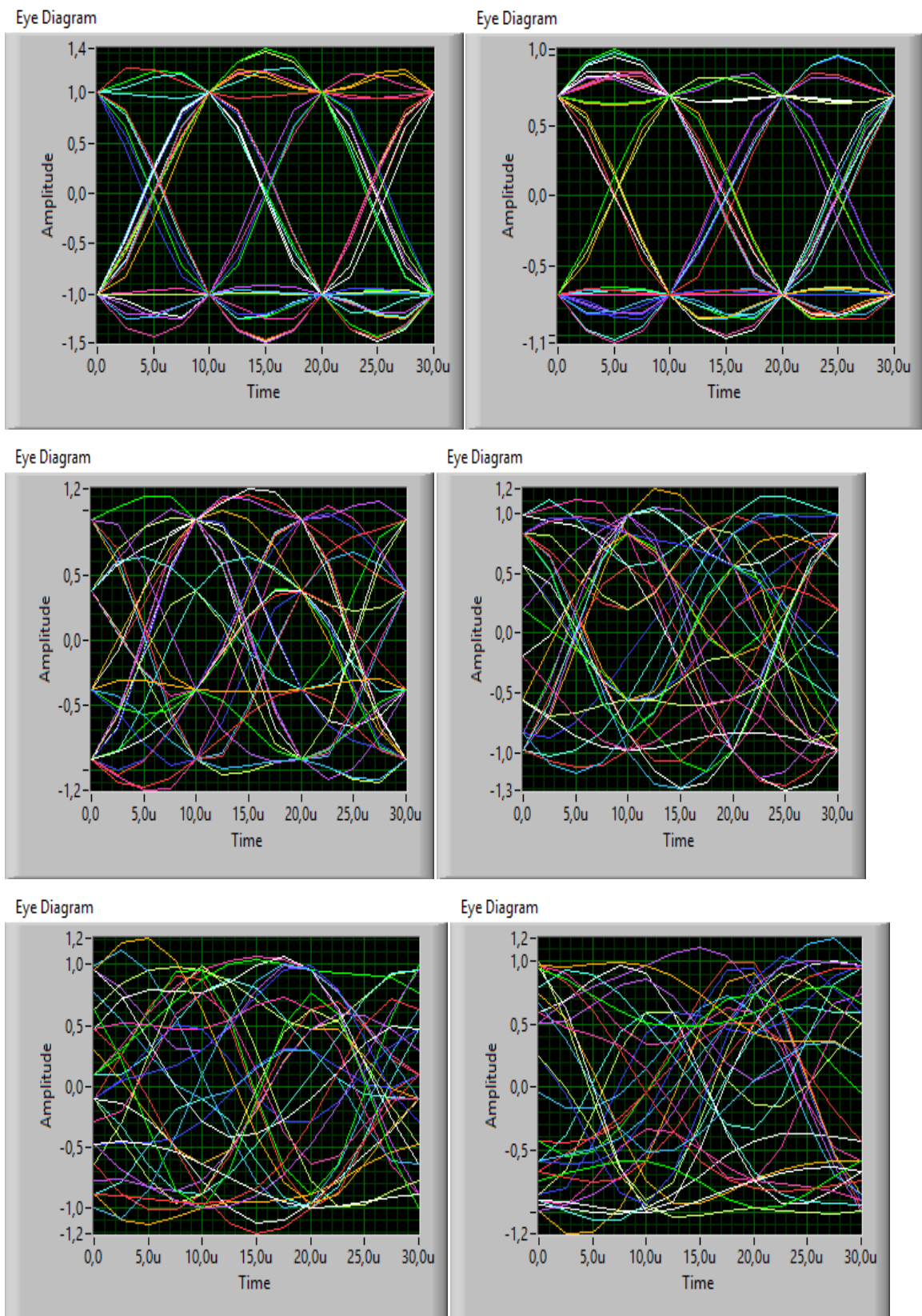


Рис. П1.47. Глазковые диаграммы для разных значений M на оси Q (слева на право – сверху вниз): 2,4,8,16,32,64

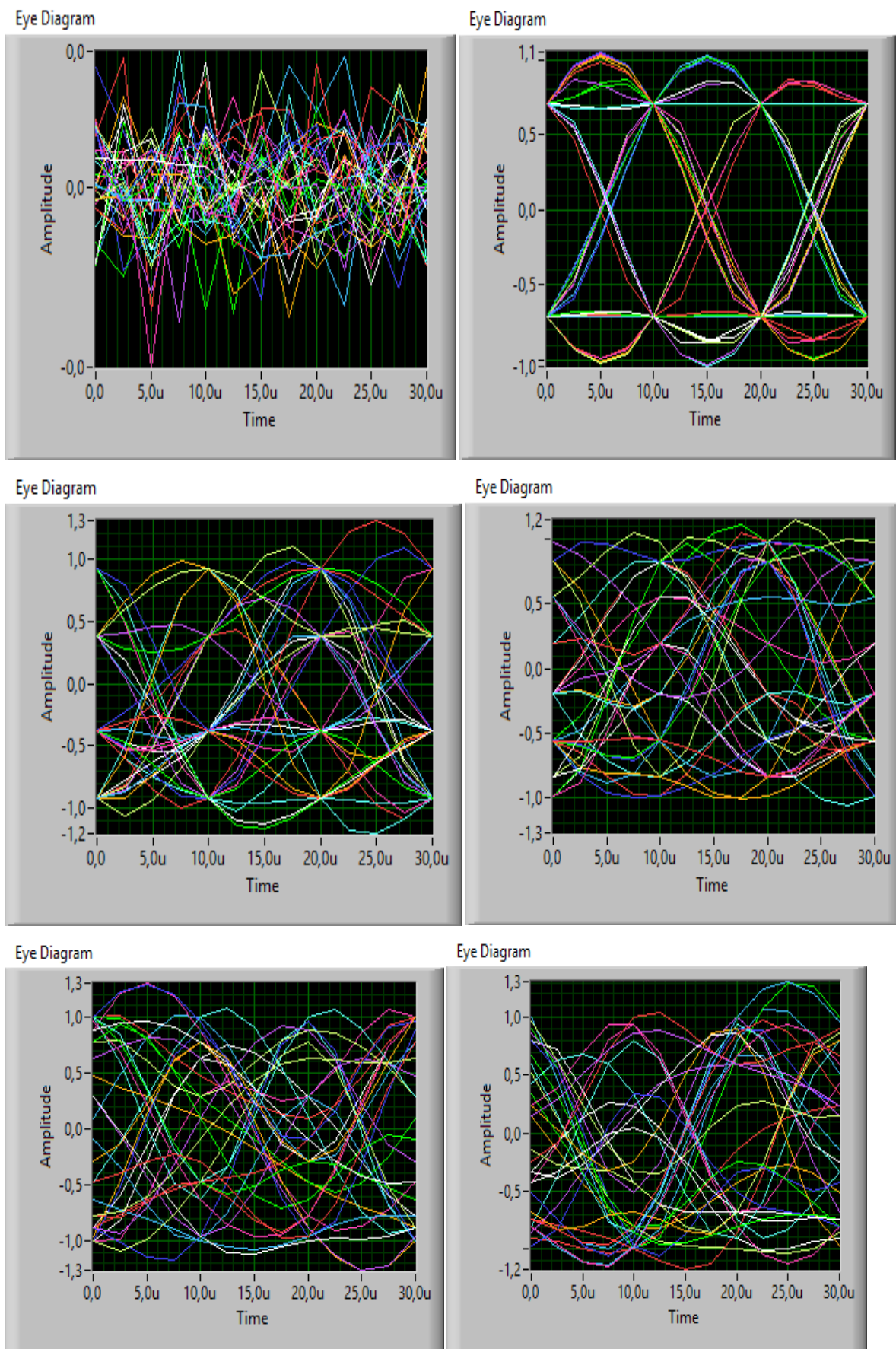


Рис. П1.48. Глазковые диаграммы для разных значений M на оси I (слева на право – сверху вниз): 2,4,8,16,32,64

Ось выбирается на вкладке Eye Diagramm (RX) в поле Display I/Q.

Так же программное обеспечение рассчитывает BER (Bit Error Rate – битовая вероятность ошибки). Это значение можно увидеть в поле Bit Error Rate.

Быстро определить есть ошибки или нет можно если посмотреть на зеленую кнопку с подписью BER Trigger Found, если она будет гореть значит битовая вероятность ошибки присутствует.

В правом нижнем углу есть информационное окно Error Out, в которое будет выводиться код и сообщение ошибки в случае не корректной работы программы.

На вкладках Transmitted Symbols и Demodulated Symbols можно посмотреть переданные и демодулированные символы соответственно.

Квадратурно-амплитудная модуляция - QAM (QAM – Quadrature Amplitude Modulation) может рассматриваться как расширенная многоуровневая ФМ, в которой два исходных сигнала генерируются независимо. Таким образом, здесь имеют место два полностью независимых квадратурных канала, включающие процессы кодирования и детектирования в основной полосе.

На рисунке показано сигнально - точечное пространство для системы с 16-QAM и четырьмя уровнями в каждом квадратурном канале. Точки представляют составной сигнал, а штрихи на осях отмечают уровни амплитуды в каждом квадратурном канале. Основная схема модулятор – демодулятора 16-QAM представлена на рисунке .

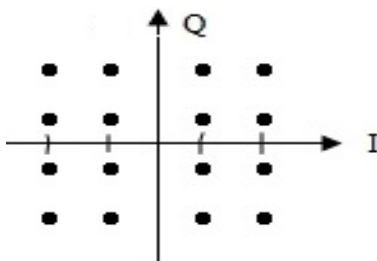


Рис.1.49. Сигнально-точечное пространство модуляции для 16-QAM

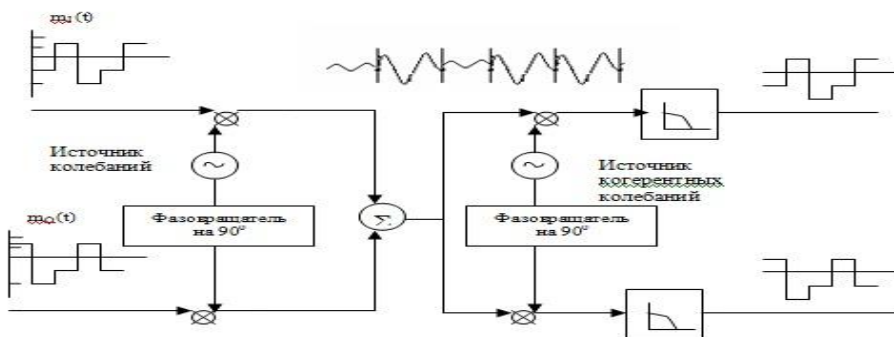


Рис. П1.50. Схема модулятора-демодулятора QAM

В отличие от ФМ сигналов сигналы QAM, показанные на рисунке не содержат постоянной огибающей. Наличие постоянной огибающей в ФМ объясняется поддержанием

отношения уровней в квадратурных каналах. В QAM такие ограничения не вводятся ввиду того, что в каждом канале уровни независимы.

Характеристики ошибок систем QAM и ФМ модуляций сильно отличаются. При достаточно большом числе сигнальных точек системы QAM имеют, как правило, лучшие характеристики, чем системы с ФМ. Основная причина состоит в том, что расстояние между сигнальными точками на диаграмме для системы с QAM больше, чем для соответствующей системы с ФМ.

Расстояние d между соседними точками в системе QAM с нормированной к единице пиковой амплитудой и числом уровней L может быть представлено в виде:

$$d = \frac{\sqrt{2}}{L-1} \quad (1.1)$$

На рисунке представлено сравнение систем QAM-16 и ФМ-16 работающих на одинаковой пиковой мощности, по расстоянию между точками.

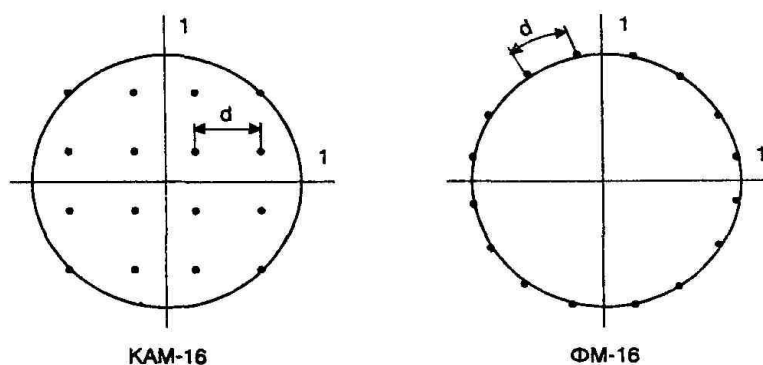


Рис. П1.51. Сравнение систем QAM-16 и ФМ-16 работающих на одинаковой пиковой мощности, по расстоянию между точками

QAM имеет преимущество над системой ФМ при той же пиковой мощности.

В настоящее время для передачи пользуются системами 256-QAM. Надо отметить, что надежное функционирование высокоплотных форматов модуляции, таких как 256-QAM требует строгой линейности усилителей, для возможности обработки широкого диапазона амплитуд сигналов. Соотношения для характеристик ошибок методов 4-,16-,64- и 256-QAM в зависимости от отношения функции $\frac{E_b}{N_0}$ приведены на рисунке.

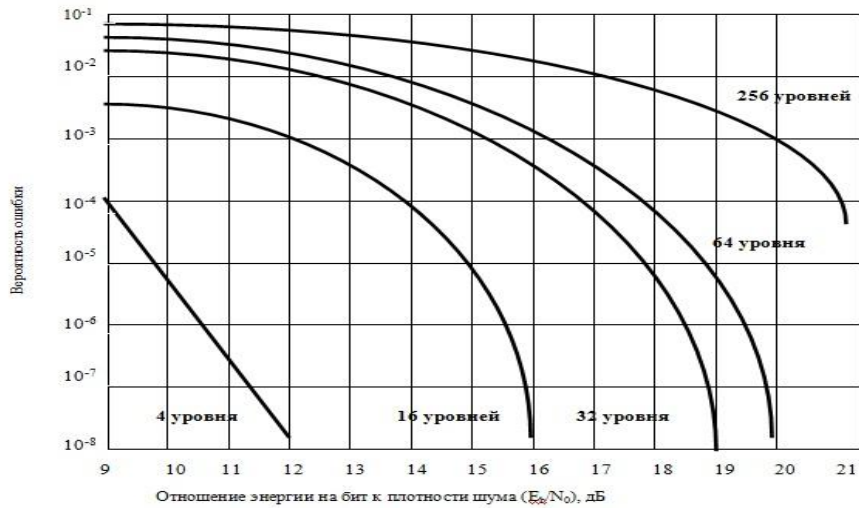


Рис. П1.52. Вероятности ошибок в системах QAM.

Достоинство высоких значений номера QAM – это повышенная скорость передачи данных, поскольку таким образом большее количество битов информации может быть передано в течении одного цикла. Однако, с другой стороны, в этом случае большее число уровней амплитуды сигнала располагаются близко друг к другу, повышая тем самым вероятность неразличимости двух уровней, и как следствие – повышая чувствительность системы к шуму. Таким образом, высокие значения номера QAM более требовательны к параметру SNR (Signal Noise Ratio – Отношение Сигнал/Шум).

Практическая часть QAM

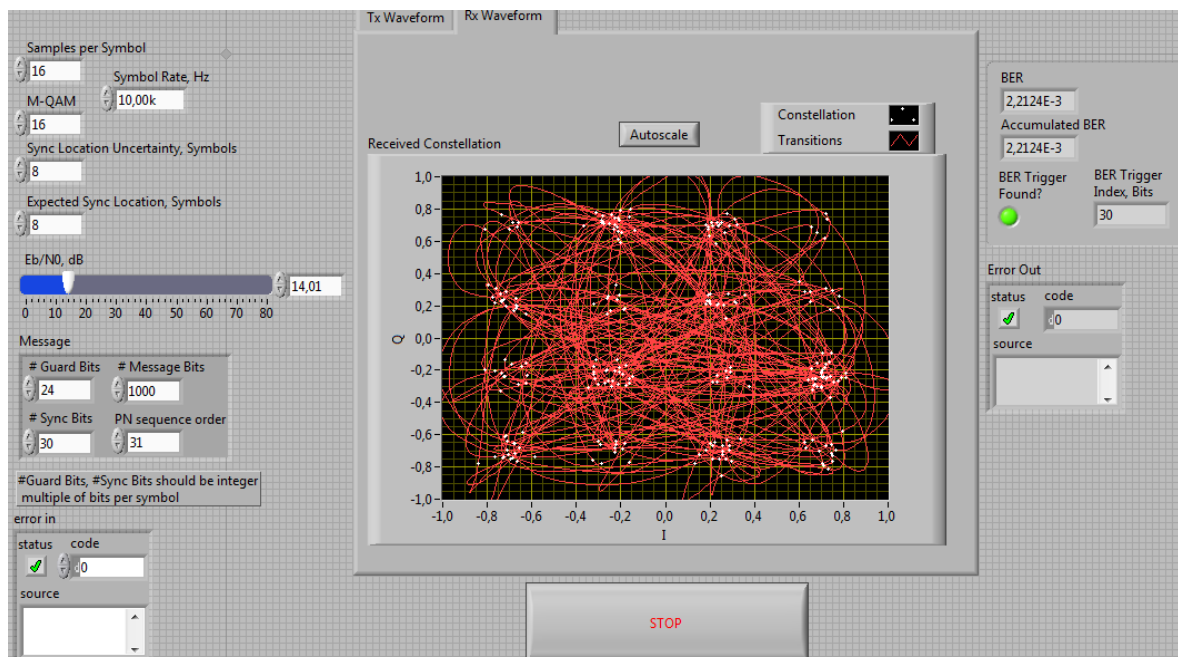


Рис. П1.53. Внешний вид разработанного ПО для исследования QAM

Число посылок 2000 и различные отношения сигнал/шум

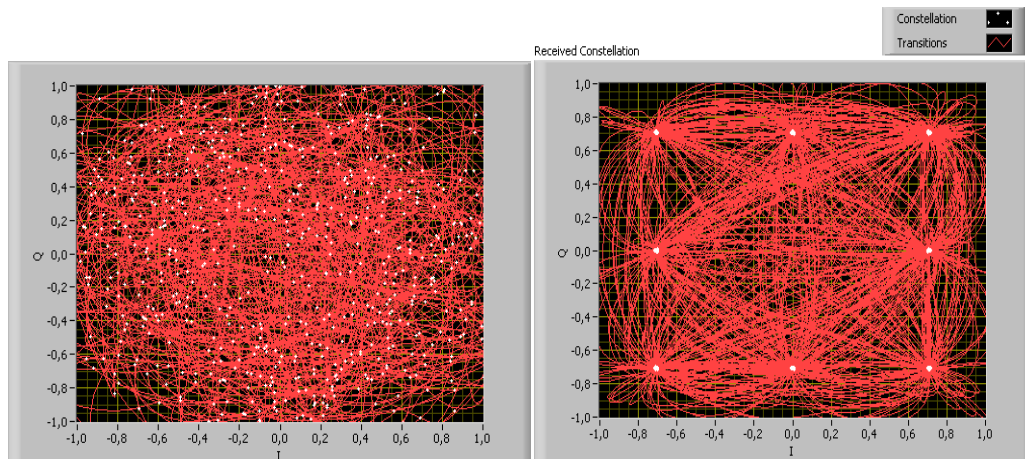


Рис. П1.54. Созвездия для QAM-8 передаваемого сигнала.

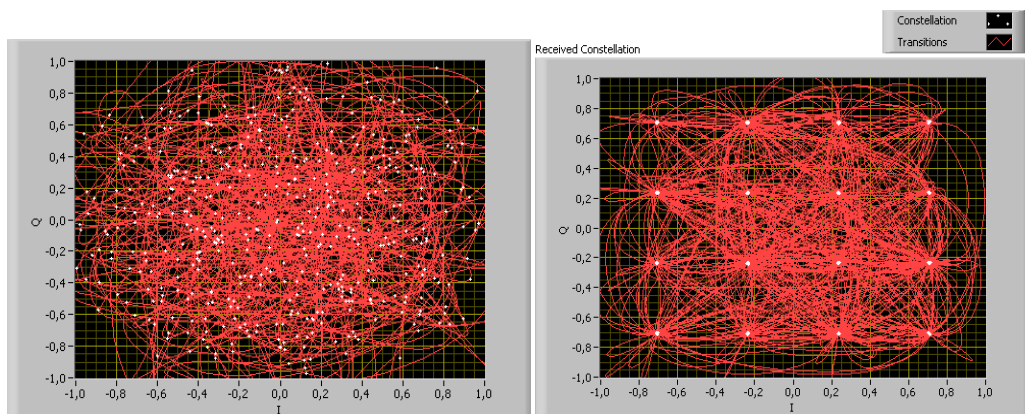


Рис. П1.55. Созвездия для QAM-16 передаваемого сигнала.

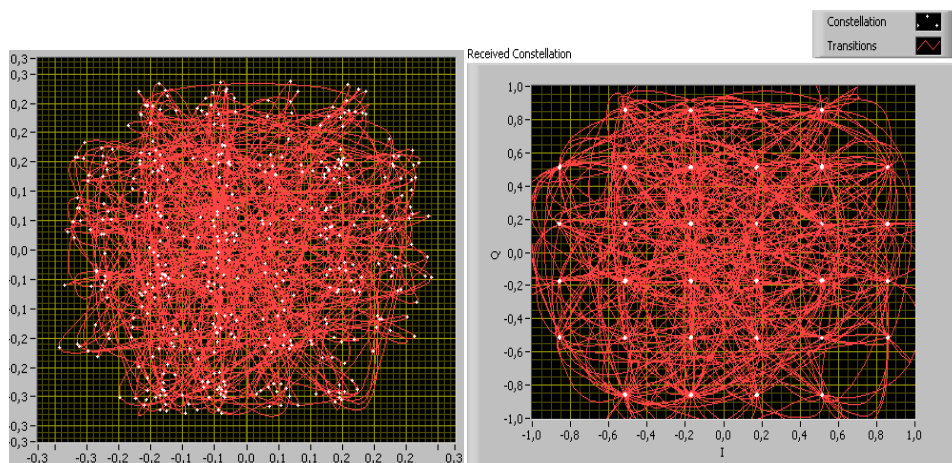


Рис. П1.56 Созвездия для QAM-32 передаваемого сигнала.

На рисунке П1.57. приведены глазковые диаграммы для QAM-8 сигнала.

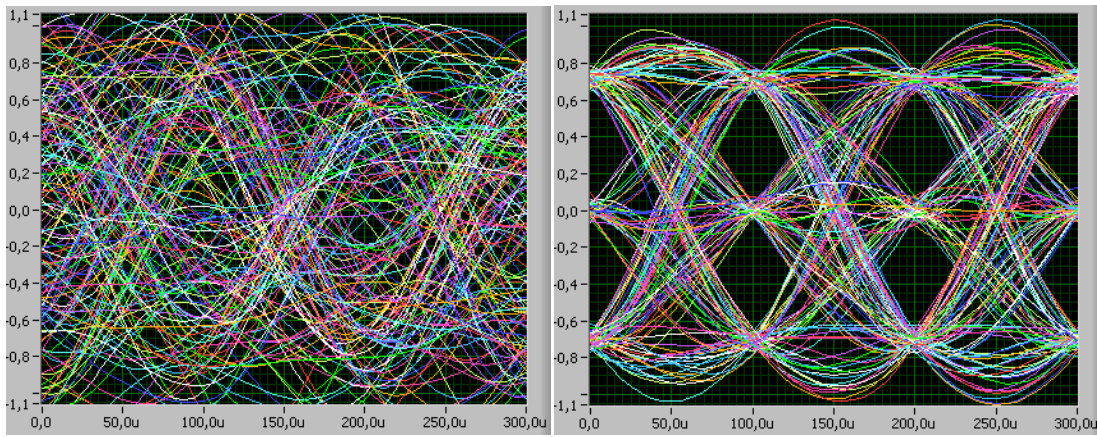


Рис. П1.57. Глазковые диаграммы при малом отношении сигнал/шум и при наилучшем отношении сигнал/шум

На рисунке П1.58. приведены глазковые диаграммы для QAM-16 сигнала.

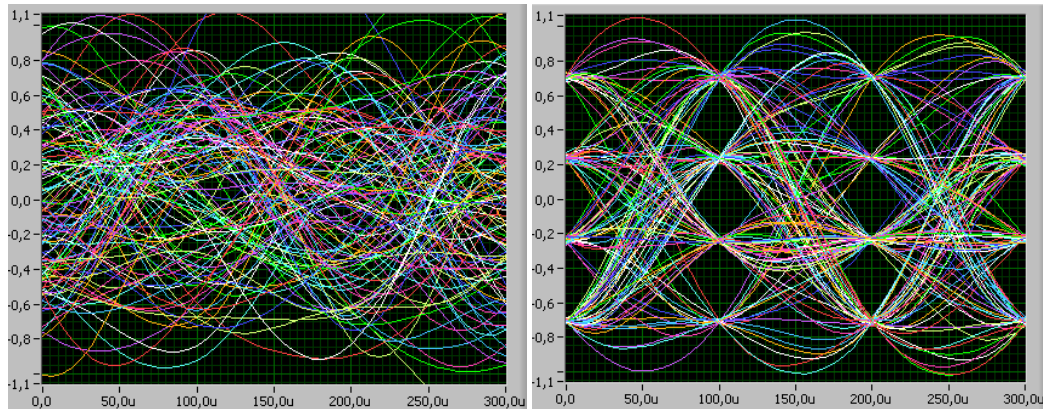


Рис. П1.59. Глазковые диаграммы при малом отношении сигнал/шум и при наилучшем отношении сигнал/шум

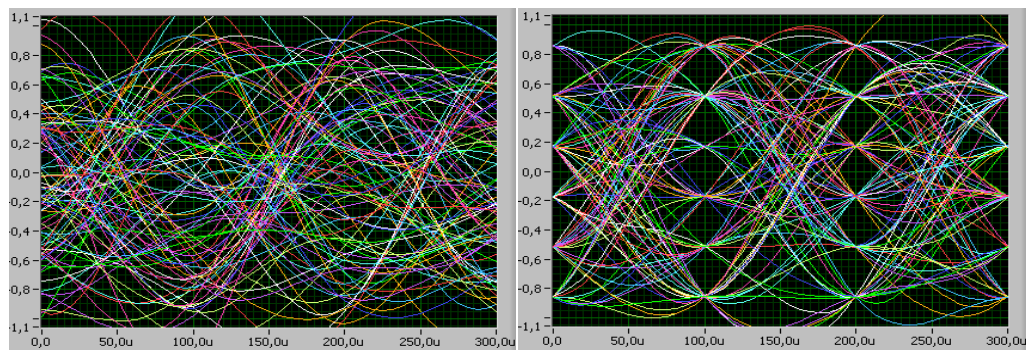


Рис. П1.60. Глазковые диаграммы при малом отношении сигнал/шум и при наилучшем отношении сигнал/шум

На рисунке П1.61 приведены спектрограммы для QAM-8 сигнала.

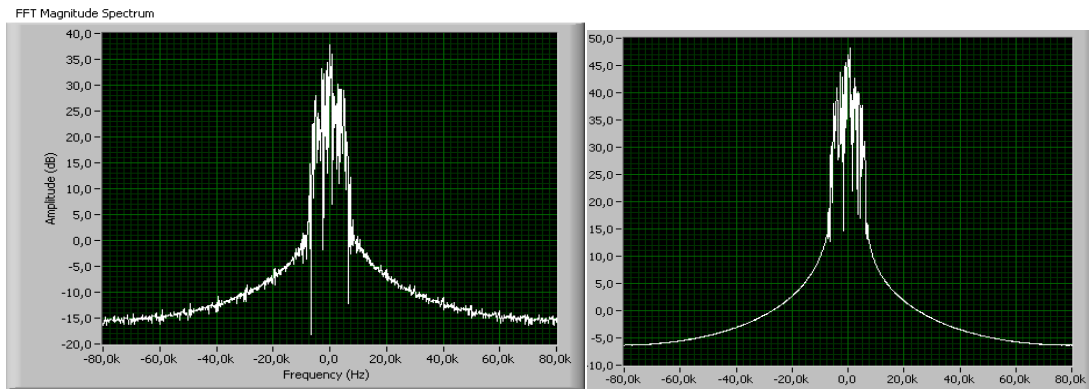


Рис. П1.61. Спектрограммы на входе и на выходе канала

На рисунке П1.62. приведены спектрограммы для QAM-16 сигнала.

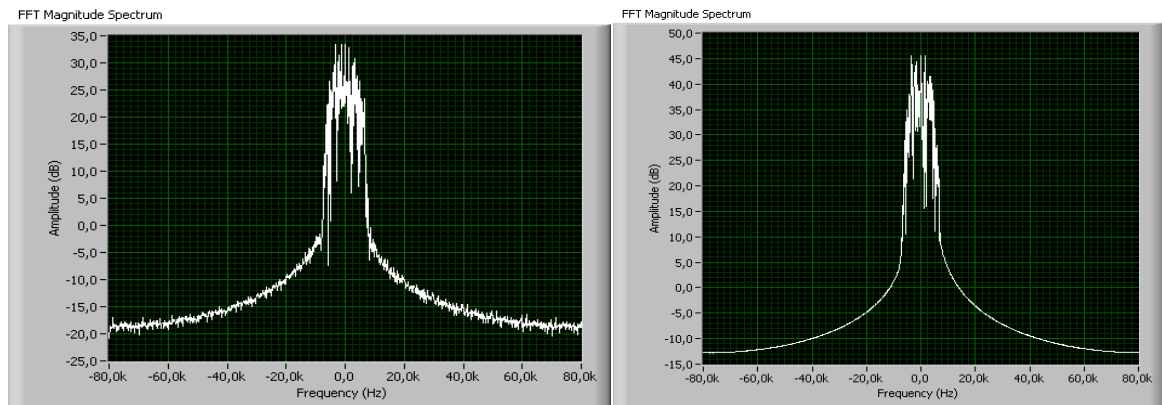


Рис. П1.62. Спектрограммы на входе и на выходе канала

На рисунке П1.63 приведены спектрограммы для QAM-32 сигнала.

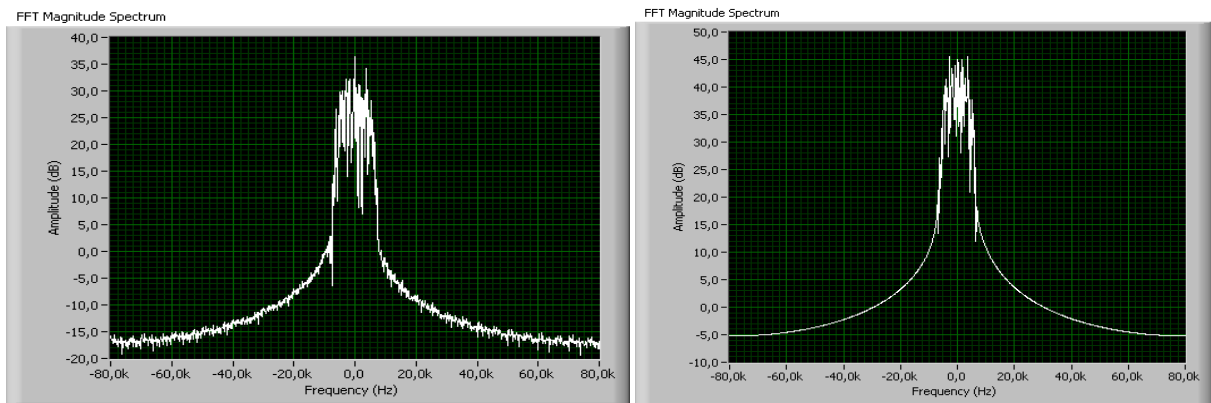


Рис. П1.63. Спектрограммы на входе и на выходе канала

Ползунком E_b/N_0 устанавливается уровень отношения сигнал/шума, в поле BER отображается количество обнаруженных ошибок при передаче. Из полученных данных можно построить график зависимости, сравнить показатели у различных видов модуляции и подтвердить/опровергнуть теорию, описанную выше.

В таблице ниже представлены данные для рассмотренных видов модуляций.

BER	1	1	1	1	1	1,00E+00	1,19E-02	3,97E-03	7,94E-03	1,98E-03
BER	1	1	1	1	4,51E-01	1,00E+00	1,72E-02	7,81E-03	2,08E-03	2,08E-03
BER	1	1	1	1	1,00E+00	2,27E-01	2,42E-02	2,10E-03	5,25E-04	5,25E-04
Eb/NO, dB	0	2	4	5	6	8	10	12	14	16

На рисунке представлен график зависимости параметра BER от Eb/NO для 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM

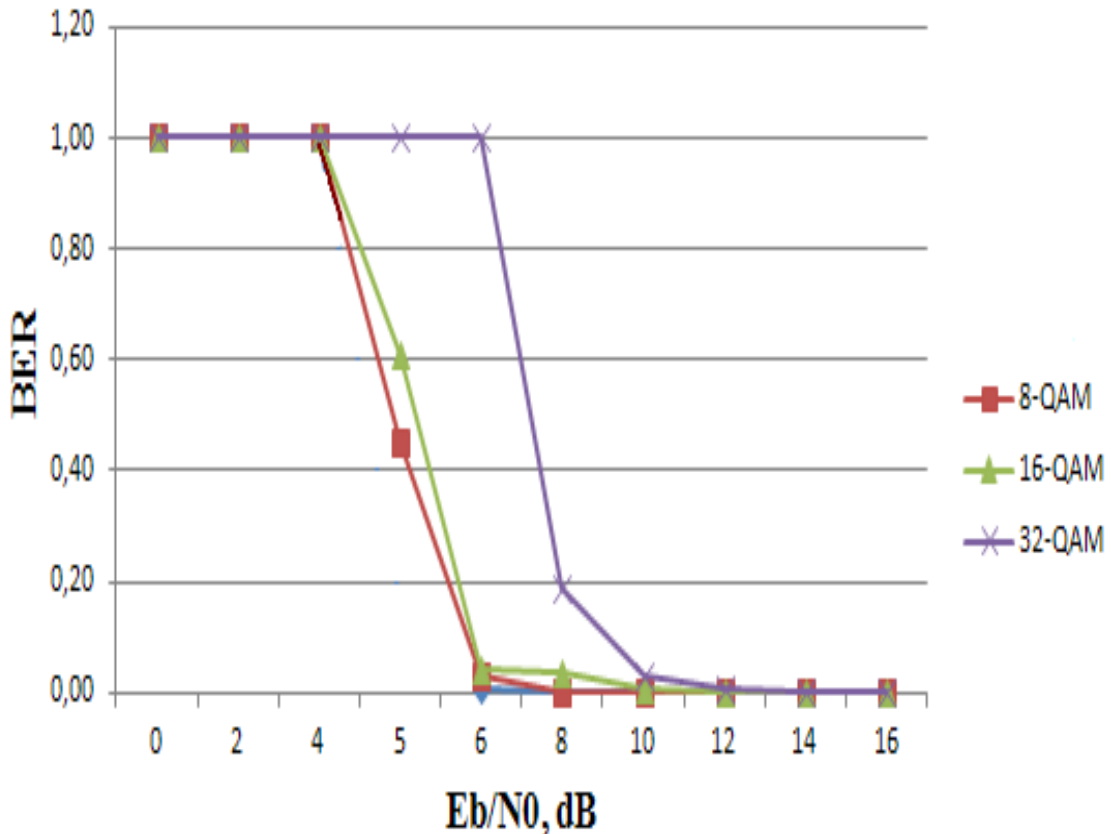


Рис. П1.64. График зависимости параметра BER от Eb/No для 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM

П.1.3 ТЕСТИРОВАНИЕ И ДИАГНОСТИКА КОДЕКОВ В РЭСПИИСТЕМ

(Компьютерные лабораторные работы)

Лабораторная работа 3. Циклические избыточные коды CRC (Cyclic redundancy check)

Циклический избыточный код (CRC). Наиболее известными из методов обнаружения ошибок передачи данных являются:

- *Посимвольный контроль чётности*, называемый также поперечным, подразумевает передачу с каждым байтом дополнительного бита, принимающего единичное значение по чётному или нечётному количеству единичных бит в контролируемом байте. Посимвольный контроль чётности прост как в программной, так и в аппаратной реализации, но его вряд ли можно назвать эффективным методом обнаружения ошибок, так как искажение более одного бита исходной последовательности резко снижает вероятность обнаружения ошибки передачи. Этот вид контроля обычно реализуется аппаратно в устройствах связи.

- *Поблочный контроль чётности*, называемый продольным. Схема данного контроля подразумевает, что для источника и приёмника информации заранее известно, какое число передаваемых символов будет рассматриваться ими как единый блок данных. В этой схеме контроля для каждой позиции разрядов в символах блока (поперёк блока) рассчитываются свои биты чётности, которые добавляются в виде обычного символа в конце блока. По сравнению с посимвольным контролем чётности, поблочный контроль чётности обладает большими возможностями по обнаружению и даже корректировке ошибок передачи, но всё равно ему не удаётся обнаруживать определённые типы ошибок.

- *Вычисление контрольных сумм*. В отличие от предыдущих методов, для метода контрольных сумм нет чёткого определения алгоритма. Каждый разработчик трактует понятие контрольной суммы по-своему. В простейшем виде контрольная сумма – это арифметическая сумма двоичных значений контролируемого блока символов. Но этот метод обладает практически теми же недостатками, что и предыдущие, самый главный из которых – нечувствительность контрольной суммы к чётному числу ошибок в одной колонке и самому порядку следования символов в блоке.

- *Контроль циклически избыточным кодом – CRC*. Это гораздо более мощный и широко используемый метод обнаружения ошибок передачи информации. Он обеспечивает обнаружение ошибок с высокой вероятностью. Кроме того, этот метод обладает рядом других полезных моментов, которые могут найти своё воплощение в практических задачах.

Циклический избыточный код (англ. Cyclic redundancy code, CRC) – алгоритм вычисления контрольной суммы, предназначенный для проверки целостности передаваемых данных. Алгоритм CRC обнаруживает все одиночные ошибки, двойные ошибки и ошибки в нечётном числе бит. Понятие циклических кодов достаточно широкое, однако на практике его обычно используют для обозначения только одной разновидности, использующей циклический контроль (проверку) избыточности.

Главная особенность значения CRC состоит в том, что оно однозначно идентифицирует исходную битовую последовательность и поэтому используется в различных протоколах связи, а также для проверки целостности блоков данных, передаваемых различными устройствами. Благодаря относительной простоте алгоритм вычисления CRC часто реализуется на аппаратном уровне.

При передаче пакетов по сетевому каналу могут возникнуть искажения исходной информации вследствие разных внешних воздействий: электрических наводок, плохих погодных условий и многих других. Сущность методики в том, что при хороших характеристиках контрольной суммы в подавляющем числе случаев ошибка в сообщении приведёт к изменению его контрольной суммы. Если исходная и вычисленная суммы не

равны между собой, принимается решение о недостоверности принятых данных, и можно запросить повторную передачу пакета.

Основная идея алгоритма CRC состоит в представлении сообщения в виде огромного двоичного числа, делении его на другое фиксированное двоичное число и использовании остатка этого деления в качестве контрольной суммы [12]. Получив сообщение, приёмник может выполнить аналогичное действие и сравнить полученный остаток с «контрольной суммой».

На рисунках П1.65 и П1.66 изображено графическое представление кодирования и декодирования CRC-кода:

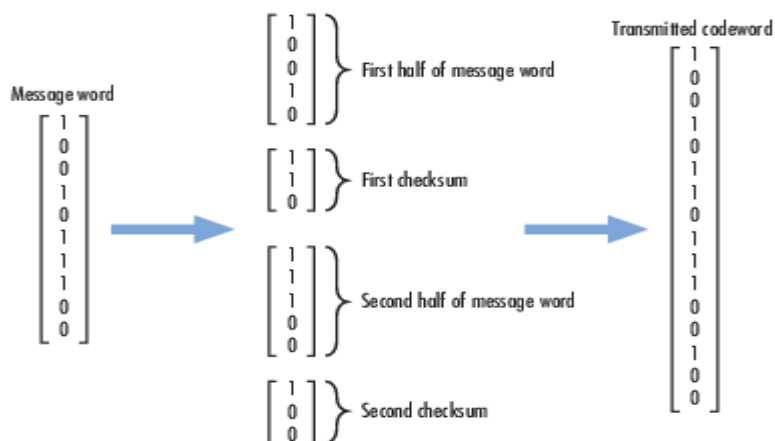


Рис. П1.65. Принцип работы кодера CRC

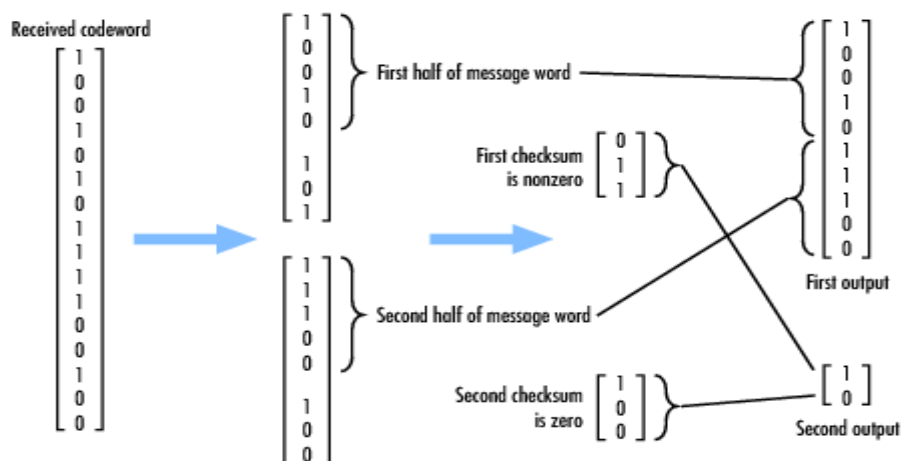


Рис. П1.66. Принцип работы декодера CRC

Степенью CRC-полинома W называют позицию самого старшего единичного бита. Например, степень полинома 10011_2 равна 4.

Для вычисления CRC используют полиномиальную арифметику. Вместо представления делителя, делимого (сообщения), частного и остатка в виде положительных целых чисел, можно представить их в виде полиномов с двоичными коэффициентами или в виде строки бит, каждый из которых является коэффициентом полинома.

Например, десятичное число 23 в 16-ричной и 2-ичной системах будет иметь вид $23_{10}=17_{16}=10111_2$, что совпадает с полиномом: $1 \cdot x^4 + 0 \cdot x^3 + 1 \cdot x^2 + 1 \cdot x^1 + 1 \cdot x^0$ или упрощённо: $x^4 + x^2 + x^1 + 1$.

И сообщение, и делитель могут быть представлены в виде полиномов, с которыми можно выполнять любые арифметические действия без переносов.

Как правило, контрольная сумма добавляется к исходному сообщению и полученное расширенное сообщение передаётся через канал связи.

На другом конце канала приёмник может сделать одно из возможных действий (оба варианта совершенно равноправны):

1. Выделить текст полученного сообщения, вычислить для него контрольную сумму и сравнить её с переданной.
2. Вычислить контрольную сумму для всего переданного сообщения, и посмотреть, получится ли в результате нулевой остаток.

Поскольку исходное сообщение может быть очень большим (до нескольких Мбайтов) и так же из-за того, что для получения CRC используется CRC-арифметика, использовать обычную компьютерную операцию деления нельзя.

Самый популярный и рекомендуемый IEEE полином для CRC-32 используется в Ethernet, FDDI; также этот многочлен является генератором кода Хемминга. Использование другого полинома — CRC-32C — позволяет достичь такой же производительности при длине исходного сообщения от 58 бит до 131 кбит, а в некоторых диапазонах длины входного сообщения может быть даже выше — поэтому в наши дни он тоже пользуется популярностью. К примеру, стандарт ITU-T использует CRC-32C с целью обнаружения ошибок в полезной нагрузке.

Ниже в таблице перечислены наиболее распространённые многочлены — генераторы CRC:

Таблица П1.2. Распространённые полиномы CRC кодов

Название	Полином
CRC-1	$x+1$ (используется в аппаратном контроле ошибок, также известен как бит чётности)
CRC-4-ITU	x^4+x+1
CRC-5-ITU	$x^5+x^4+x^2+1$

CRC-5-USB	x^5+x^2+1
CRC-6-ITU	x^6+x+1
CRC-7	x^7+x^3+1 (системы телекоммуникации, ITU-T G.707, ITU-T G.832, MMC, SD)
CRC-8	$x^8+x^7+x^6+x^4+x^2+1$
CRC-16-IBM	$x^{16}+x^{15}+x^2+1$ (Bisync, Modbus, USB, ANSI X3.28)
CRC-16-CCITT	$x^{16}+x^{12}+x^5+1$ (X.25, HDLC, XMODEM, Bluetooth, SD)
CRC-30	$x^{30}+x^{29}+x^{21}+x^{20}+x^{15}+x^{13}+x^{12}+x^{11}+x^8+x^7+x^6+x^2+x+1$ (CDMA)

Программная реализация виртуальных моделей кодирования

Описание реализации циклического избыточного кода (CRC)

Виртуальная модель передачи данных с обнаружением ошибок при помощи CRC-кода была реализована в среде Simulink Matlab. Модель демонстрирует работу CRC-кодера и декодера, позволяет исследовать обнаруживающую способность кода для разных генераторных полиномов.

На рисунке П1.67 приведена разработанная модель:

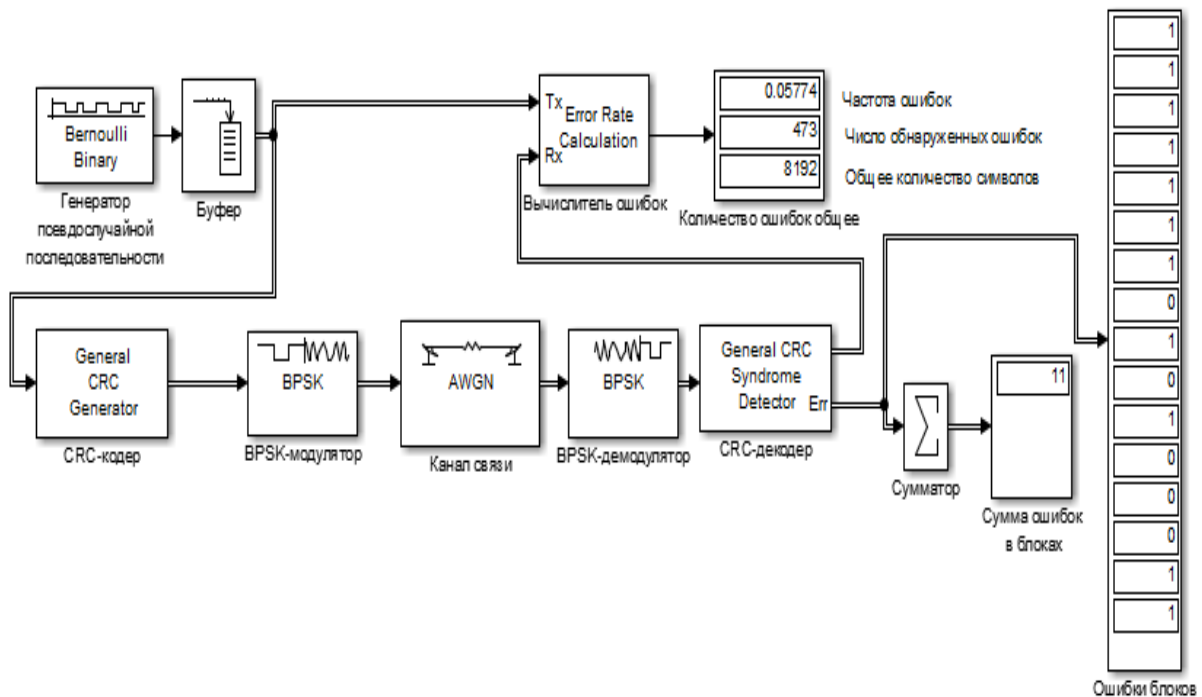


Рис. П1.67. Разработанная модель исследования CRC-кодов

В её основу положены следующие элементы, встроенные в библиотеку Simulink:

- Bernoulli Binary Generator;
- General CRC Generator;
- BPSK Modulator Baseband;
- AWGN Channel;
- BPSK Demodulator Baseband;
- General CRC Syndrome Detector;
- Error Rate Calculation;
- Buffer;
- Add;
- Display (Дисплей, отражающий ошибки).

Далее представлено описание основных блоков:

Bernoulli Binary Generator (генератор псевдослучайной последовательности) – генерирует случайную бинарную последовательность (рисунок П1.68).

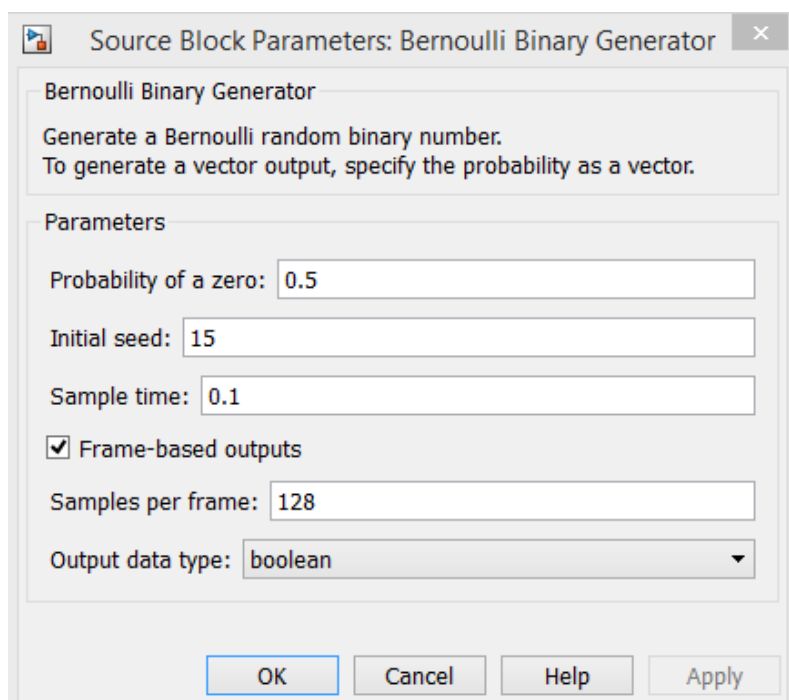


Рис. П1.68. Параметры блока «Bernoulli Binary Generator»

«Probability of a zero» - вероятность появления нуля;

«Initial seed» - начальное значение для генерации;

«Sample time» - длительность сэмпла;

«Samples per frame» - размер фрейма.

General CRC Generator (CRC-кодер) – циклический избыточный кодер (рисунок П1.69).

«Generator polynomial» - генераторный полином, может быть задан в 3 формах:

1) В обычной записи, например: $x^3 + x^2 + x + 1$.

2) в виде матрицы-строки с указанием степеней с ненулевыми коэффициентами, например: $[4 \ 1 \ 0] = x^4 + x + 1$.

3) в виде матрицы-строки с указанием нулевых и ненулевых коэффициентов, например: $[1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1] = x^4 + x^3 + x + 1$.

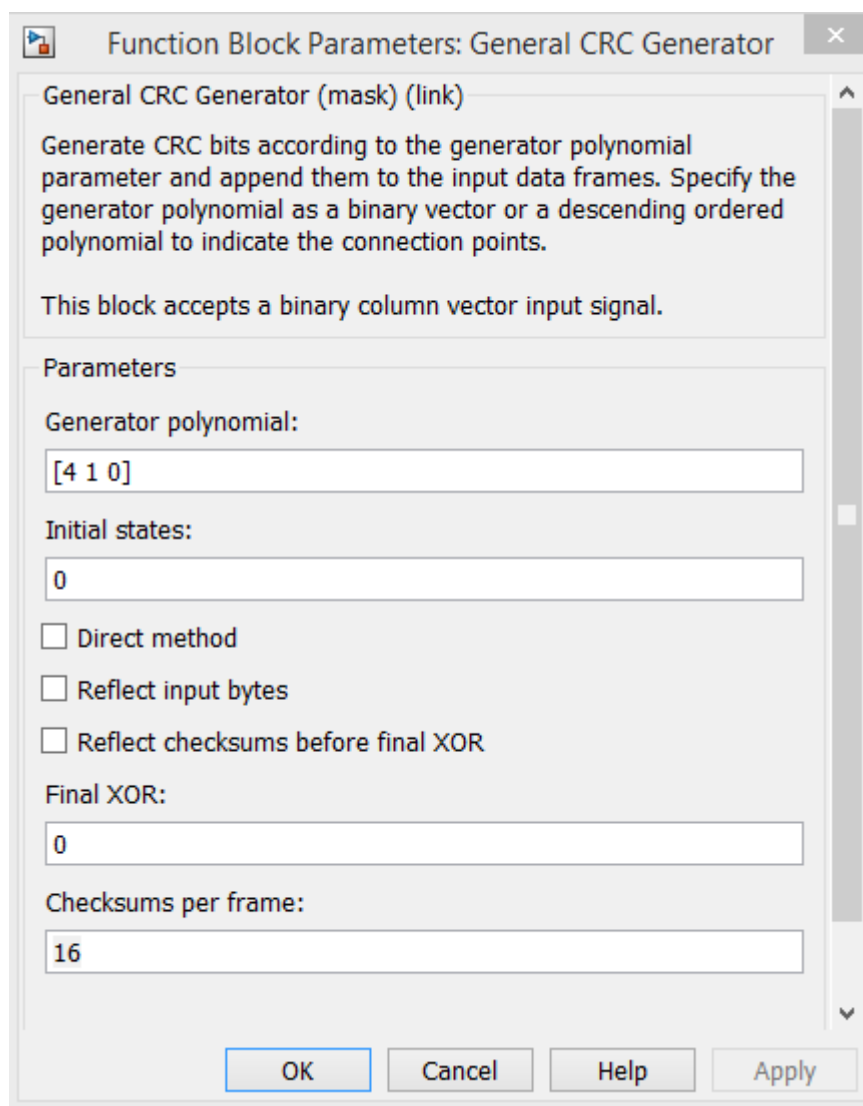


Рис. П1.69. Параметры блока «General CRC Generator»

«Initial states» - начальное состояние сдвиговых регистров.

«Direct method» - включение прямого метода вычисления CRC, иначе работает по табличному методу.

«Reflect input bytes» - инвертировать входной поток.

«Reflect checksums before final XOR» - инвертировать контрольные суммы перед конечной операцией XOR.

«Final XOR» - Выполнить операцию XOR в конце кодирования.

«Checksums per frame» - количество контрольных сумм во фрейме.

BPSK Modulator Baseband – BPSK модулятор.

BPSK Demodulator Baseband – BPSK демодулятор.

AWGN Channel (Канал связи) – добавляет «белый» гауссовский шум в канале (рисунок П1.70).

«SNR» - задаёт отношение сигнал/шум в канале.

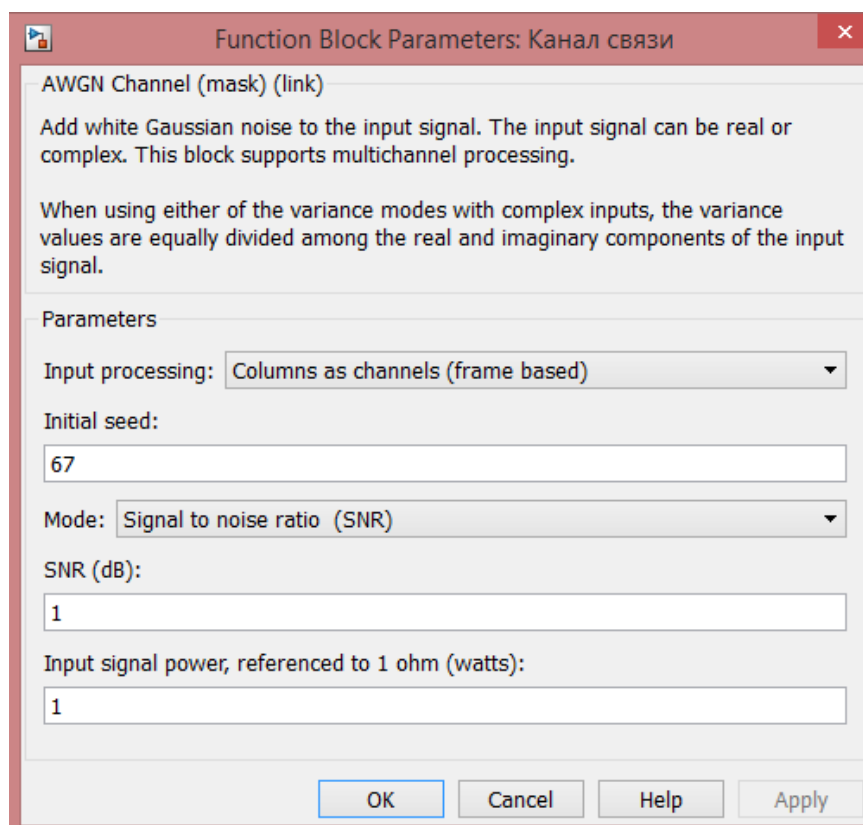


Рис. П1.70. Параметры блока «AWGN»

General CRC Syndrome Detector - циклический избыточный декодер. Все параметры декодера задаются аналогично параметрам блока «General CRC Generator» (рисунок П1.70).

Error Rate Calculation – вычислитель ошибок между переданной и принятой последовательностью.

Buffer – буфер. Переводит последовательность бит в один блок.

Add (сумматор) – суммирует ошибки от CRC-декодера.

Display - дисплей, отражающий ошибки.

Результаты моделирования

Исследование циклического избыточного кода

Модель циклического избыточного кода (crc), позволяет исследовать обнаруживающую способность CRC кодов с различными полиномами.

Задаём одинаковый генераторный полином в блоки CRC-кодер и CRC-декодер

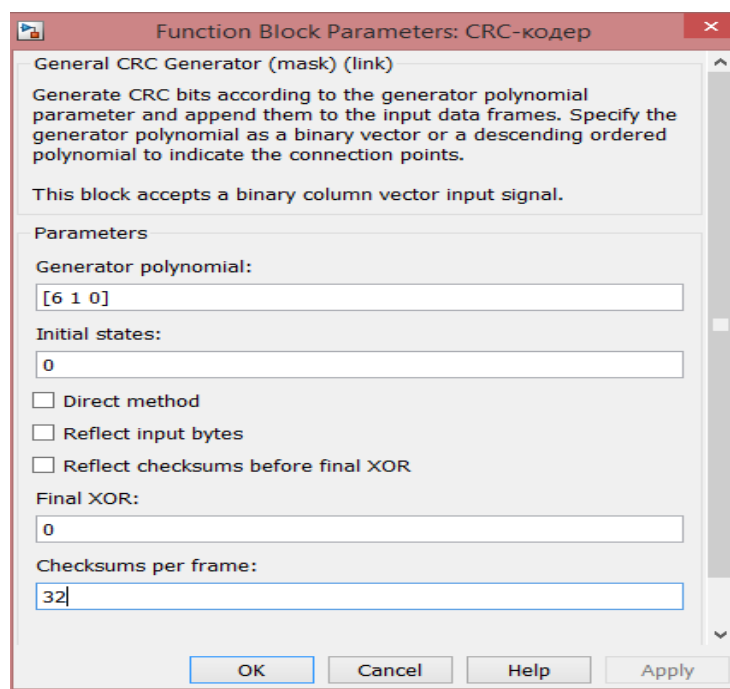


Рис. П1.71. Параметры блока CRC-кодер

Общее число передаваемых символов составляет 8192. Количество контрольных сумм изменяется от 2 до 8192, с увеличением каждого предыдущего значения в 2 раза (2, 4, 8, 16...8192).

Значение SNR в блоке «Канал связи» установлено в 1 дБ. Таким образом, битовая вероятность ошибки (BER) составит 0,05786.

На рисунке П1.72 представлен график зависимости числа обнаруженных ошибок от числа контрольных сумм для различных полиномов CRC-кода.

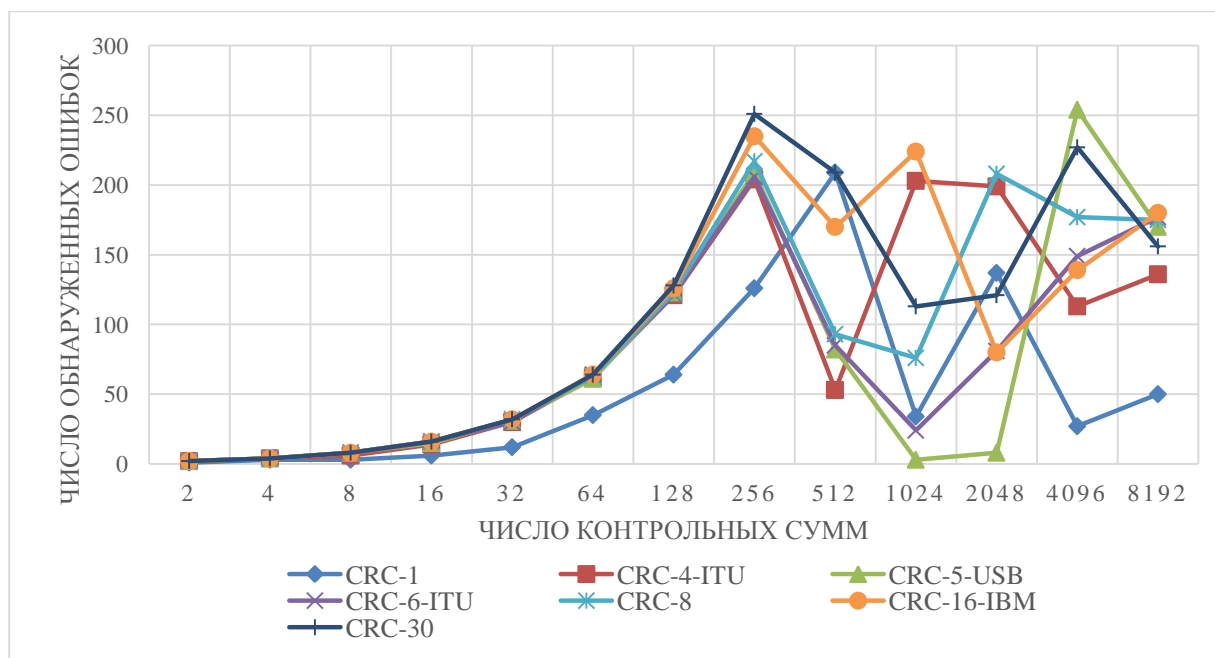


Рис. П1.72. График зависимости числа обнаруженных ошибок от числа контрольных сумм для различных полиномов CRC-кода

В данном разделе проведено исследование модели циклического избыточного кода (CRC).

Модель позволяет исследовать CRC-коды с возможностью задания любого генераторного полинома и изменении количества контрольных сумм во фрейме.

Получены следующие результаты и сделаны следующие выводы:

- 1) чем выше степень полинома, тем лучше его обнаруживающая способность;
- 2) для каждого полинома есть такое число контрольных сумм в блоке, при котором его обнаруживающая способность максимальна, причём у всех полиномов эти точки различны.

Однако, при выборе полинома CRC-кода также необходимо учитывать и другие факторы:

- 1) увеличение степени полинома приводит к усложнению реализации кодера и декодера;
- 2) чем выше частота вычисления контрольных сумм, т.е. чем больше контрольных сумм добавляется в блок данных, тем меньше пропускная способность канала;

3) CRC-коды используют для обнаружения ошибок, что означает наличие канала переспроса. При выборе между кодом CRC/каналом переспроса и помехоустойчивым кодированием, необходимо учитывать характеристики канала связи. При большом числе ошибок передача данных будет невозможна.

4) Выбор полинома зависит от размера передаваемого блока данных, чем больше блок – тем выше степень полинома необходимо подбирать. Таким образом, существует ограничение на размер блока данных, иначе в любом блоке на приёмном конце будет обнаруживаться ошибка.

П1.1.4.

Лабораторная работа 4. Исследование каскадных кодов

Каскадными называют коды, в которых кодирование осуществляется в два уровня; имеется внутренний и внешний коды, с помощью которых и достигается желаемая надёжность передачи сообщений. Внутренний код связан с модулятором. Демодулятор, как правило, настраивается для исправления большинства канальных ошибок. Внешний код, чаще всего высокоскоростной (с низкой избыточностью), снижает вероятность появления ошибок до заданного значения. Основной причиной использования каскадного кода является низкая степень кодирования и общая сложность реализации, меньшая той, которая потребовалась бы для осуществления отдельной процедуры кодирования.

В одной из наиболее популярных систем каскадного кодирования для внутреннего кода применяется сверточное кодирование по алгоритму Витерби, а для внешнего — код Рида-Соломона с чередованием между двумя этапами кодирования [12]. Функционирование таких

систем при E_b/N_0 , находящемся в пределах от 0,2 до 2,5 дБ, для достижения $P_B = 10^{-5}$ реально достижимо в прикладных задачах. В этой системе демодулятор выдает мягко квантованные кодовые символы на внутренний свёрточный декодер, который, в свою очередь, выдает жестко квантованные кодовые символы с пакетными ошибками на декодер Рида-Соломона.

Внешний код Рида-Соломона образуется из m -битовых сегментов двоичного потока данных. Производительность такого (недвоичного) кода Рида-Соломона зависит только от числа *символьных ошибок* в блоке. Код не искажается пакетами ошибок внутри m -битового символа. Иными словами, для данной символьной ошибки производительность кода Рида-Соломона такова, как если бы символьная ошибка была вызвана одним битом или m бит. Тем не менее производительность каскадных систем несколько ухудшается за счет коррелирующих ошибок в последовательных символах. Поэтому чередование между кодированиями нужно выполнять на уровне символов (а не битов). Работа [12] представляет собой обзор каскадных кодов, которые были разработаны для дальней космической связи.



Рис. П1.73. Обобщенная структурная схема исследования каскадных кодов

Однако в данной работе исследуется случай, когда в качестве внутреннего кодирования используются турбо-коды.

Турбо-код – параллельный каскадный блочный систематический код, способный исправлять ошибки, возникающие при передаче информации.

Схема каскадного кодирования впервые была предложена Форни как метод получения высокоэффективного кода посредством комбинаций двух или более компонентных кодов

(иногда называемых составными). В результате, такие коды могут корректировать ошибки в значительно более длинных кодах и имеют структуру, которая позволяет относительно легко осуществить декодирование средней сложности. Последовательные каскадные коды часто используются в системах с ограничением мощности, таких как космические зонды. Самая распространенная из этих схем содержит внешний код Рида-Соломона (выполняется первым, убирается последним), который следует за сверточным внутренним кодом (выполняется последним, убирается первым). Турбо-код можно считать обновлением структуры каскадного кодирования с итеративным алгоритмом декодирования связанной кодовой последовательности.

Турбо-коды впервые были введены в 1993 году Берру, Главье и Цитимаджимой. В описываемой схеме достигалась вероятность появления ошибок 10^{-5} при степени кодирования $1/2$ и модуляции BPSK в канале с белым аддитивным гауссовым шумом с E_b/N_0 , равным 0,7 дБ. Коды образуются посредством компоновки двух или более составных кодов, являющихся разными вариантами чередования одной и той же информационной последовательности. Тогда как для сверточных кодов на финальном этапе декодер выдает жестко декодированные биты (или в более общем случае — декодированные символы), в каскадной схеме, такой как турбо-код, для хорошей работы алгоритм декодирования не должен ограничивать себя, подавая на декодеры жесткую схему решений. Для лучшего использования информации, получаемой с каждого декодера, алгоритм декодирования должен применять, в первую очередь, мягкую схему декодирования, вместо жесткой. Для систем с двумя составными кодами концепция, лежащая в основе турбо-декодирования, заключается в том, чтобы передать мягкую схему принятия решений с выхода одного декодера на вход другого и повторять эту процедуру до тех пор, пока не будут получены надежные решения.

Турбокоды представляют собой сравнительно новый тип кодов для исправления ошибок, возникающих при передаче цифровой информации по каналам связи с шумами. Впервые они были введены в рассмотрение в 1993 году и сразу же привлекли к себе пристальное внимание специалистов в области помехоустойчивого кодирования. Причина этому — уникальная способность турбокодов обеспечивать характеристики помехоустойчивости передачи информации, близкие к теоретически достижимым значениям при умеренной сложности реализации кодеков. Разработка турбокодов развивается по двум направлениям: свёрточные турбокоды, образованные путём параллельного соединения двух или более свёрточных кодеров, и блочные турбокоды, образованные путём последовательного соединения двух или более блочных кодеров. Как показали исследования, блочные турбокоды являются более эффективными при относительно высоких кодовых скоростях.

Кодирование

На рисунке П1.74 представлена структурная схема турбо-кодера:

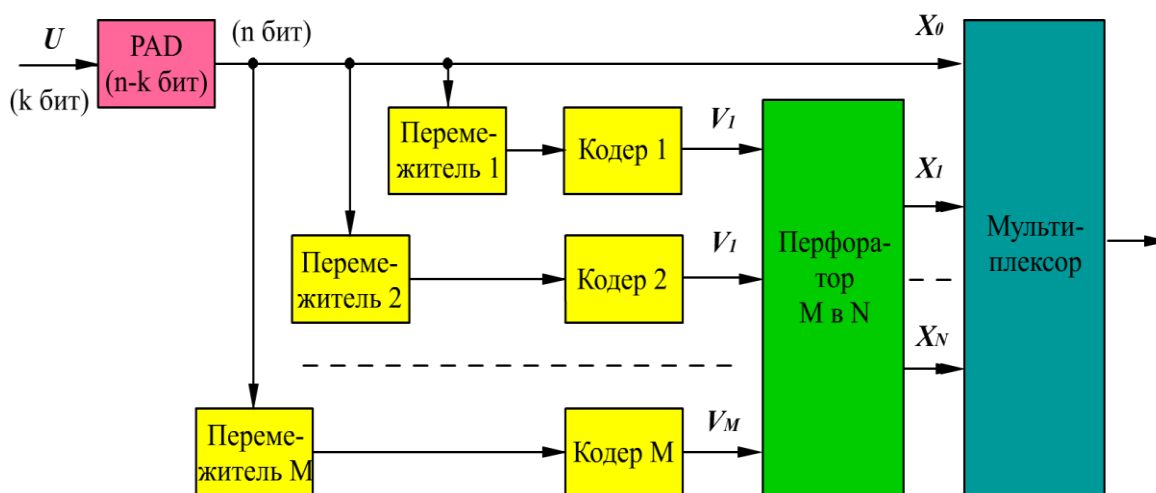


Рис. П1.74. Структурная схема турбо-кодера

Сначала на вход формирователя пакетов (PAD) поступает блок данных U длиной k бит. В формирователе пакетов к данным прибавляется ещё $(n-k)$ дополнительных бит служебной информации, соответствующих используемому стандарту формирования пакета и включающих в себя символы его начала и окончания. То есть получается пакет X_0 , состоящий из n бит.

Далее последовательность бит X_0 поступает параллельно на M ветвей, содержащих последовательно соединённые перемежитель и компонентный кодер. Таким образом X_0 используется в качестве входных данных сразу всеми компонентными кодерами.

В перемежителях по псевдослучайному закону происходит перемешивание поступающих бит. В отличие от посимвольного прямоугольного перемежителя, используемого в кодах Рида-Соломона, в турбо-кодах используется перемежение отдельных бит, которое подобно случайным перестановкам. Причём впоследствии, при операциях декодирования этот закон перемежения будет считаться известным. Полученные последовательности поступают на входы кодеров.

Задача перемежителя — преобразовать входную последовательность так, чтобы комбинации бит X_0 , соответствующие кодовым словам с низким весом (весом называется число ненулевых бит кодового слова) на выходе первого кодера, были преобразованы в комбинации, дающие кодовые слова с высоким весом на выходах остальных кодеров. Таким образом кодеры получают на выходе кодовые слова с различными весами. При кодировании формируются кодовые слова так, чтобы получалось максимально возможное среднее расстояние между ними (расстоянием между двумя кодовыми словами называется число бит,

в которых они различаются). Из-за того, что кодовые блоки формируются из почти независимых частей, на выходе турбо-кодера среднее расстояние между кодовыми словами больше, чем минимальное расстояние для каждого компонентного кодера, а, следовательно, растёт эффективность кодирования.

Кодовая скорость — отношение длины кодового блока на входе к длине преобразованного кодового блока на выходе кодера.

В отсутствие перфоратора исходная последовательность X_0 мультиплексируется с последовательностями проверочных бит, образуя кодовое слово, подлежащее передаче по каналу.

Для увеличения кодовой скорости применяется выкалывание (перфорация) определённых проверочных битов выходной последовательности. Таким образом кодовая скорость возрастает.

Если учесть, что турбо-коды оперируют с блоками большой длины с $k > 10000$, то $k \approx n$.

С помощью перфоратора, выкалывая разное число проверочных бит, возможно регулирование кодовой скорости. То есть можно построить кодер, адаптирующийся к каналу связи. При сильном зашумлении канала перфоратор выкалывает меньше бит, чем вызывает уменьшение кодовой скорости и рост помехоустойчивости кодера. Если же канал связи хорошего качества, то выкалывать можно большое число бит, вызывая рост скорости передачи информации.

Алгоритм декодирования по максимуму апостериорной вероятности

Алгоритм Бала даёт «мягкую» оценку достоверности декодированного бита. То есть предъявляет на выходе степень доверия результату декодирования. В противоположность «жёсткой» структуре, при которой на выходе декодера формируется лишь наиболее вероятное значение декодированного бита («0» или «1»), при вынесении «мягкого» решения используется более подробная дискретизация выходного сигнала, характеризующая вероятность корректного приема бита. Благодаря использованию «мягких» решений в турбо-декодерах оказывается эффективным использование нескольких итераций декодирования. Апостериорная информация, полученная о кодовом слове на выходе первой итерации декодирования, поступает на вход блока следующей итерации и является для него уже априорной вероятностью. Такой подход позволяет улучшать качество декодирования от итерации к итерации. Таким образом, изменяя число итераций декодирования, можно адаптировать декодер к текущему состоянию канала передачи и достичь требуемой вероятности ошибки на бит.

На рисунке П1.75 представлена структурная схема одной итерации турбо-декодера при двухкаскадном кодировании:

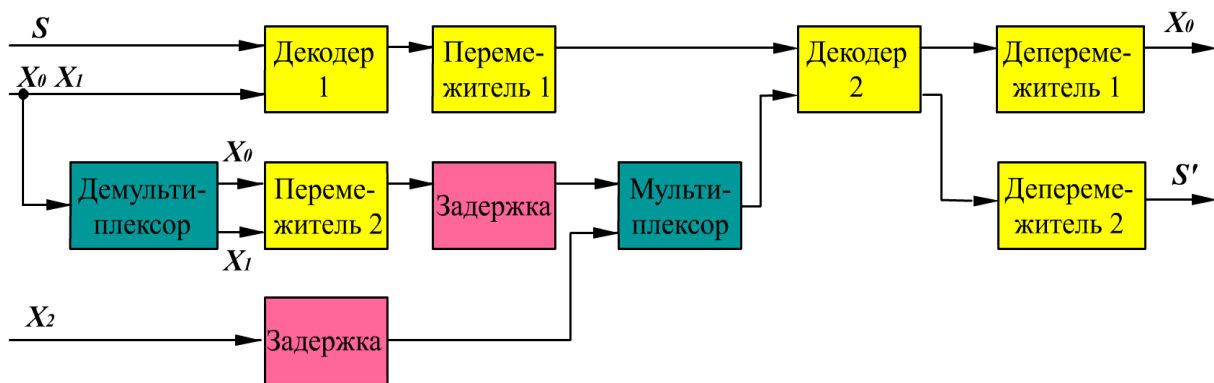


Рисунок П1.75. Структурная схема одной итерации турбо-декодера при двухкаскадном кодировании

На рис. П1.75 для простоты понимания представлен вариант схемы одной итерации турбо-декодирования при двухкаскадном кодировании. Эта схема несложно обобщается на случай произвольного количества каскадов кодирования.

Декодер для одной итерации содержит каскадное соединение двух элементарных декодеров, каждый из которых, основываясь на критерии максимума апостериорной вероятности, выносит «мягкое» решение о переданном символе. На первый декодер первой итерации с выхода демодулятора поступают «мягкие» решения символов последовательностей X_0 и X_1 . Таким образом, на выходе первого декодера появляется оценка информационного символа, которая после последующего перемежения попадает на вход второго декодера и является для него априорной информацией. Используя «мягкое» решение о последовательности X_2 , второй декодер формирует свою оценку.

На рисунке П1.76 представлена структурная схема трёх итераций турбо-декодера при двухкаскадном кодировании:

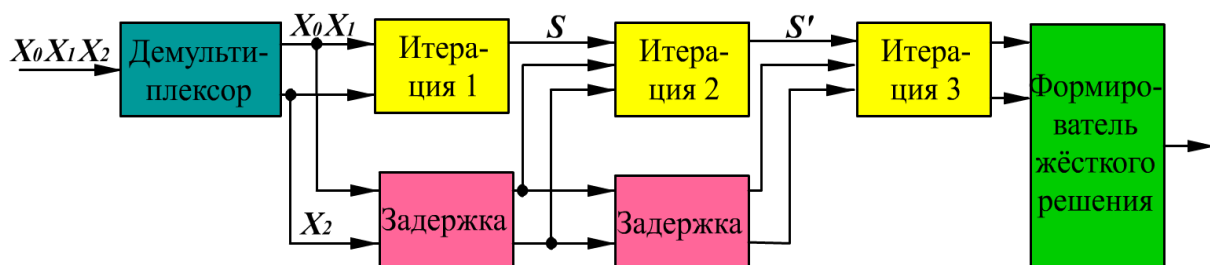


Рис. П1.76. Структурная схема трёх итерации турбо-декодера при двухкаскадном кодировании

С выхода каждой итерации решение переходит на вход следующей. От итерации к итерации происходит уточнение решения. При этом каждая итерация работает с «мягкими»

оценками и на выход отдает также «мягкие». Поэтому такие схемы получили название декодеров с мягким входом и мягким выходом. Процесс декодирования прекращается либо после выполнения всех итераций, либо когда вероятность ошибки на бит достигнет требуемого значения. После декодирования из полученного «мягкого» решения производится окончательное «жёсткое».

Преимущества и недостатки турбо-кодов

Преимущества

Среди всех практически используемых современных методов коррекции ошибок турбо-коды и коды с низкой плотностью проверок на чётность наиболее близко подходят к границе Шеннона, теоретическому пределу максимальной пропускной способности зашумленного канала. Турбо-коды позволяют увеличить скорость передачи информации, не требуя увеличения мощности передатчика, или они могут быть использованы для уменьшения требуемой мощности при передаче с заданной скоростью. Важным преимуществом турбо-кодов является независимость сложности декодирования от длины информационного блока, что позволяет снизить вероятность ошибки декодирования путём увеличения его длины.

Недостатки

Основной недостаток турбо-кодов — это относительно высокая сложность декодирования и большая задержка, которые делают их неудобными для некоторых применений. Но, например, для использования в спутниковых каналах этот недостаток не является определяющим, так как длина канала связи сама по себе вносит задержку, вызванную конечностью скорости света.

Ещё один важный недостаток турбо-кодов — сравнительно небольшое кодовое расстояние (то есть минимальное расстояние между двумя кодовыми словами в смысле выбранной метрики). Это приводит к тому, что, хотя при большой входной вероятности ошибки (то есть в плохом канале) эффективность турбо-кода высока, при малой входной вероятности ошибки эффективность турбо-кода крайне ограничена. Поэтому в хороших каналах для дальнейшего уменьшения вероятности ошибки применяют не турбо-коды, а LDPC-коды. Хотя сложность используемых алгоритмов турбо-кодирования и недостаток открытого программного обеспечения препятствуют внедрению турбо-кодов, в настоящее время многие современные системы используют турбо-коды.

Применение турбо-кодов

Компании France Telecom и Telediffusion de France запатентовали широкий класс турбо-кодов, что ограничивает возможность их свободного применения и, в то же время, стимулирует развитие новых методов кодирования таких, как, например, LDPC.

Турбо-коды активно применяются в системах спутниковой и мобильной связи, беспроводного широкополосного доступа и цифрового телевидения. Турбо-коды утверждены в стандарте спутниковой связи DVB-RCS. Турбо-коды также нашли широкое применение в мобильных системах связи третьего поколения (стандарты CDMA2000 и UMTS).

Моделирование каскадных кодов в MATLAB Simulink [12]

Виртуальная модель передачи данных с исправлением ошибок при помощи каскадного кода была реализована в среде Simulink Matlab. Модель демонстрирует работу кодера Рида-Соломона (внешний код) и кодера Турбо-кодов (внутренний код), позволяет исследовать исправляющую способность кодов для разных видов модуляции и сравнить её характеристики с работой указанных выше кодеров в отдельности.

На рисунке П1.77 приведена разработанная модель:

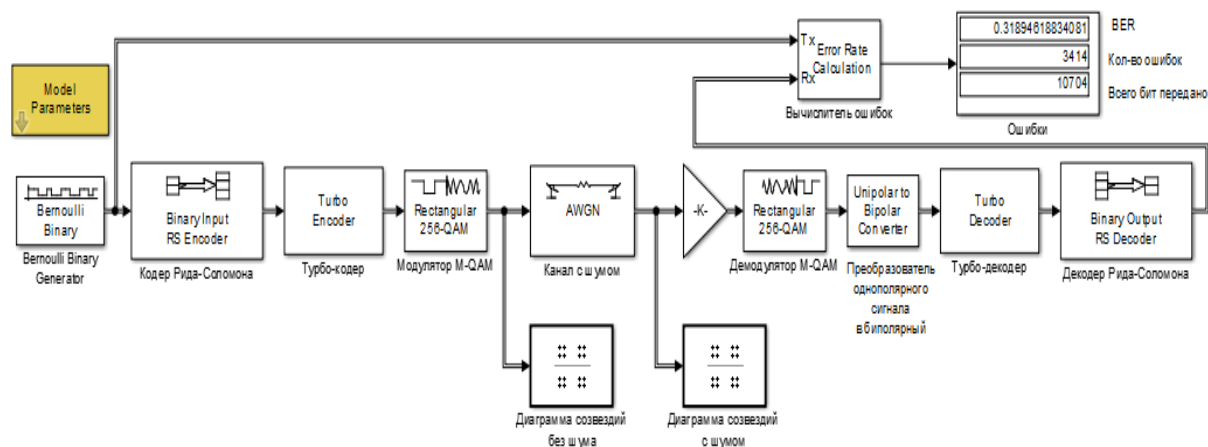


Рис. П1.77. Разработанная модель исследования каскадных кодов

В её основу положены следующие элементы, встроенные в библиотеку Simulink:

- Bernoulli Binary Generator
- Binary Input RS Encoder
- Turbo Encoder
- Rectangular QAM Modulator Baseband
- AWGN Channel
- Rectangular QAM Demodulator Baseband
- Unipolar to Bipolar Converter
- Turbo Decoder
- Binary Output RS Decoder
- Error Rate Calculation
- Discrete Time Scatter Plot Scope

- Gain
- Display (Дисплей, отражающий ошибки)

Далее представлено описание основных блоков:

Bernoulli Binary Generator (генератор псевдослучайной последовательности) – генерирует случайную бинарную последовательность (рисунок П1.78).

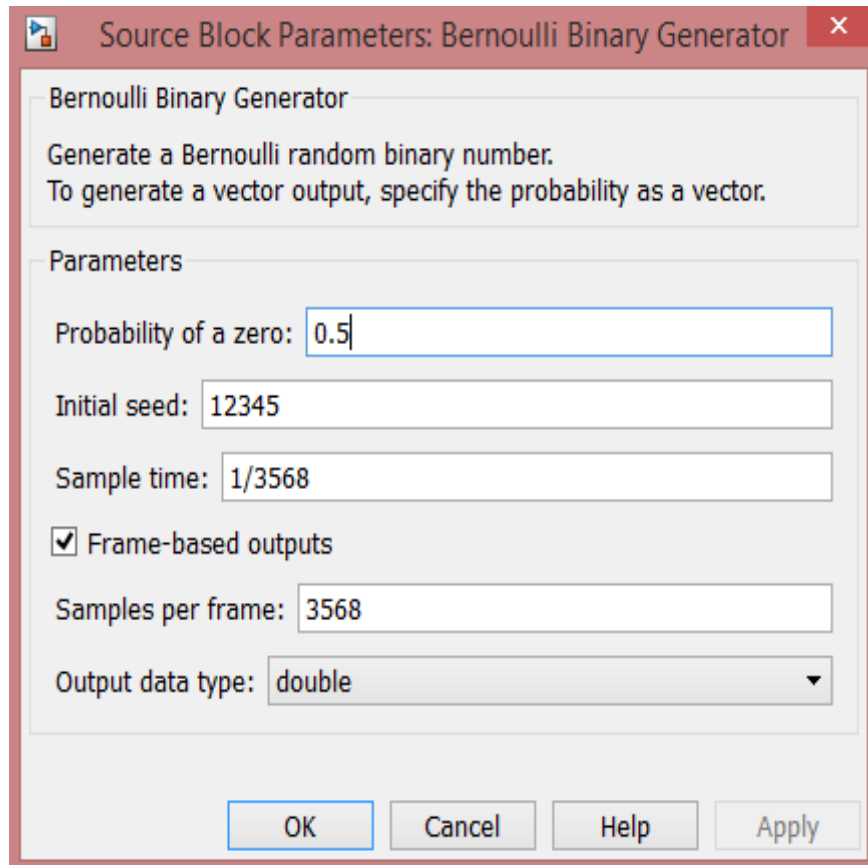


Рис. П1.78. Параметры блока «Bernoulli Binary Generator»

«Probability of a zero» - вероятность появления нуля;

«Initial seed» - начальное значение для генерации;

«Sample time» - длительность сэмпла;

«Samples per frame» - размер фрейма.

Binary Input RS Encoder – кодер Рида-Соломона .

«Codeword length N» - общее количество бит;

«Message length K» - количество информационных бит.

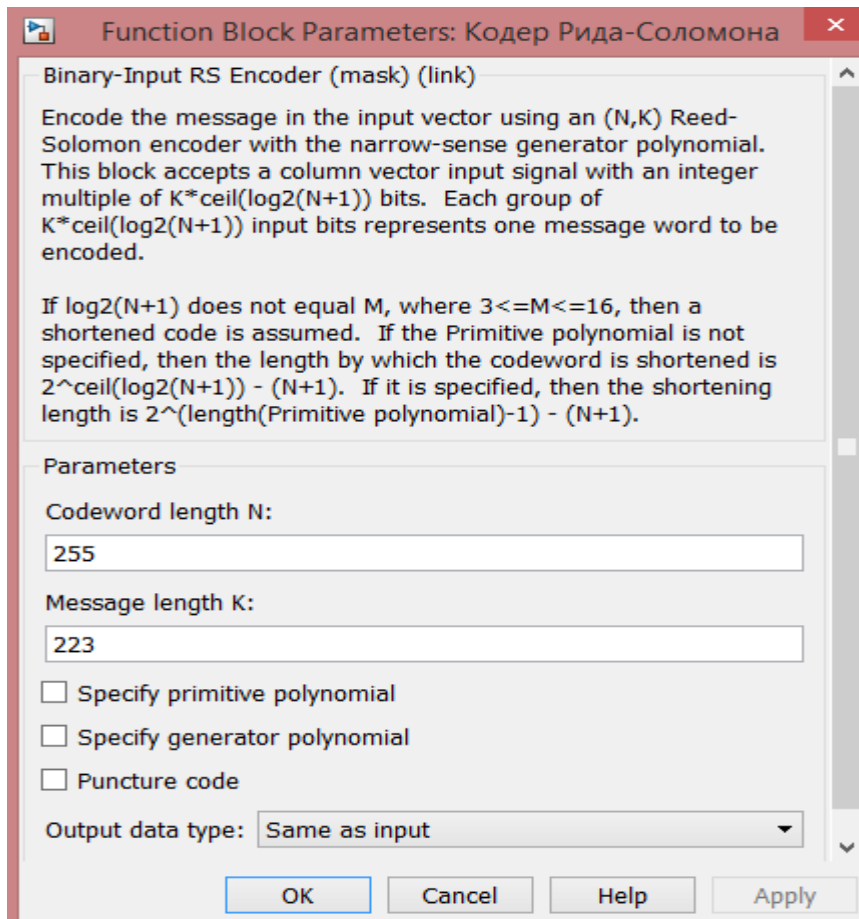


Рис. П1.79. Параметры блока «Binary Input RS Encoder»

Данный блок имеет следующую структуру внутри:

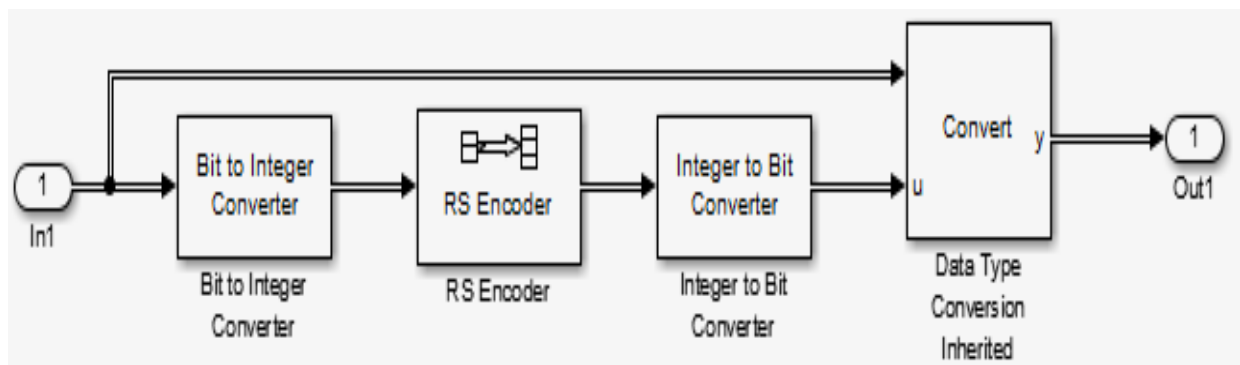


Рис. П1.80. Состав блока «Binary Input RS Encoder»

Таким образом, информационные биты, поступающие со входа генератора преобразуются в тип «Integer», кодируются и преобразуются обратно, затем полученные биты конвертируются в тот тип данных, который изначально был на входе кодера.

Turbo Encoder – Турбо-кодер.

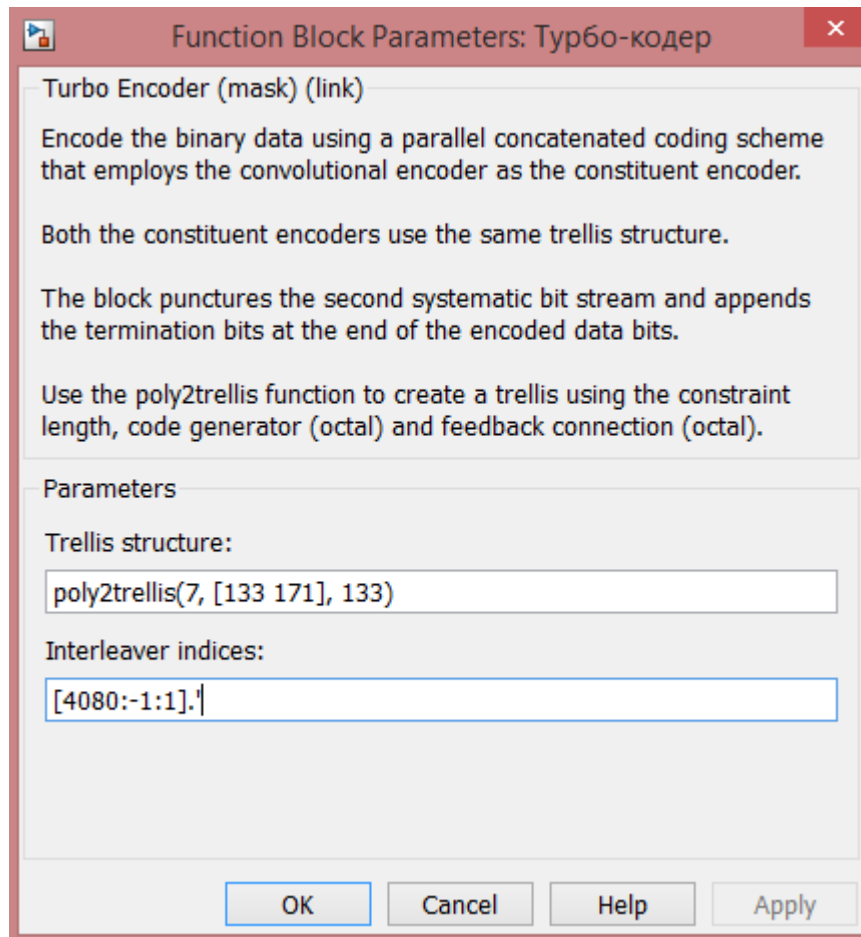


Рис. П1.81. Параметры блока «Turbo Encoder»

«Trellis structure» - структура треллис-модуляции.

Треллис-модуляция (TCM – Trellis Coded Modulation) представляет собой способ, который позволяет обеспечить повысить скорость передачи сообщения с сохранением уровня помехоустойчивости. Этот способ отличается тем, что помехоустойчивое кодирование и тип модуляции используются совместно. Выбранная соответствующим образом пара помехоустойчивый код – способ модуляции часто также носит название сигнально-кодовая конструкция (СКК).

Для кодирования использован один из наиболее часто употребляемых свёрточных кодов – код (171,133,7), который кодирует последовательность со скоростью 1/2.

«Interleaver indices» - входные параметры перемежителя.

Схема турбокодера имеет следующую структуру (рисунок П1.82):

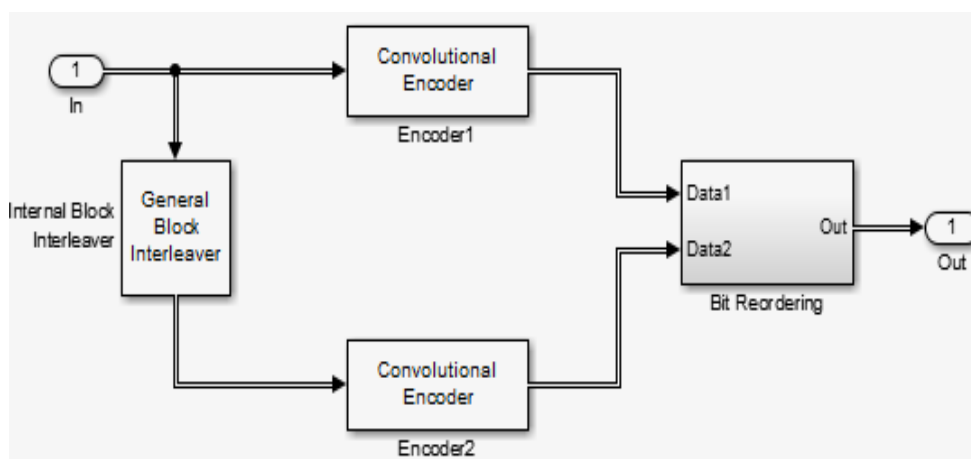


Рис. П1.82. Структура блока «Turbo Encoder»

Поток бит распараллеливается на два. В первом случае биты поступают на свёрточный кодер (133, 171), а во втором потоке биты сначала проходят перемежитель, затем поступают на аналогичный свёрточный кодер. Блок «Bit Reordering» выстраивает биты в последовательный поток.

Rectangular QAM Modulator Baseband – модулятор QAM-M.

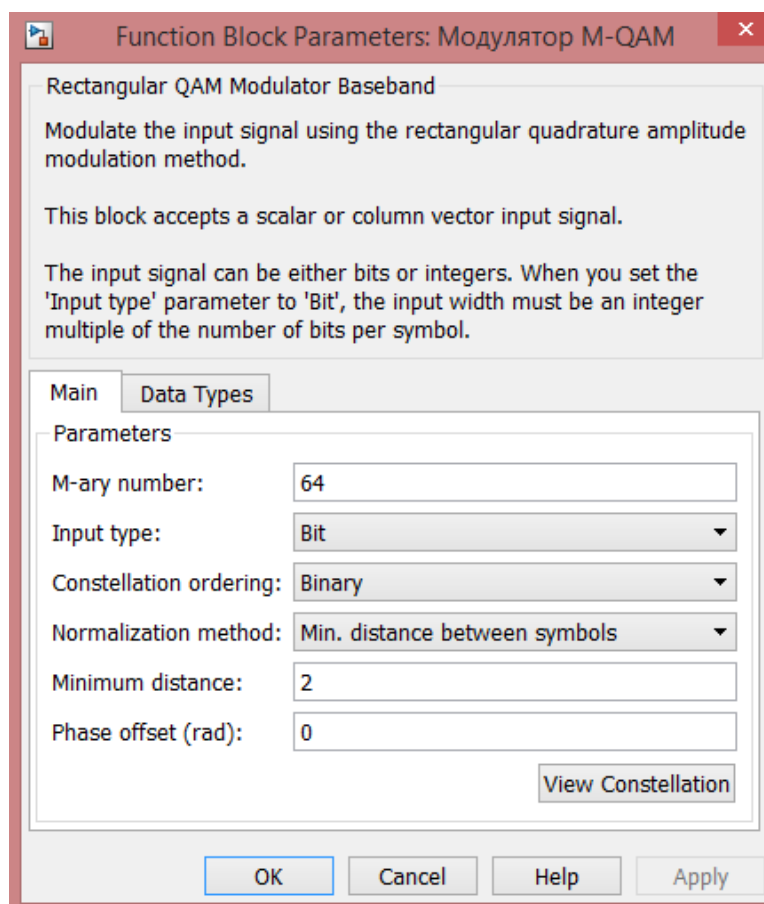


Рис. П1.83. Параметры блока «Turbo Encoder»

«M-ary number» - количество позиций в QAM-M;

«Input type» - тип входных данных;

«Constellation ordering» - порядок построения созвездия.

Остальные параметры по умолчанию.

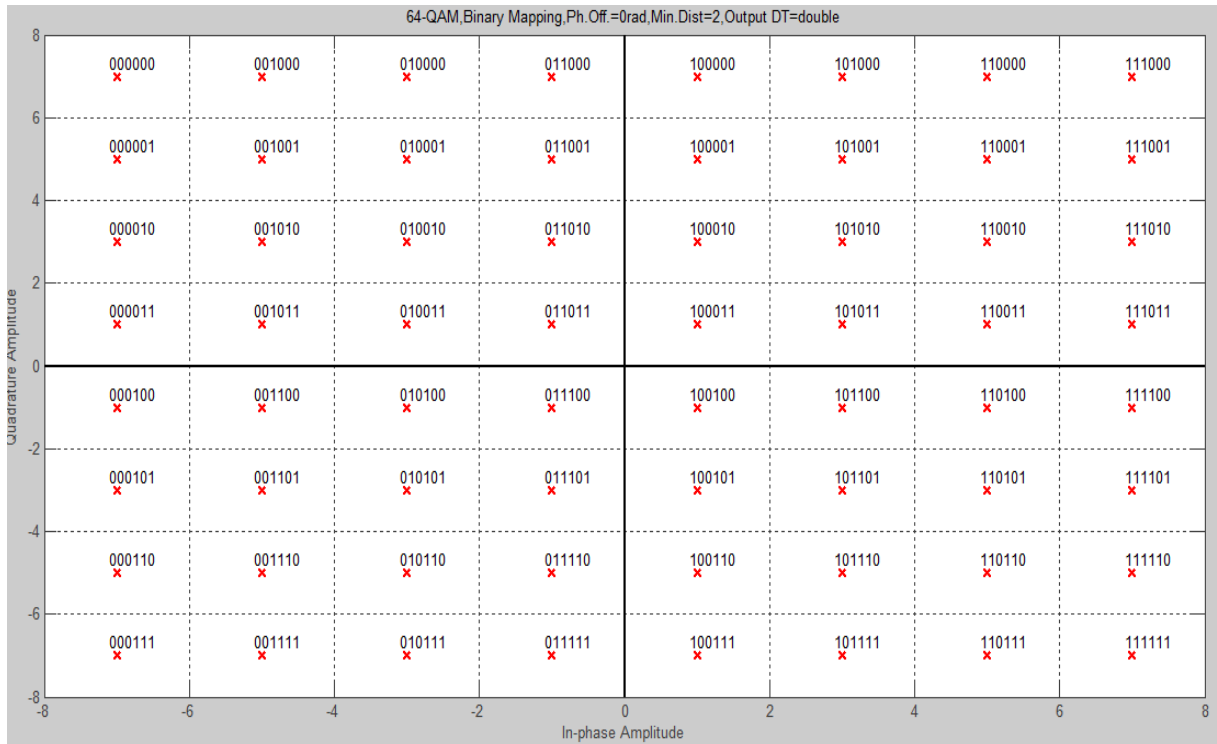


Рис. П1.84. Диаграмма построения созвездий

AWGN Channel (Канал связи) – добавляет «белый» гауссовский шум в канале.

«Variance» - считывает параметр E_b/N_0 из блока Model Parameters.

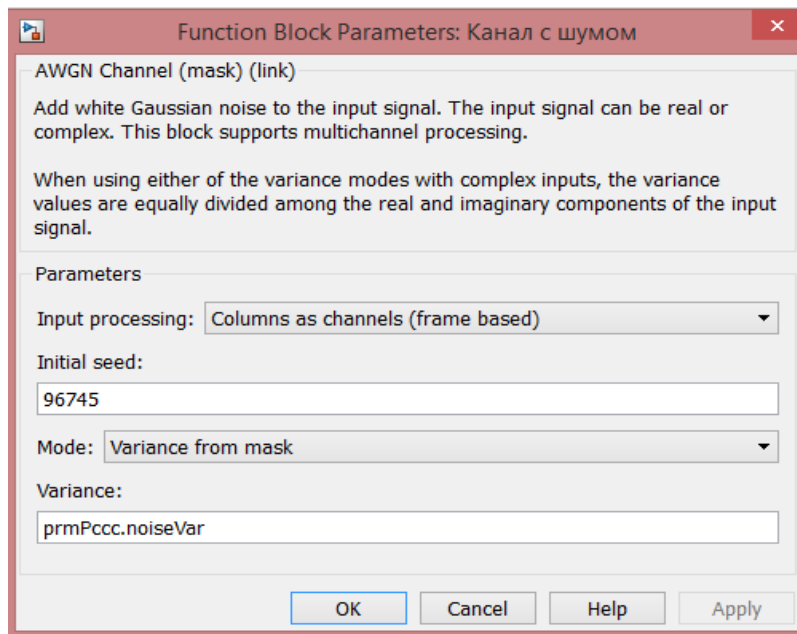


Рис. П1.85. Параметры блока «AWGN»

Discrete Time Scatter Plot Scope – Блок для отражения диаграммы созвездий.

Rectangular QAM Demodulator Baseband – демодулятор QAM-M, обладает теми же параметрами, что и модулятор.

Unipolar to Bipolar Converter – Преобразователь сигнала из однополярного в биполярный.

На вход турбо-декодера необходимо подавать биполярный сигнал.

Turbo Decoder – Турбо-декодер.

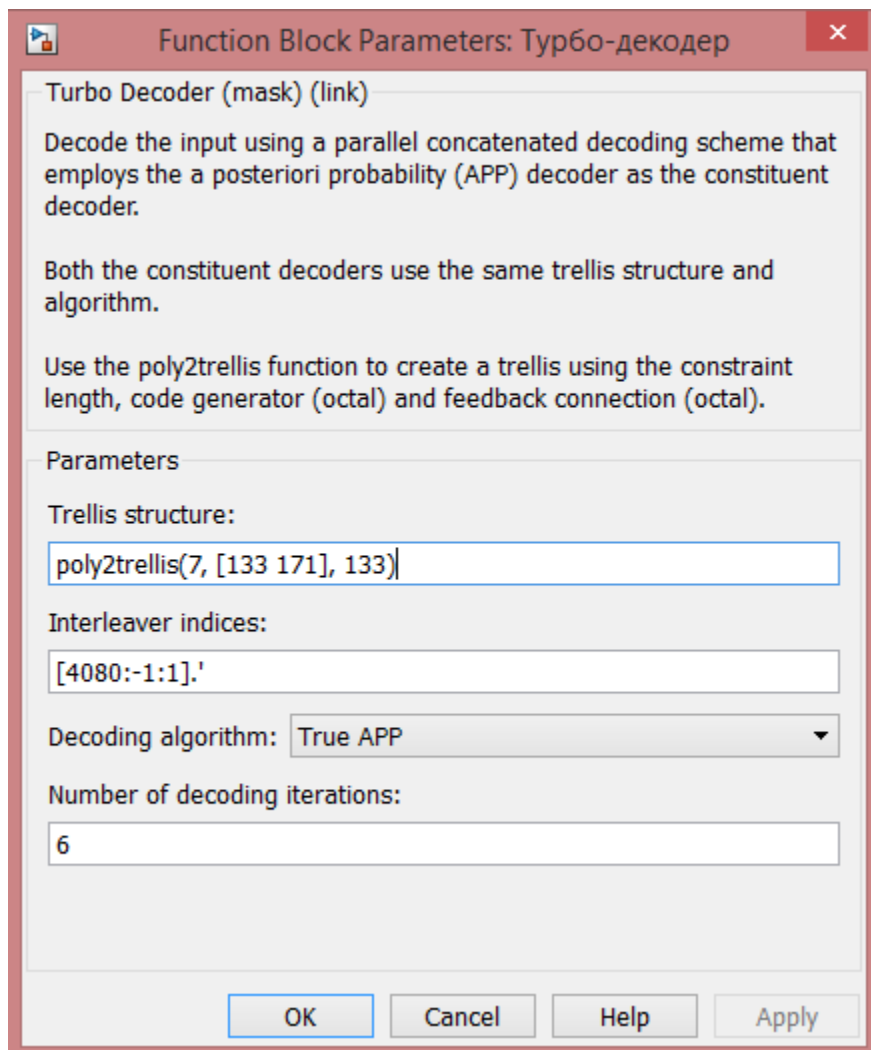


Рис. П1.86. Параметры блока «Turbo decoder»

Первые два параметра задаются аналогично параметрам кодера.

«Number of decoding iterations» – количество итераций декодирования. Декодирование в турбо-декодере происходит в несколько итераций. Чем больше итераций, тем точнее декодирование. Однако, большое количество не даёт результата, а лишь увеличивает длительность вычислений и может даже ухудшить помехоустойчивость.

Схема блока имеет следующую структуру:

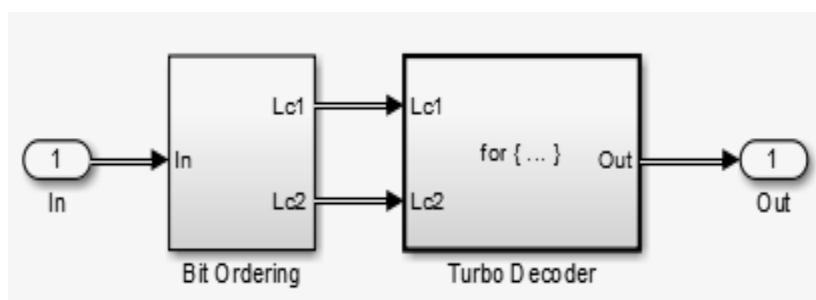


Рис. П1.87. Структура блока «Turbo-decoder»

«Bit Ordering» - Выстраивание потока бит в параллельный поток.

Схема самого турбо-декодера представлена на рисунке П1.88:

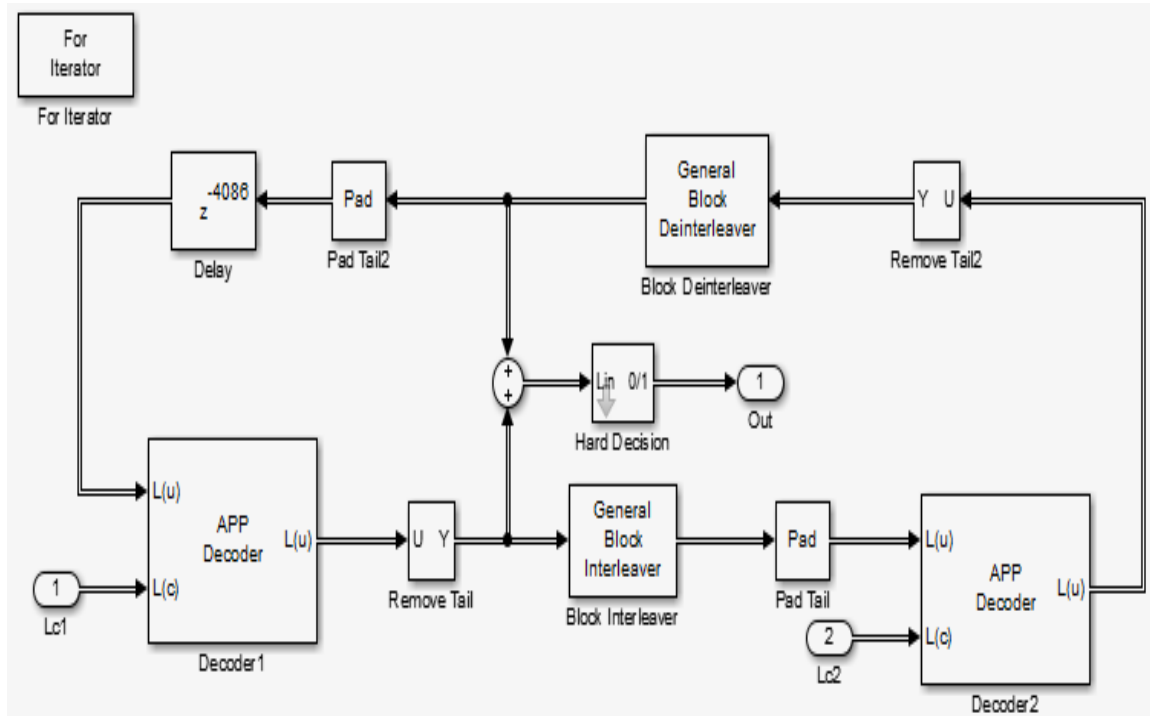


Рисунок П1.88. Схема турбо-декодера

Декодер имеет сложную структуру. Параллельный поток приходит на входы (1) и (2). Данные с входа (2) декодируются и поступают на вход блока на деперемежител. Затем данные поступают на сумматор и через задержку на декод «Decoder1». Выход этого декодера поступает на сумматор и на перемежител, данные с которого поступают на второй декодер. Таким образом, декодеры влияют друг на друга и помехоустойчивость и сумма их выходных значений поступает на блок принятия жёстких решений «Hard Decision». Операция декодирования повторяется столько раз, сколько указано в блоке турбо-декодера в параметре «количество итераций».

Binary Input RS Decoder – декодер Рида-Соломона. Параметры и структура аналогична блоку кодера.

Error Rate Calculation – вычислитель ошибок между переданной и принятой последовательностью.

Display - дисплей, отражающий ошибки.

Исследование каскадных кодов

1. Спроектированна модель передачи данных демонстрирует работу каскадного кодирования. Данная модель позволяет исследовать применение последовательно-

параллельного кодирования на примере использования кодера Рида-Соломона (внешний код) и Турбо-кодера (внутренний код), а также позволяет исследовать исправляющую способность кодов для разных видов модуляции и сравнить её характеристики с работой указанных выше кодеров в отдельности.

2. В качестве турбо-кода используются два параллельных свёрточных кодера с треллис-модуляцией (для ускорения передачи данных).

На рисунке П1.89 представлен график зависимости битовой вероятности ошибки (BER) от отношения сигнал/шум в канале (SNR) для разных видов модуляции:

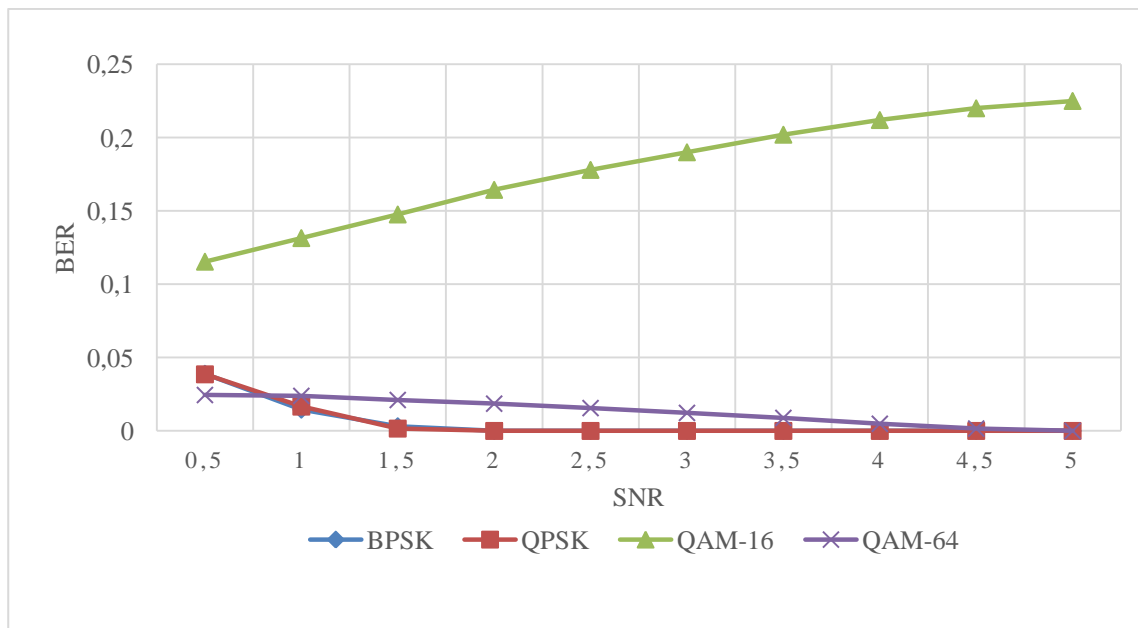


Рис. П1.89. График зависимости BER от SNR для разных видов модуляции

Из рисунка П1.89 можно заметить, что зависимость BER от SNR является неправильной в явном виде. Предположительно, данное явление связано с ошибочным программным кодом самого блока QAM-Modulator, поэтому данную зависимость рассматривать не будем. На рисунке П1.90 представлен график зависимости BER от SNR в каскадных кодах для видов модуляции BPSK, QPSK и QAM-64:

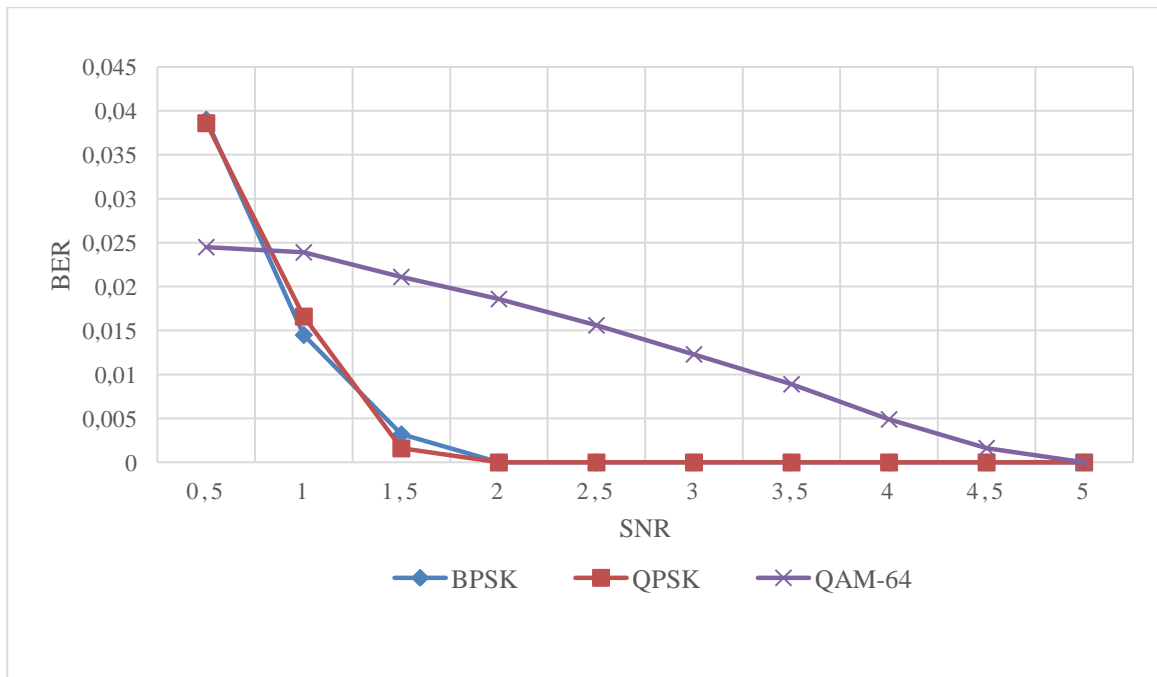


Рис. П1.90. График зависимости BER от SNR для разных видов модуляции

На рисунке П1.91 представлена диаграмма созвездий QAM-64 сигнала на выходе передатчика:

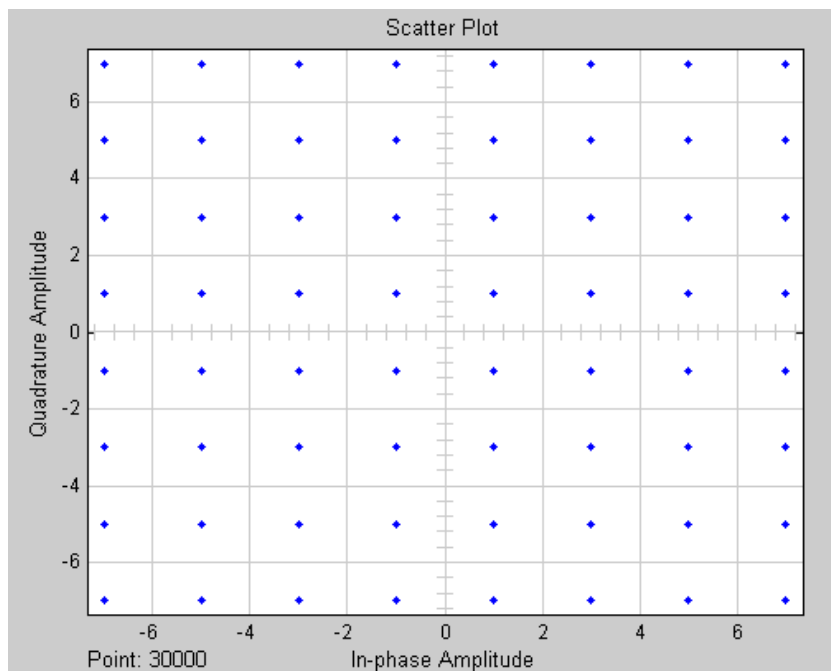


Рис. П1.91. Диаграмма созвездий QAM-64 сигнала на выходе передатчика

На рисунке П1.92 представлена диаграмма созвездий QAM-64 сигнала на приёмном конце после канала с шумом (SNR = 3 дБ) :

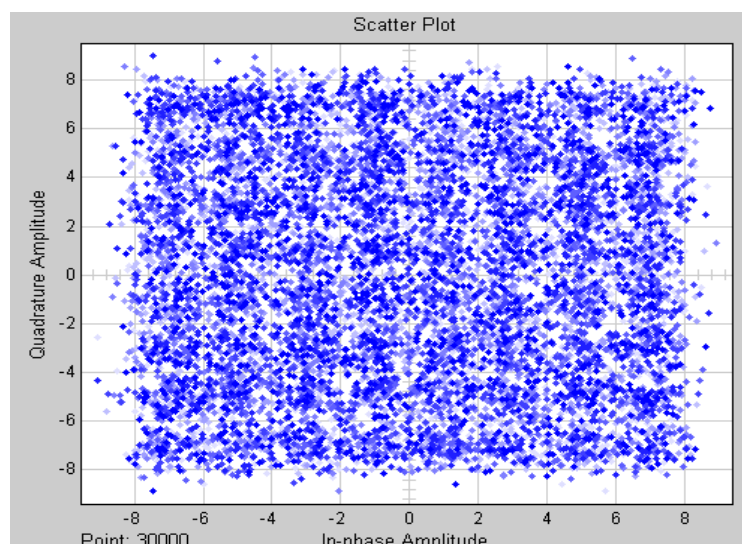


Рис. П1.92. Диаграмма созвездий QAM-64 сигнала на входе приёмника

На рисунке П1.92 представлена диаграмма созвездий QAM-64 сигнала после исправления ошибок каскадным декодером ($\text{SNR} = 3$ дБ) :

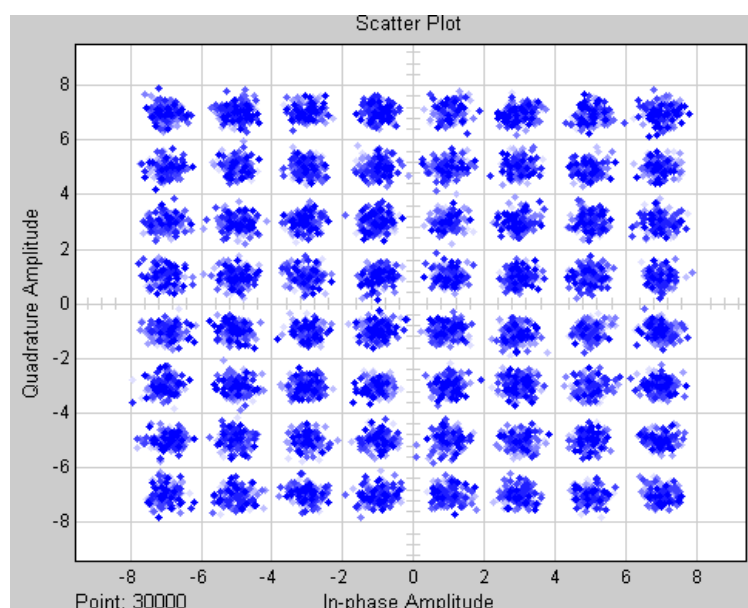


Рис. П1.93. Диаграмма созвездий QAM-64 сигнала после декодирования

На рисунке П1.94 представлены временные формы сигнала QAM-64 с каскадным кодированием ($\text{SNR} = 3$ дБ) :

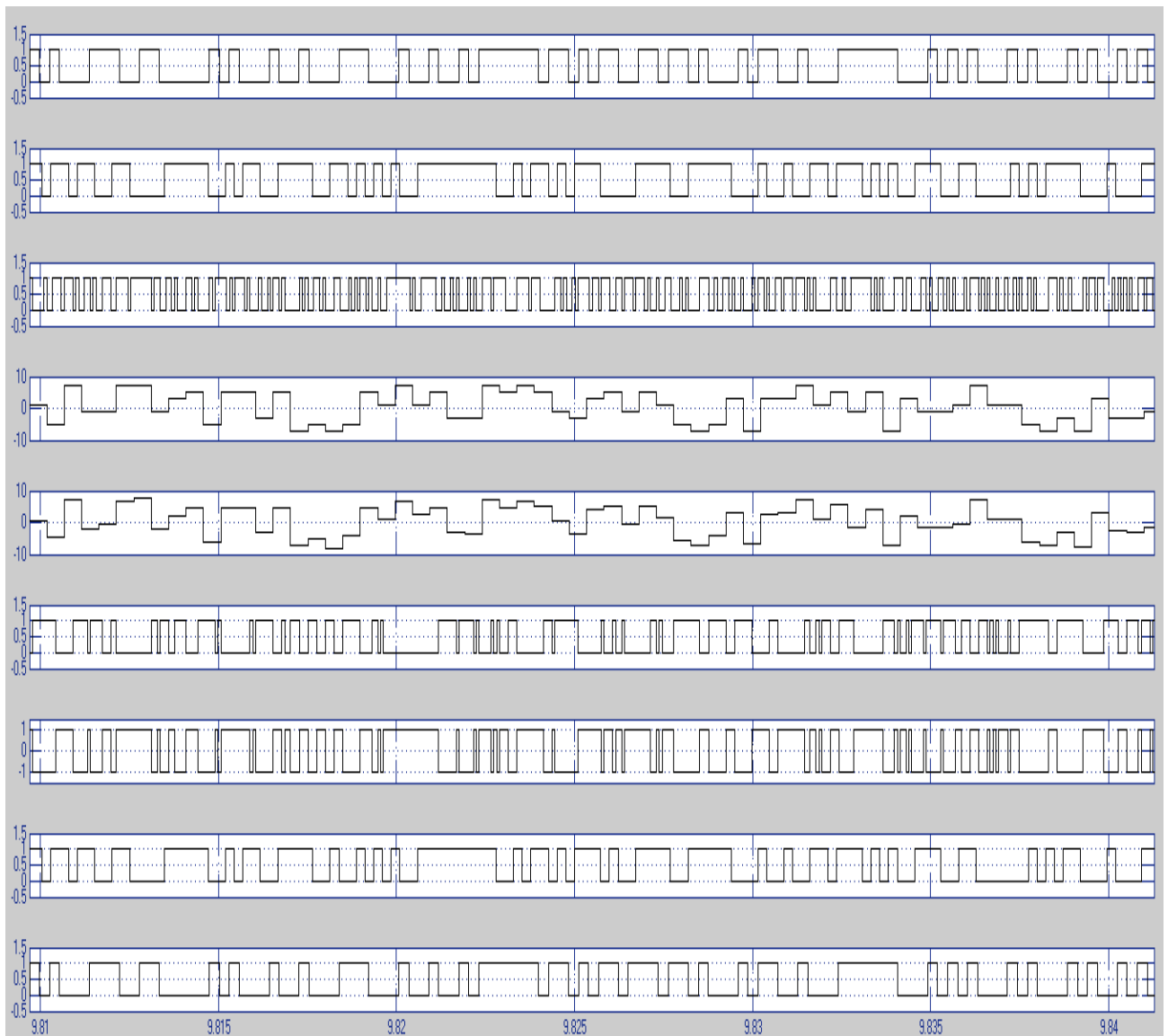


Рис. П1.94. Временные формы сигналов (сверху вниз):

- 1) на выходе генератора псевдослучайной последовательности;
- 2) на выходе внешнего кодера (РС);
- 3) на выходе внутреннего кодера (турбо-кодера);
- 4) на выходе QAM-модулятора;
- 5) на входе QAM-демодулятора;
- 6) на выходе QAM-демодулятора;
- 7) на выходе преобразователя сигнала из однополярного в биполярный;
- 8) на выходе внутреннего декодера (турбо-декодера);
- 9) на выходе внешнего декодера (РС).

На рисунке П1.95 представлен график зависимости BER от SNR при модуляции QAM-64 для каскадного кода, внешнего кода и внутреннего кода:

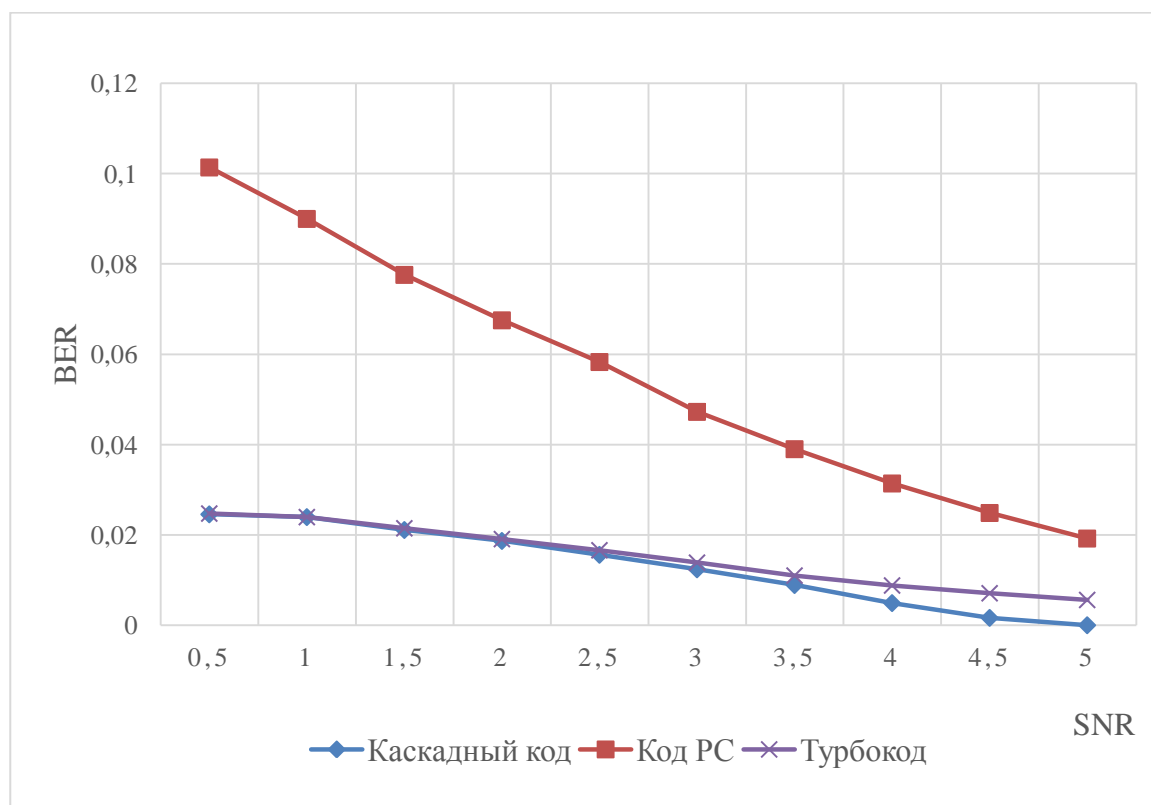


Рис. П1.95. График зависимости BER от SNR для каскадного кода, кода Рид-Соломона и турбокода

Как видно из рисунка П1.95, применение каскадного кодирования неоправданно по сравнению с применением простого турбокодирования, однако он имеет гораздо лучшую характеристику, чем применение простого помехоустойчивого кодирования (РС).

Также данная модель позволяет исследовать исправляющую способность каскадного кода в зависимости от количества итераций декодирования (рисунок П1.96).

Как видно из графика, повышение количества итераций декодирования не улучшает помехоустойчивость, а даже делает её чуть хуже, и, к тому же, приводит к повышению времени декодирования каждой посылки, кратное количеству этих итераций.

Можно сделать предположение, что повышение количества итераций необходимо при увеличении размера фрейма.

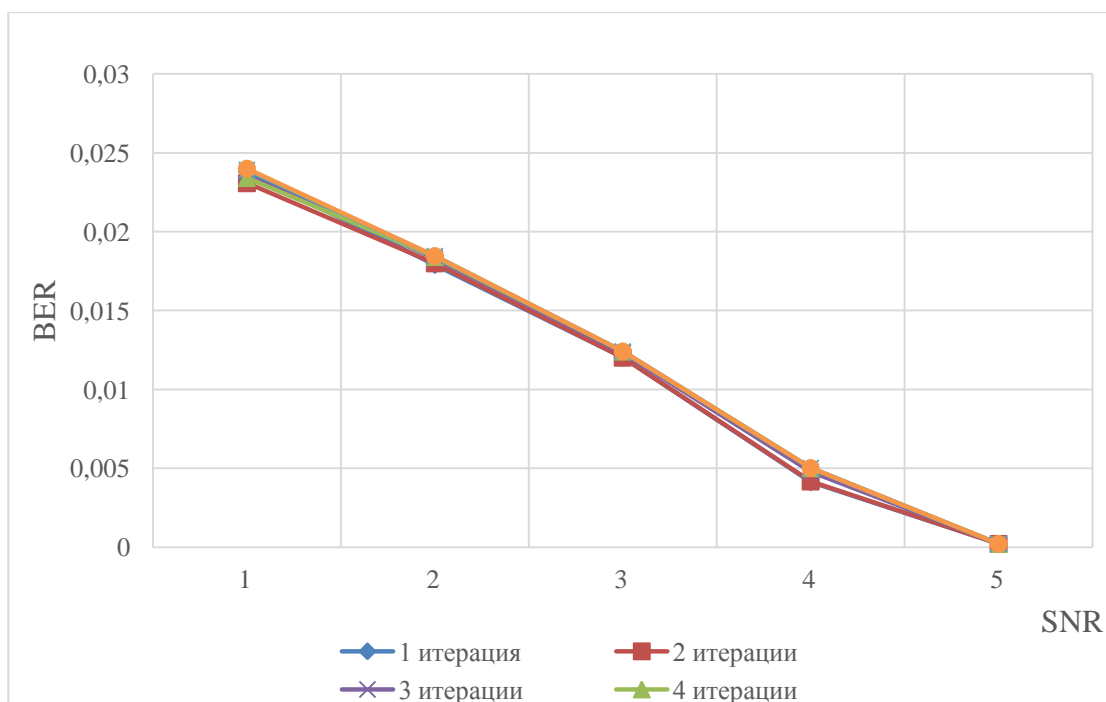


Рис. П1.96. График зависимости BER от SNR для разных значений количества итераций декодирования при количестве переданных символов

В результате работы спроектированы модель исследования каскадных кодов.

Модель позволяет исследовать работу каскадных кодов. В качестве внешнего кода используется код Рида-Соломона, в качестве внутреннего – Турбо-код на базе свёрточного кодирования и треллис-модуляции. Данная модель позволяет исследовать зависимость битовой вероятности ошибки (BER) системы от отношения сигнал/шум (SNR) в канале.

Получены следующие результаты и выводы:

Как видно из рисунка П1.95, применение каскадного кодирования неоправданно по сравнению с применением простого турбо-кодирования.

Повышение количества итераций декодирования не улучшает помехоустойчивость при одинаковой характеристике канала, и, к тому же, приводит к повышению времени декодирования каждой посылки, кратное количеству этих итераций.

Повышение количества итераций необходимо при изменении параметров канала.

Эффективность от применения каскадного кодирования заметна лишь при значительном размере фрейма ($k > 10000$).

Методические указания позволяют использовать данные модели на лабораторных работах студентами для исследования помехоустойчивых кодов.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2. КОМПЬЮТЕРНЫЕ ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ

ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ № 1

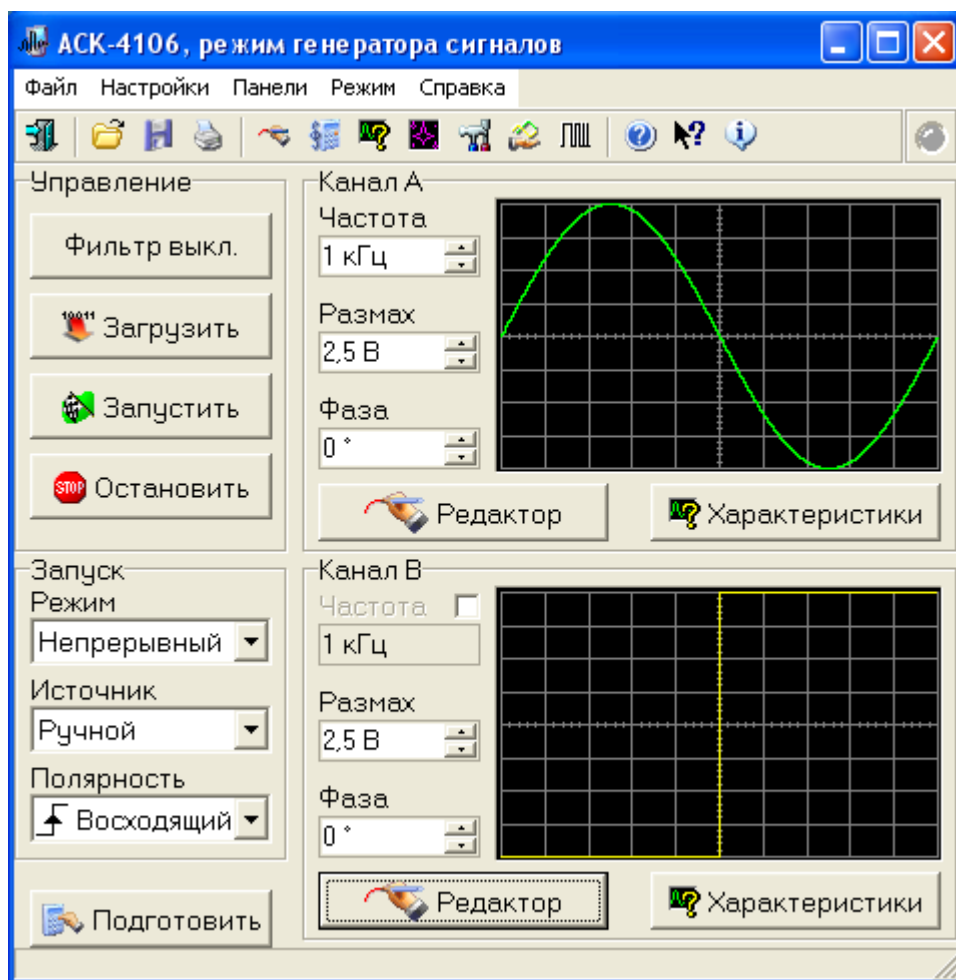
СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ И ОБРАБОТКИ РЕЗУЛЬТАТОВ НА БАЗЕ ВИРТУАЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

(Комплекс для измерения характеристик испытываемого устройства на основе АСК-4106)


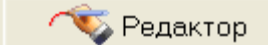
Описание программной части АСК на примере комбинированного прибора-приставки АСК-4106

Работа с генератором сигналов АСК-4106

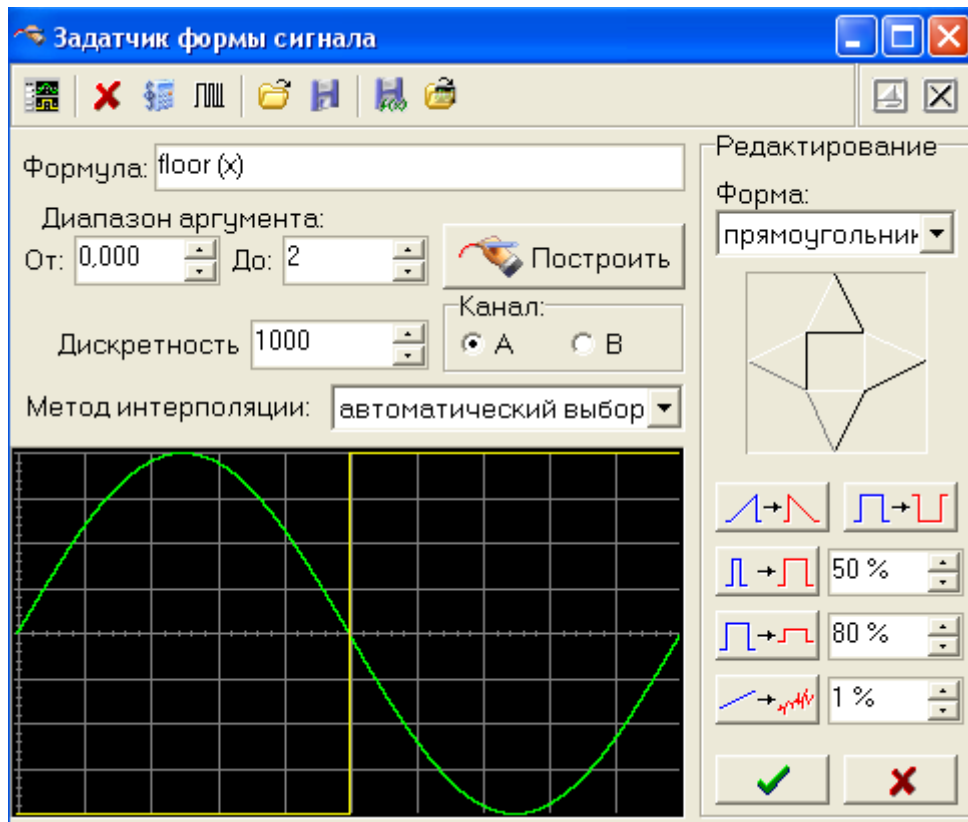
Чтобы начать работу с режима генератора, откройте меню «Пуск→Программы→АКТАКОМ→АСК-4106» и запустите программу «АСК-4106 Генератор сигналов». На экране появится главная панель программы генератора.



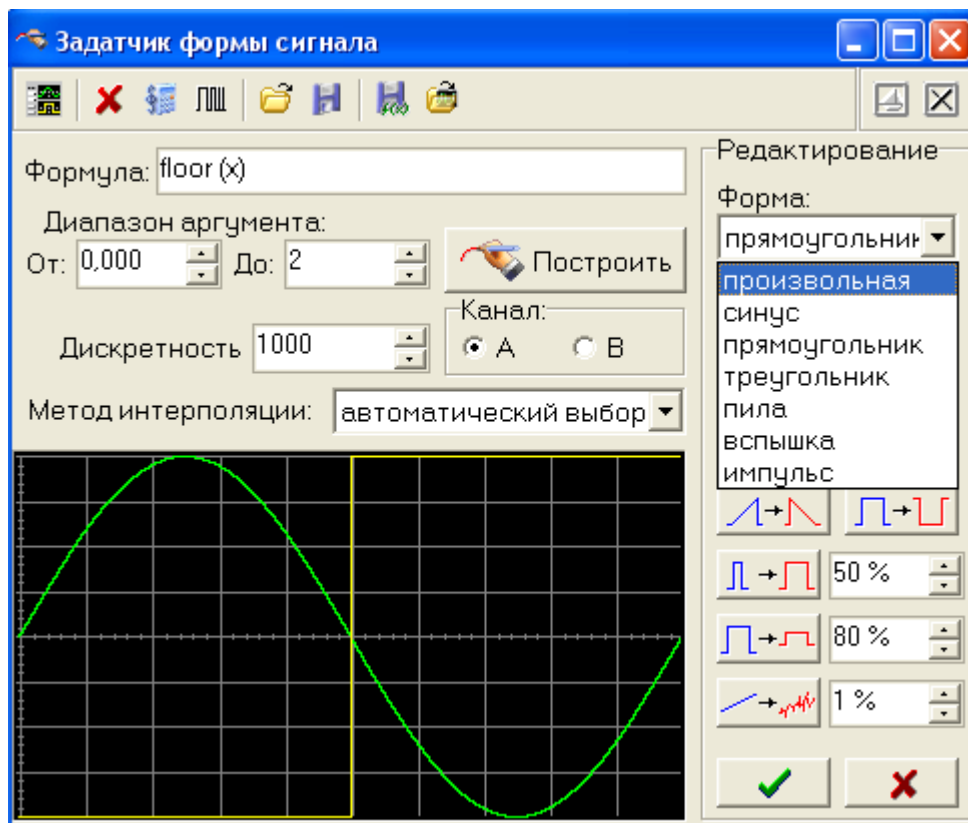
Чтобы задать сигнал требуемой формы:

1. Вызовете панель редактора сигнала, нажав кнопку  или  на главной панели;

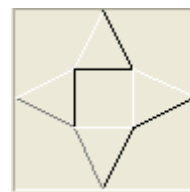
2. На панели редактора сигнала выберите канал, форму сигнала которого требуется задать;



3. Если требуется стандартная форма сигнала (синус, прямоугольник, треугольник и т.п.), задайте её в окне «Форма»;





4. Если требуется нестандартная форма сигнала, то задайте ее (формулу) в окне формула, установите диапазон значений аргумента в окнах «От» и «До» графы «Диапазон аргумента», установите количество точек на период сигнала в графе «Дискретность» и выберите нужный метод интерполяции в окне «Метод интерполяции»;

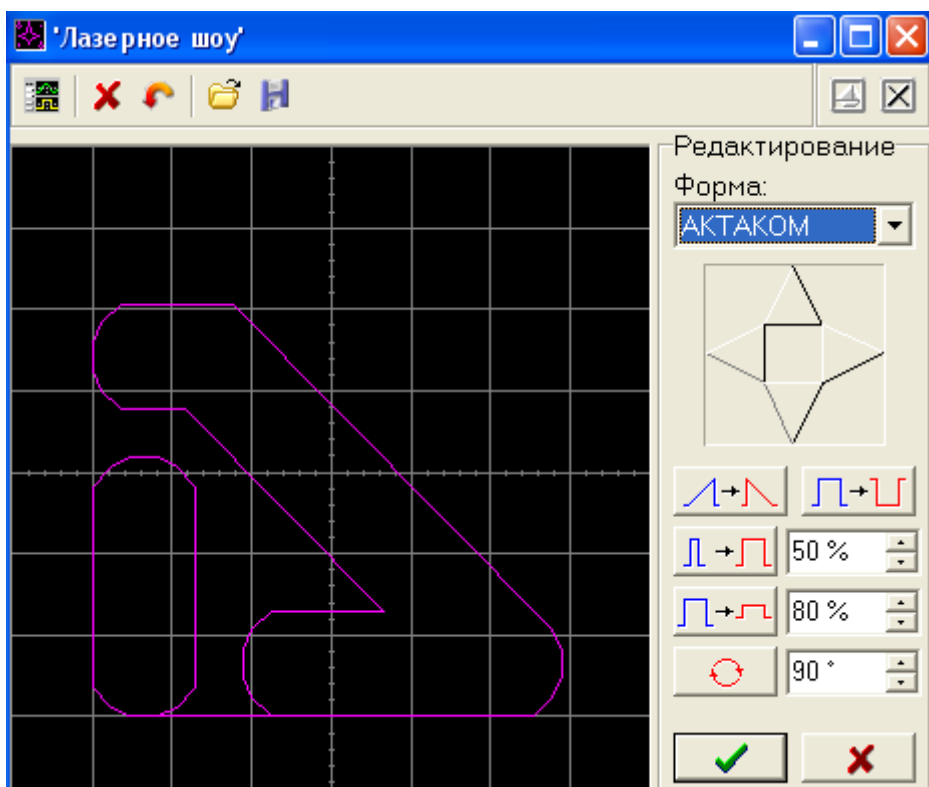




5. Также с помощью дополнительных кнопок можно произвести:  - сдвиг сигнала,  - горизонтальную инверсию,  - вертикальную инверсию,  - горизонтальное масштабирование,  - вертикальное масштабирование,  - добавить случайный шум.

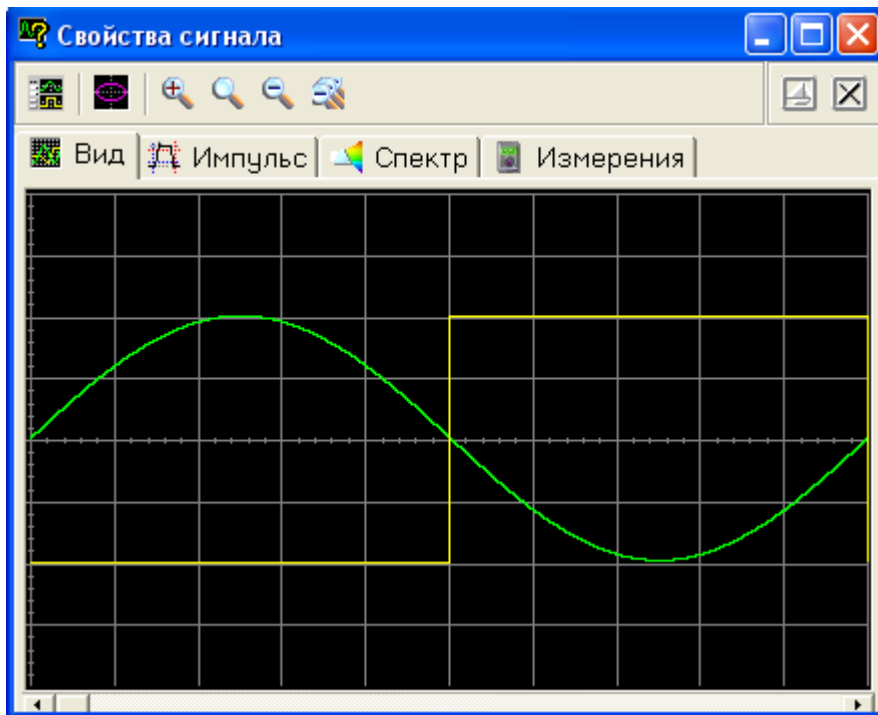
6. Нажмите кнопку  «Построить»;

7. После того как выбраны требуемые сигналы или сигнал, необходимо нажать на кнопку , чтобы запомнить полученный сигнал. При этом в основном окне главной панели и в окне редактора отобразится заданная форма сигнала для каждого канала;

8. Аналогично можно задать форму сигнала типа «фигура Лиссажу» произвольного вида, для этого необходимо включить панель «Лазерное шоу», нажав на кнопку  на главной панели.



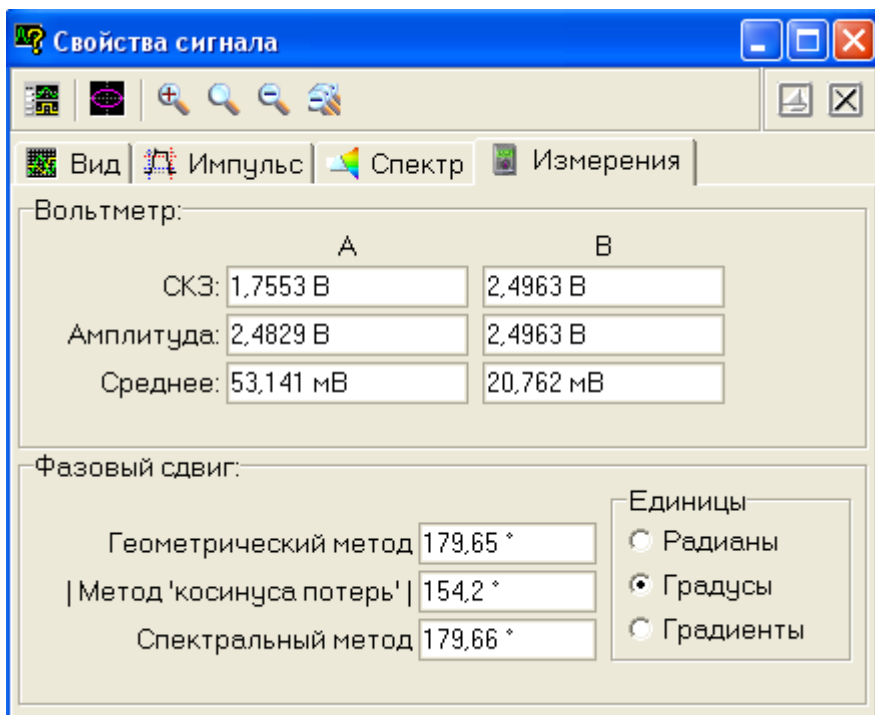
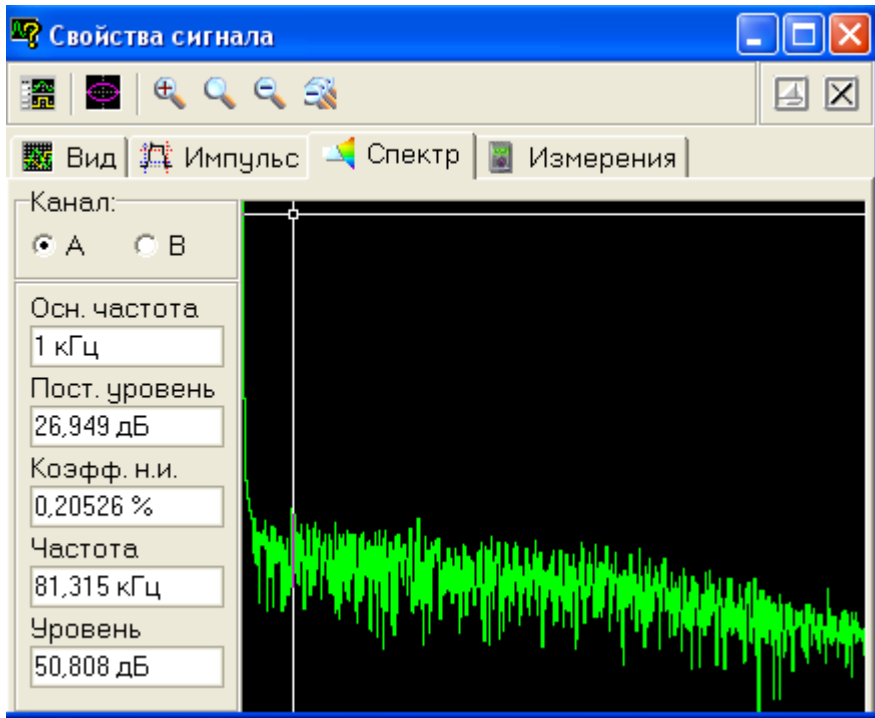
9. Для того чтобы просмотреть свойства заданных сигналов нажмите кнопку  Характеристики или  главной панели. При этом на ПК появится панель «Свойства сигналов», в этом окне пользователь может просмотреть результаты подготовки данных для загрузки в буфер прибора.




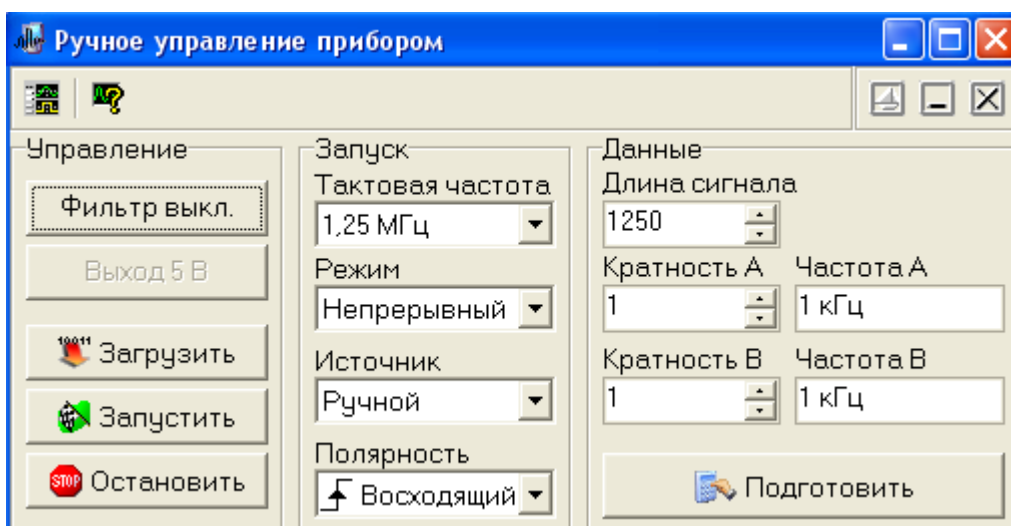
Канал: А В Статус: Параметры успешно определены

Параметры:

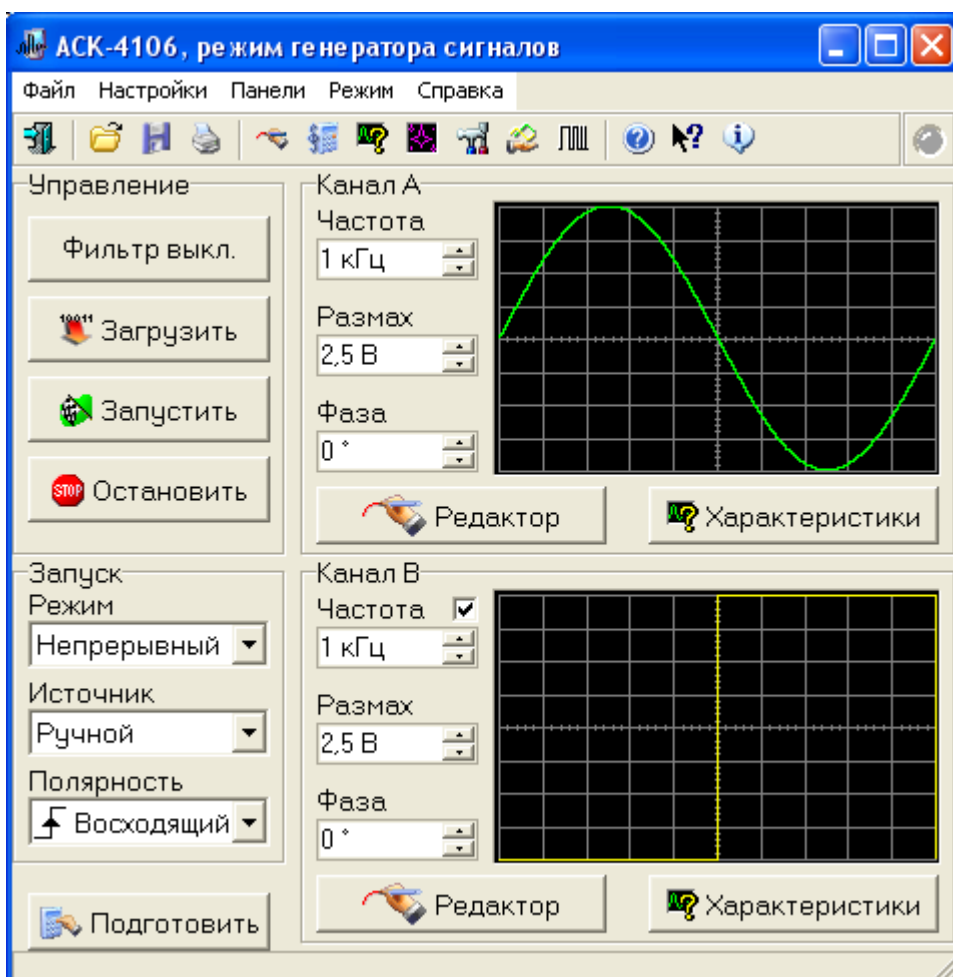
Амплитуда: 2,4795 В	Интервал (выб.): 1250
Размах: 2,4823 В	Кол-во периодов: 1
Пол. выброс, %: 0,072	Частота: 1 кГц
Отр. выброс, %: 0,039	Период: 1 мс
Медиана: 2,524 В	Дл. импульса: 498,77 мкс
Среднее: 2,5286 В	Отн. дл. импульса, %: 49,88
СКЗ: 1,5211 В	Вр. нарастания: 294,83 мкс
Ст. девиация: 877,07 мВ	Время спада: 294,83 мкс



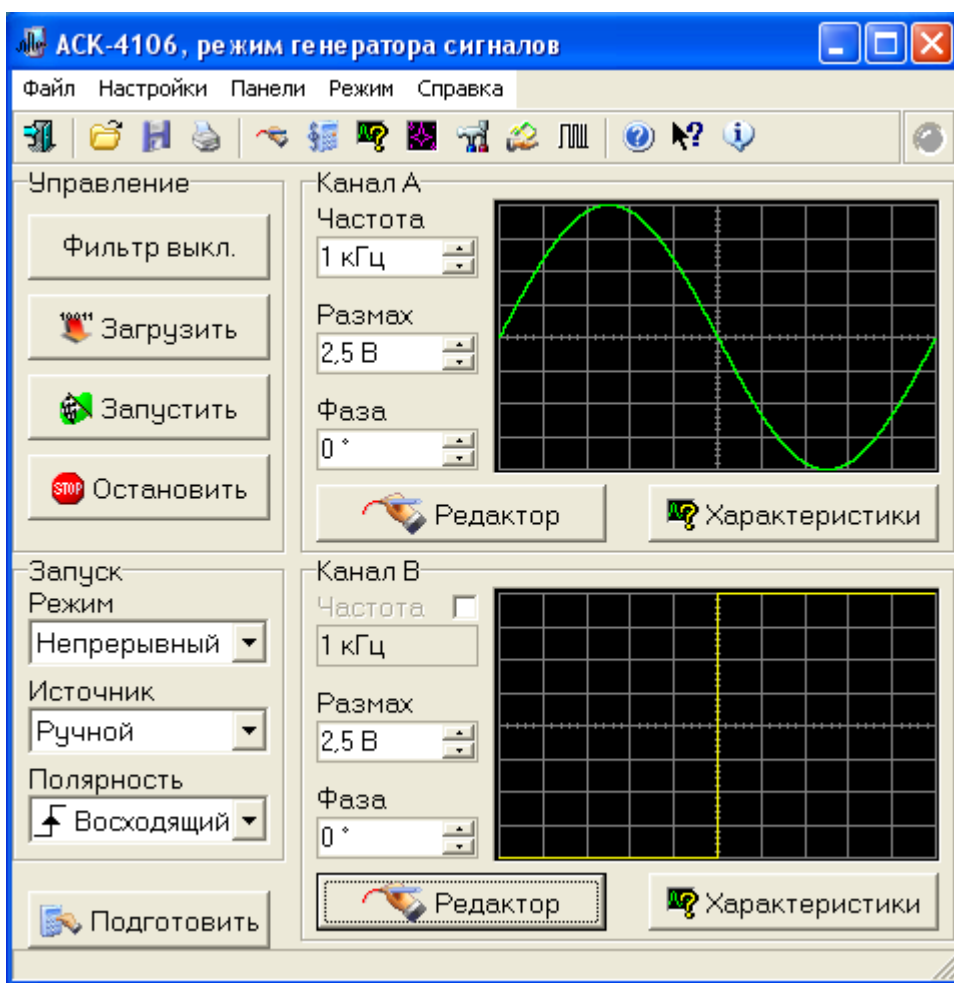
10. Чтобы избежать автоматической корректировки данных, необходимо воспользоваться возможностью ручного управления. Можно вручную выставить все, включая скрытые, параметры сигналов в явном виде, не полагаясь на работу автоматики. Для этого используется панель ручного управления прибором, которая открывается при помощи кнопки  на панели управления.

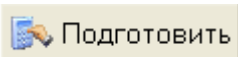
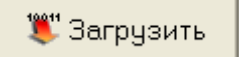


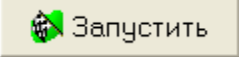
11. После выбора и сохранения шаблона формы сигнала на главной панели нужно установить частоту сигнала (от 100 мГц до 10 МГц), величину размаха (в вольтах), фазу (в градусах).



12. Для получения на обоих каналах сигналов одинаковой частоты (при этом формы сигналов могут быть различными) необходимо убрать галочку в окне «Частота» канала «В»



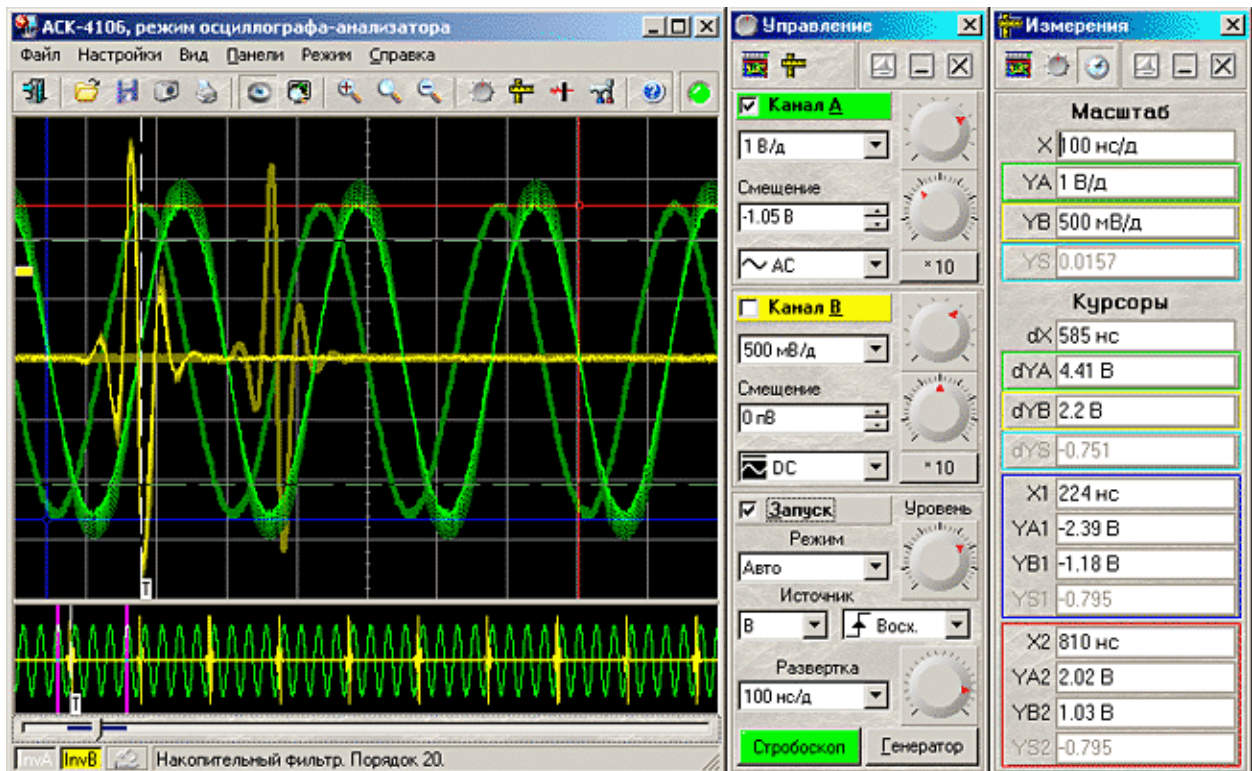
13. После того как все необходимые параметры были выставлены, последовательно нажмите кнопки  и  для подготовки и загрузки данных.

14. Для запуска генерации сигнала нажать кнопку . В результате на выходе соответствующего канала появится сигнал с заданными параметрами, который можно наблюдать, подключив выходы генератора к входам осциллографа.

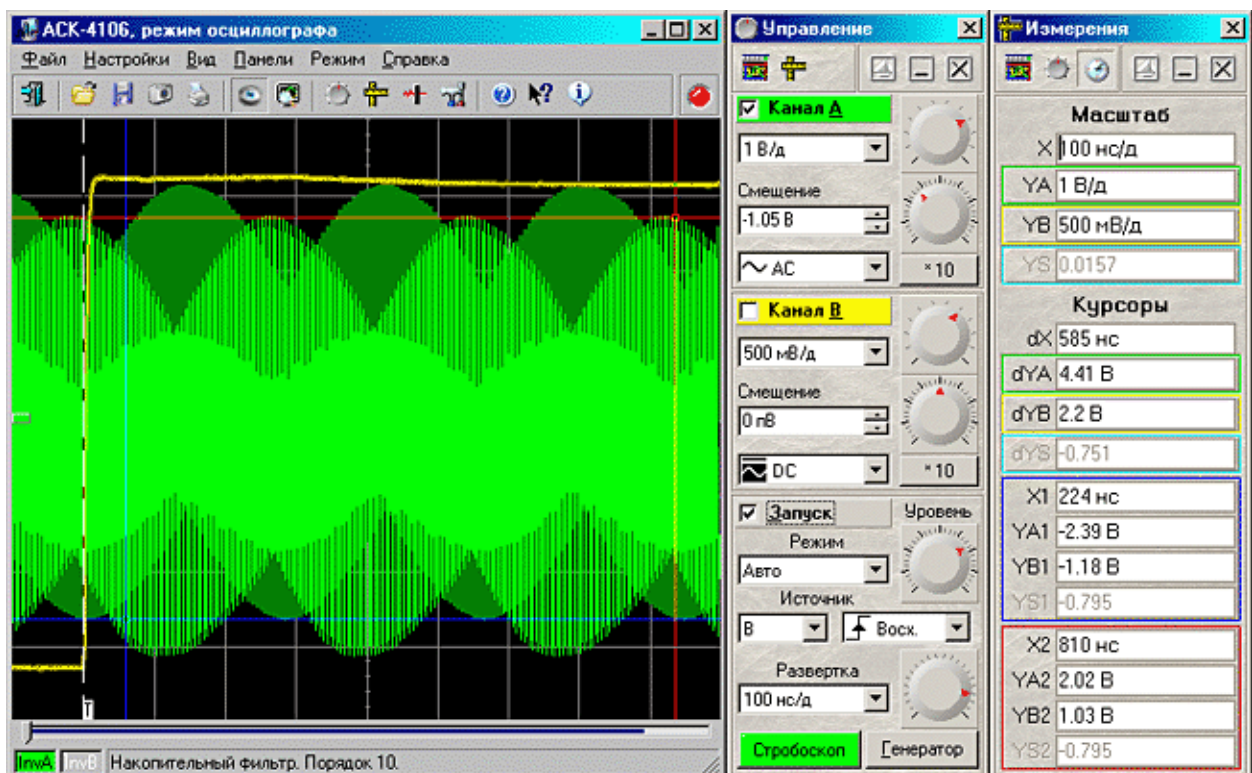
Работа с осциллографом АСК-4106

Чтобы начать работу с режима осциллографа, откройте меню «Пуск→Программы→АКТАКОМ→АСК-4106» и запустите программу «АСК-4106 Осциллограф» или «АСК-4106 Осциллограф-анализатор». На экране появится главная панель программы.

Для осциллографа-анализатора




Для осциллографа



Примечание: При отсутствии ключа активации осциллограф-анализатор будет работать только в режиме эмуляции.

Для того чтобы наблюдать сигналы:

1. На панели управления, которая появляется справа при запуске программы (по умолчанию), либо с помощью кнопки  на главной панели.

- Выберите канал(ы) для наблюдения сигнала, установив галочку в окне «Канал А» и/или «Канал В»;

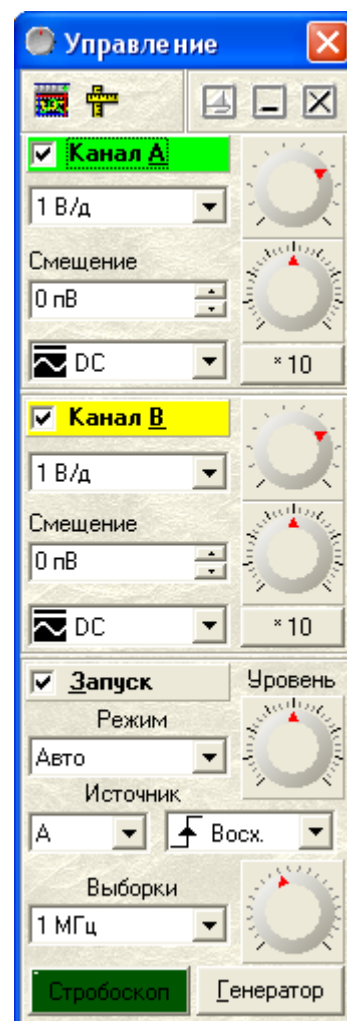
- Выберите вид связи с источником сигнала: «DC», «АС» или «50 Ом» ;


- Установите желаемый источник запуска в окне «Источник»;

- Убедитесь в том, что установлена галочка в окне «Запуск»;

- Выберите режим запуска «Авто» в окне «Режим»;

- Установите нарастающий или спадающий фронт сигнала;



2. На главной панели нажмите кнопку  автонастройки на сигнал.

После этого на экране главной панели будет отображаться входной сигнал, а в окнах панели управления - основные установки прибора: коэффициент чувствительности и развертки. Вы можете изменить их по своему усмотрению.

СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ И ОБРАБОТКИ РЕЗУЛЬТАТОВ НА БАЗЕ ВИРТУАЛЬНЫХ ПРИБОРОВ (Комплекс для измерения характеристик испытываемого устройства на основе АСК-4106)

Система обработки построена на основе комбинированного прибора АСК-4106 который может использоваться в качестве универсального измерительного комплекса. Совмещая под единым управлением компьютерной программы источник испытательных сигналов и прибор для их измерения, АСК-4106 позволяет в автоматическом режиме измерять амплитудно-частотные, амплитудные, фазо-частотные и переходные характеристики испытываемого устройства. Что позволяет нам создать аппаратно - программное средство защиты информации в сетях и системах радиосвязи дающего возможность заниматься обработкой результатов измерения характеристик радиочастотных модулей на базе виртуального прибора.

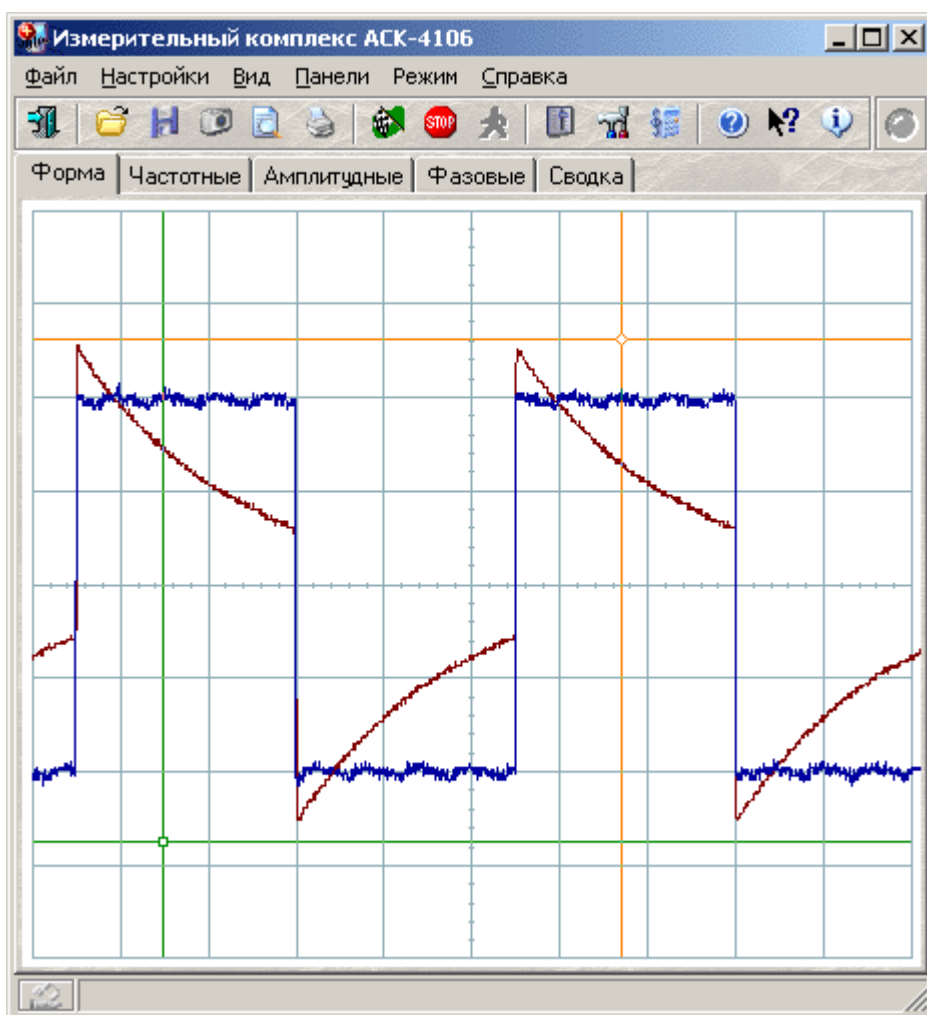
МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ



Прибор комбинированный АСК-4106 (далее — прибор) сочетает возможности осциллографа двухканального цифрового запоминающего и генератора сигналов произвольной формы двухканального цифрового. Прибор работает совместно с компьютером по интерфейсам USB 1.1 или LPT в режиме EPP.

Работа с измерительным комплексом АСК-4106

Чтобы начать работу с режима измерительного комплекса, откройте меню «Пуск→Программы→АКТАКОМ→АСК-4106» и запустите программу «АСК-4106 Измерительный комплекс». На экране появится главная панель программы измерительного комплекса.



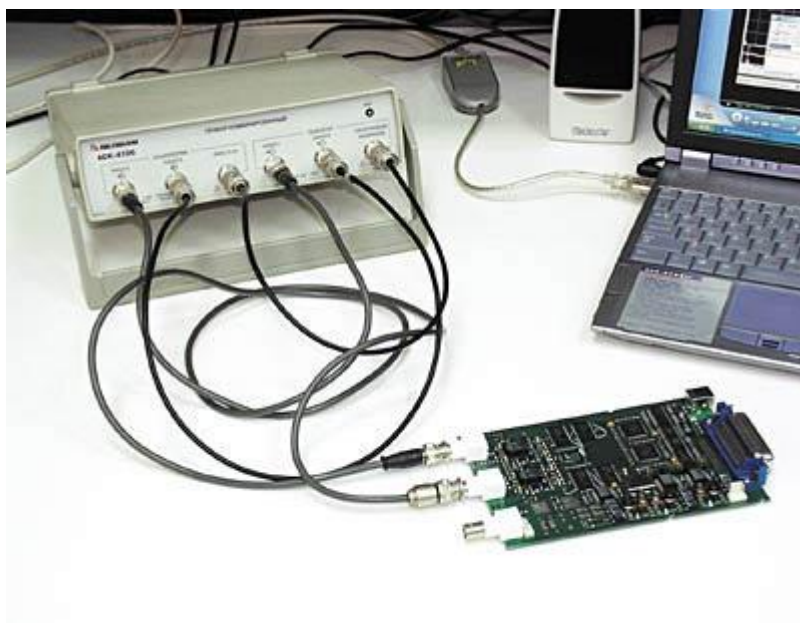
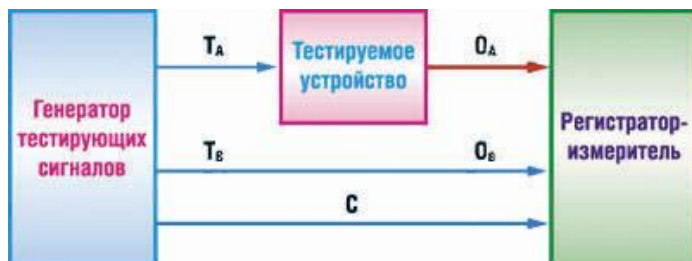
Назначение

Программа «Измерительный комплекс АСК-4106» предназначена для автоматического измерения комплекса характеристик различных радиоэлектронных устройств. Программа позволяет снимать амплитудные, амплитудно-частотные, фазо-частотные и переходные характеристики тестируемого устройства. Для формирования входных тестовых сигналов используется модуль генератора АСК-4106, для измерения выходных сигналов — модуль осциллографа АСК-4106. Программа осуществляет одновременное управление обоими модулями в автоматическом режиме.

Общие принципы работы прибора

На вход исследуемого устройства (ИУ) с выхода соответствующего генератора подается воздействие в виде тестирующего сигнала с необходимыми параметрами (T_A). С выхода ИУ с помощью соответствующего регистратора (измерителя) снимается результат такого воздействия — отклик (O_A) и анализируются числовые значения выбранного параметра или характеристики. Для того чтобы скомпенсировать собственные искажения прибора

(например, неравномерность АЧХ осциллографа), идентичный испытательный сигнал (T_B) подается также с канала В генератора напрямую на канал В осциллографа. Теперь, сравнивая измеренные сигналы по обоим каналам (O_A и O_B), обнаружим только влияние ИУ (пренебрегая тонкими различиями между каналами прибора). Регистратор синхронизируется с генератором с помощью канала С (см. ниже).



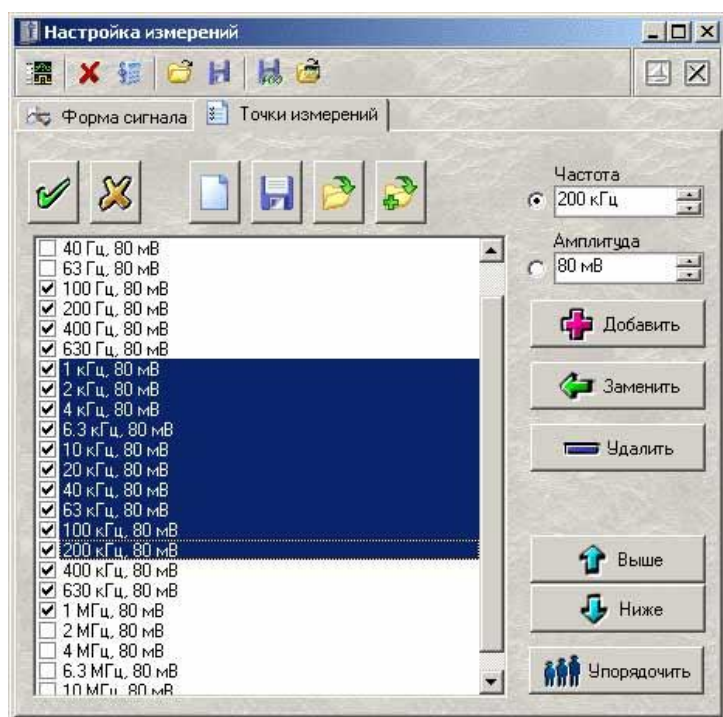
Для проведения измерений необходимо подключить, к прибору четыре соединительных радиокабеля используя все его измерительные разъемы.

- 1) Выход синхронизации модуля генератора (СИНХРОНИЗАЦИЯ ВХОД/ВЫХОД) напрямую соедините с входом синхронизации модуля осциллографа (ВНЕС. А и В).
- 2) Выход канала В модуля генератора напрямую соедините с входом канала В модуля осциллографа.
- 3) Выход канала А модуля генератора соедините со входом исследуемого устройства.
- 4) Выход исследуемого устройства соедините со входом канала А модуля осциллографа.

Траектории измерений

Для получения достаточно полной картины свойств испытываемого устройства, необходимо провести большое количество измерений при различных параметрах тестового сигнала. Соответственно, программа измерительного комплекса должна обеспечивать пользователя средствами описания такой последовательности сигналов для проведения всего комплекса испытаний <списком>. В программе АСК-4106 для этой цели вводится понятие

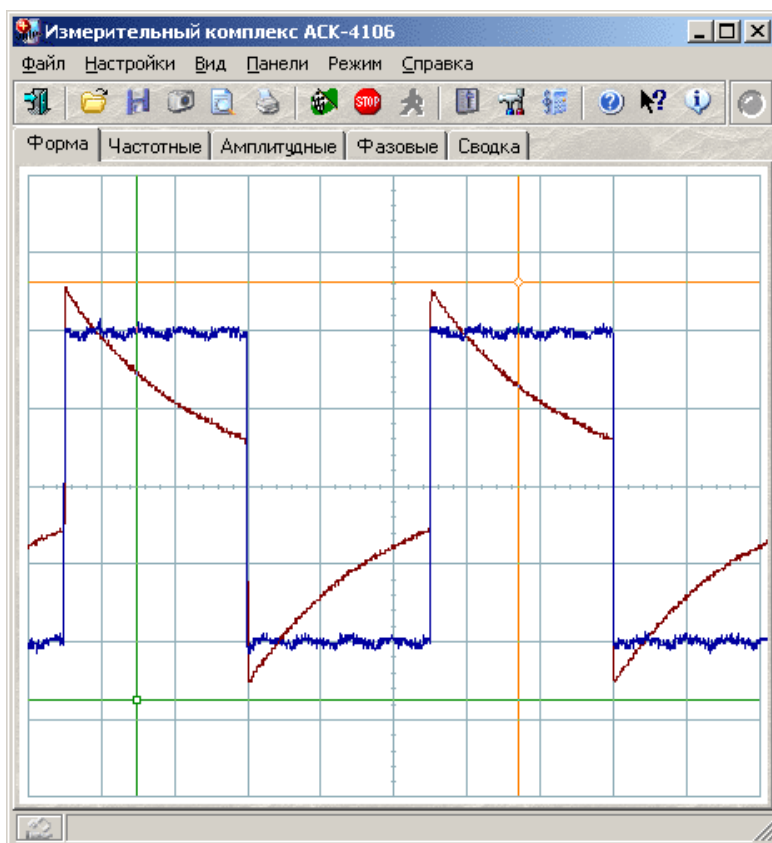
траектории измерений, в свою очередь представляющей собой последовательность точек измерений. Каждая точка измерений – это совокупность нескольких величин: частоты повторения испытательного сигнала, размаха напряжения, шаблона формы и флага использования этой точки при измерениях. Шаблон формы задает характер испытательного сигнала: синус, прямоугольник, дельта-импульс или любая произвольная форма. Флаг использования позволяет исключать данную точку из текущей серии измерений, не удаляя ее из траектории. Программа содержит удобные средства для работы с траекториями измерений. Пользователь может создавать новые траектории, сохранять их в файлы, загружать сохраненные, составлять новые траектории, соединяя несколько существующих траекторий, сортировать точки в составе траектории, вносить изменения в отдельные точки или в группы точек измерений и т. д.



Автоматические измерения и определяемые параметры сигналов

Подключив тестируемое устройство к прибору, и задав требуемую траекторию измерений, можно переходить непосредственно к процессу испытаний. Программа позволяет запустить измерения в автоматическом или пошаговом (полуавтоматическом) режиме. В обоих режимах программа последовательно генерирует испытательные сигналы (ИС), задаваемые очередной точкой траектории измерений (шаг измерений). На каждом шаге измерений программа автоматически устанавливает длину буфера данных и скорость развертки осциллографа в соответствие с периодом повторения ИС в текущей точке измерений, так, чтобы оказались захваченными несколько периодов ИС с достаточным временным разрешением. Далее автоматически подбираются оптимальные величины

усиления и смещений по обоим измеряемым каналам, проводя несколько настроечных захватов сигнала. После настройки осциллографа производится результирующий захват осциллограмм, по которым далее будут проводиться вычисления. Все осциллограммы, получаемые и для настройки, и для результирующих измерений, отображаются по мере захвата на вкладке <Форма> главного окна программы (рис. см. ниже). Изображения осциллограмм нужны только для визуального контроля оператора за качеством настройки прибора на сигнал, определение численных параметров измеренных сигналов проводится автоматически: программа сама выделяет в собранных данных целое число периодов повторения ИС. По каждому найденному периоду вычисляет размах сигнала, его среднеквадратическое значение, частоту и фазу, затем полученные величины усредняются по всем периодам. Результаты измерений сохраняются в таблице данных и отображаются в главном окне программы. Автоматический и полуавтоматический режимы отличаются только тем, что в пошаговом режиме программа после каждого шага измерений и вывода результатов останавливается, дает возможность, не спеша ознакомиться с полученными измерениями, и ожидает команды пользователя для начала следующего шага измерений, а в автоматическом — переход к следующему шагу производится сразу, без дополнительного подтверждения.



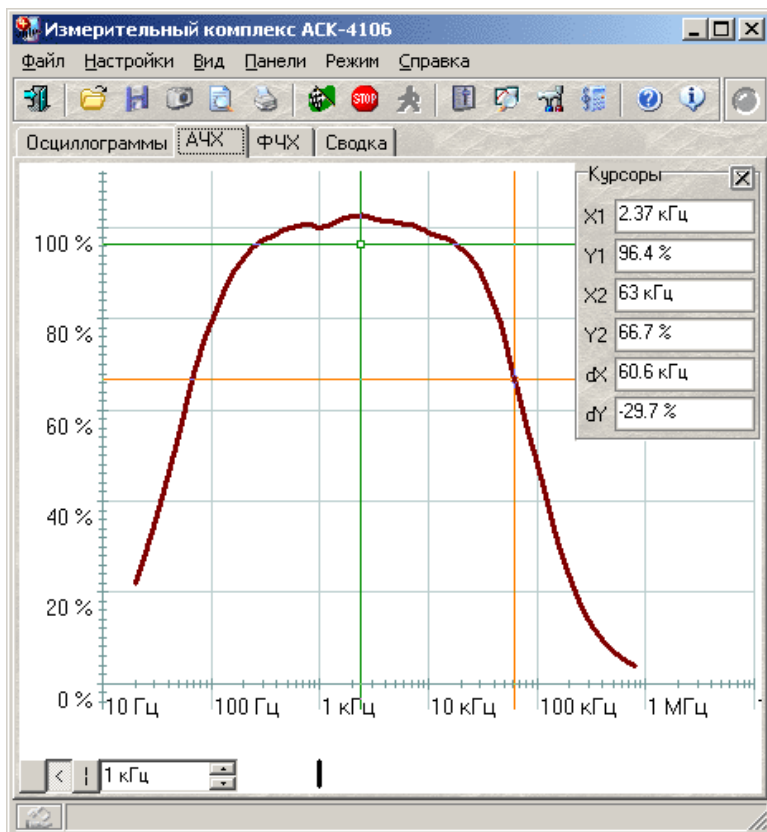
Представление результатов измерений

После определения параметров в очередной точке измерений, результаты заносятся в массив данных траектории и выводятся в графическом виде как амплитудно-частотная, амплитудная и фазо-частотная характеристики, а также в текстовом виде в таблице <Сводка измерений>.

Графики характеристик

Зависимость среднеквадратического значения амплитуды выходного сигнала от частоты входного сигнала (амплитудно-частотная характеристика, АЧХ) изображается на вкладке <Частотные>. Ось значений этого графика может работать в двух различных режимах. В первом режиме по этой оси откладывается измеренная величина коэффициента усиления (отношение СКЗ выходного сигнала к СКЗ входного сигнала), в линейном или логарифмическом масштабе. Во втором — дополнительно включается возможность использования опорного уровня: выводится отношение измеренного в данной точке коэффициента усиления к некоторому фиксированному уровню, либо определенному на указанной частоте, либо введенному в явном виде.

Вкладка амплитудно-частотные характеристики



Кроме обычных настроек (см. раздел <Настройка вида графиков>) этот график позволяет переключать различные режимы оси значений:

Коэффициент усиления — на шкале значений откладывается безразмерная величина отношения измеренных действующих значений напряжения сигнала реакции тестируемого устройства и сигнала тестового воздействия.

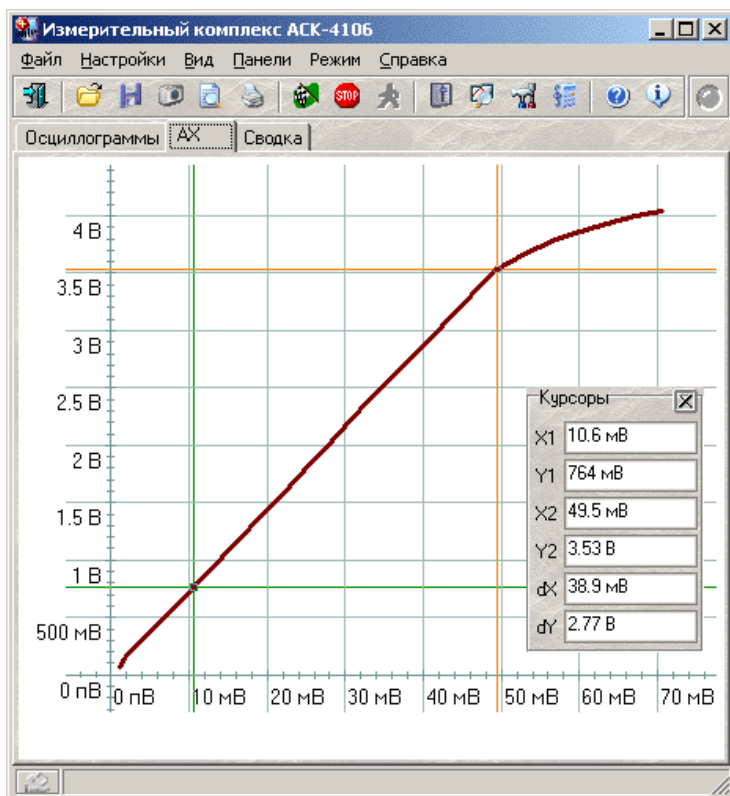
Логарифмическая шкала (дБ) — вместо коэффициента усиления откладывается его десятичных логарифм.

Нормировка по опорному уровню (%) — откладывается отношение величины коэффициента усиления в данной точке к другой фиксированной величине коэффициента усиления (заданной либо явно, либо измеренной на заданной частоте), выраженной в процентах.

Для выбора желаемого режима для шкалы значений графика АЧХ воспользуйтесь командой соответствующей командой меню <Вид> главной панели.

Вкладка амплитудные характеристики

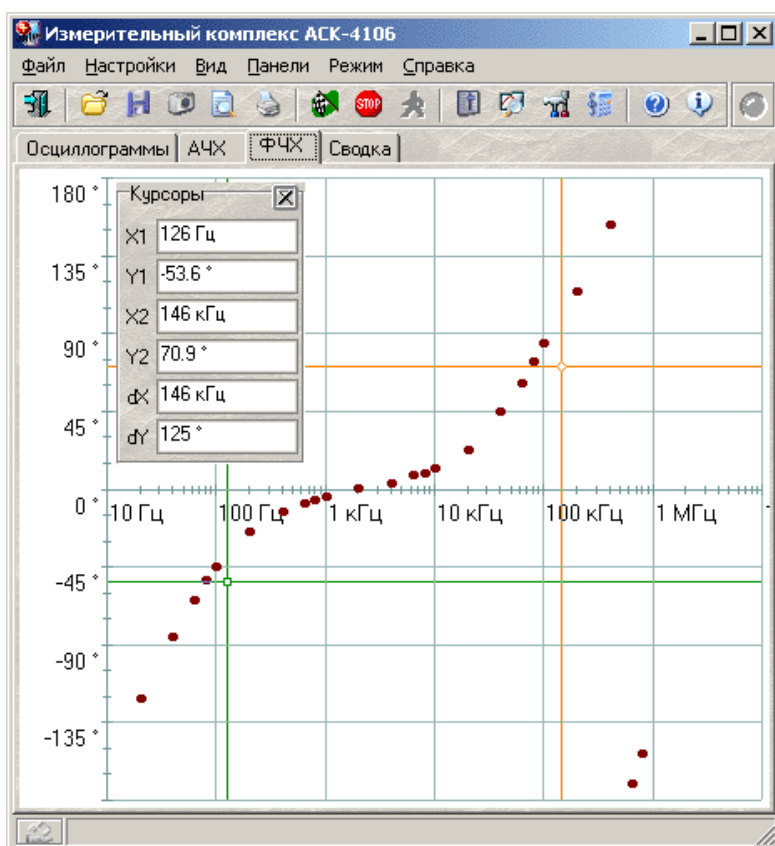
На вкладке «Амплитудные» отображается зависимость среднеквадратического значения амплитуды выходного сигнала от среднеквадратического значения амплитуды входного сигнала (амплитудная характеристика). Если текущая траектория измерений служит для измерения АЧХ и амплитуда входного сигнала поддерживается постоянной во всех измеряемых точках, этот график будет не слишком наглядным, представляя собой вертикальную линию. В этом случае пользователь может запретить программе, строить не нужный график. Это же относится и к графикам АЧХ и ФЧХ (см. ниже) при измерении амплитудной характеристики (когда измерения проводятся при фиксированной частоте ИС).



По оси ординат откладывается измеренное действующее значение напряжения сигнала тестового воздействия, по оси значений — измеренное действующее значение напряжения сигнала реакции тестируемого устройства.

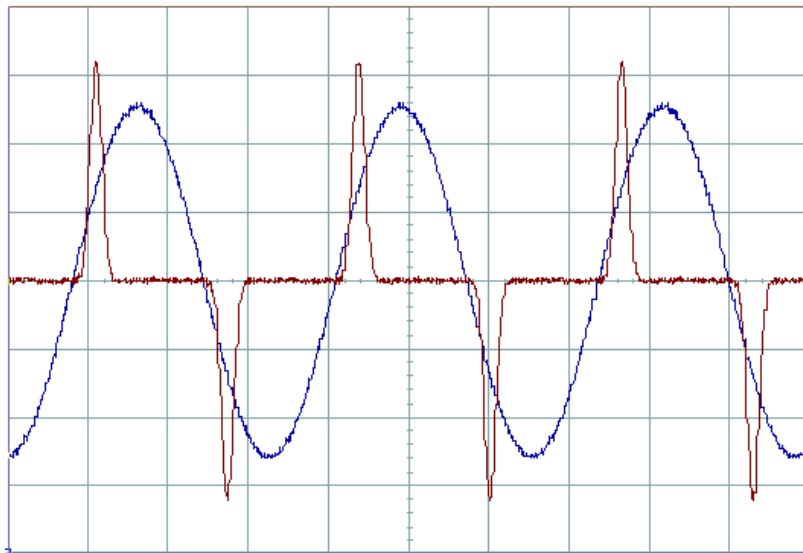
Вкладка фазо-частотная характеристика

ФЧХ, фазо-частотная характеристика, изображается на последней графической вкладке: <Фазовые>. Здесь выводится зависимость величины угла сдвига фаз выходного сигнала относительно входного от частоты входного ИС. Величины углов могут по выбору пользователя отображаться в градусах, радианах, градиентах или в долях полного круга.



Диапазон определения угла сдвига фаз: от -180° до $+180^\circ$.

Программа позволяет выбрать один из трех методов определения фазового сдвига: геометрический, метод <косинуса потерь> и спектральный. Геометрический метод для определения фазы сигнала просто находит моменты перехода величины сигнала через ее среднюю линию, поэтому, если, например, на вход тестируемого устройства подается синусоидальный сигнал, а на выходе наблюдается тот же синус, но ограниченный сверху или снизу, величина сдвига фаз окажется, искажена за счет смещения средней линии. В этом случае стоит использовать спектральный метод. При его использовании программа с помощью алгоритма быстрого преобразования Фурье раскладывает исследуемые сигналы в спектр, определяет главные гармоники (по условию максимума амплитуды) и показывает разность фаз между ними. Наконец, если тестируемое устройство кардинально изменяет форму ИС, можно попытаться определить величину сдвига фаз на основе формулы мощности потерь. Здесь слово <определить> надо понимать не только как <найти>, но и как <дать определение>. Действительно, что считать сдвигом фаз для сигналов, изображенных на рисунке ниже? А между тем этот рисунок – иллюстрация к реальной задаче определения сдвига фаз между сигналами напряжения и тока при измерении параметров петли гистерезиса магнитопроводов.



Итак, пусть по одному каналу измеряется напряжение некоторого сигнала, по второму — ток этого же сигнала (в виде напряжения с шунта). Так как мощность этого сигнала можно выразить и как произведение действующих значений напряжения и тока и косинуса угла сдвига фаз между ними, и как интеграл произведения мгновенных значений напряжения и тока, можем записать:

$$\cos \varphi = \frac{\int_0^T U_A \cdot U_B dt}{T \cdot (U_{ARMS} \cdot U_{BRMS})},$$

где

U_A, U_B — мгновенное значение сигнала по каналу А, В;

U_{ARMS}, U_{BRMS} — среднеквадратическое значение сигнала по каналу А, В;
 T — длительность периода измеряемого сигнала.

Недостатком метода является невозможность определения знака угла сдвига фаз, поскольку измерения по разным каналам входят в формулу симметрично. Метод дает лишь абсолютное значение (модуль) угла.

Настройка пользовательского интерфейса

Все графики имеют возможность курсорных измерений. Для каждого графика в программе пользователь может выбрать наиболее удобные настройки с помощью специального диалогового окна. Здесь можно выбрать как удобные цвета для всех элементов графика, так и настроить стиль графиков, установить параметры осей (масштаб, шаг сетки, линейная или логарифмическая). Каждый график настраивается независимо.

Сводная таблица результатов

Просмотреть в числовом виде исходные данные для построения графических характеристик можно в таблице на вкладке "Сводка". Для каждой точки измерений в эту таблицу построчно заносятся: "N>" - номер точки измерений, "Частота ->" - заданная частота ИС, "Амплитуда ->" - заданная пиковая амплитуда ИС, "СКЗ ->" - измеренная среднеквадратическая амплитуда входного сигнала, "Частота <-" - измеренная частота выходного сигнала, "Фаза <-" - угол сдвига фазы выходного сигнала относительно входного, "СКЗ <-" - измеренная среднеквадратическая амплитуда выходного сигнала.

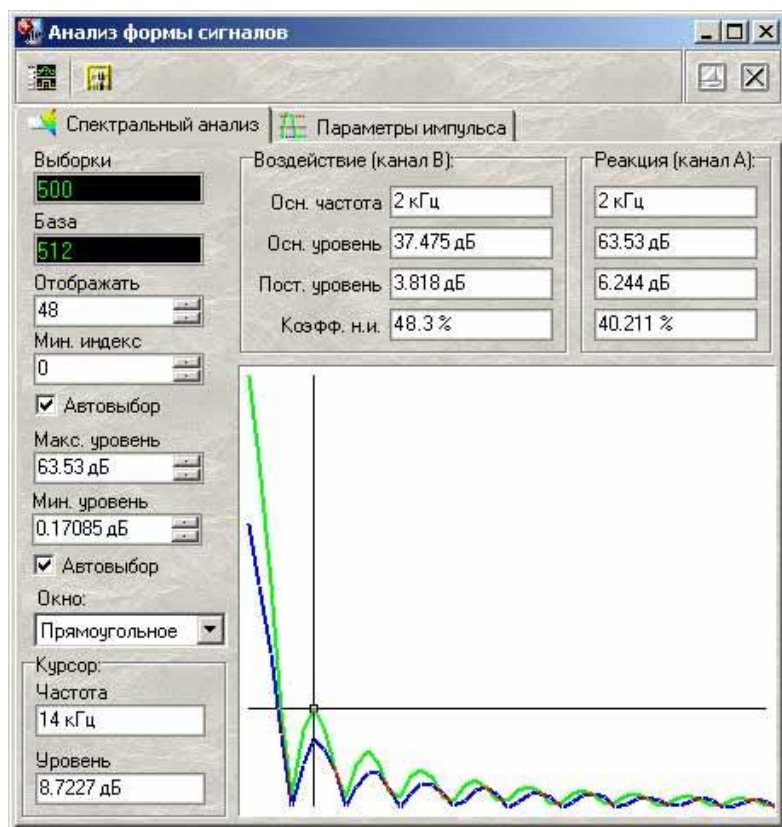
N	Частота ->	Амплитуда ->	СКЗ ->	Частота <-	Фаза <-	СКЗ <-
1	20 Гц	100 мВ	35.355 мВ	20.011 Гц	-122 °	555.48 мВ
2	40 Гц	100 мВ	35.355 мВ	40.041 Гц	-85.2 °	1.172 В
3	63 Гц	100 мВ	35.355 мВ	62.985 Гц	-63.8 °	1.6174 В
4	80 Гц	100 мВ	35.355 мВ	80.017 Гц	-53 °	1.843 В
5	100 Гц	100 мВ	35.355 мВ	100.03 Гц	-44.9 °	2.0203 В
6	200 Гц	100 мВ	35.355 мВ	200.07 Гц	-25 °	2.3653 В
7	400 Гц	100 мВ	35.355 мВ	400.09 Гц	-13.4 °	2.5069 В
8	630 Гц	100 мВ	35.355 мВ	630.15 Гц	-8.2 °	2.5515 В
9	800 Гц	100 мВ	35.355 мВ	799.95 Гц	-5.95 °	2.5657 В
10	1 кГц	100 мВ	35.355 мВ	999.49 Гц	-4.47 °	2.5755 В
11	2 кГц	100 мВ	35.355 мВ	2.0004 кГц	0.569 °	2.5936 В
12	4 кГц	100 мВ	35.355 мВ	3.9997 кГц	3.86 °	2.5986 В
13	6.3 кГц	100 мВ	35.355 мВ	6.304 кГц	7.97 °	2.5869 В
14	8 кГц	100 мВ	35.355 мВ	8.0007 кГц	9.63 °	2.5763 В
15	10 кГц	100 мВ	35.355 мВ	9.9974 кГц	12.2 °	2.5568 В
16	20 кГц	100 мВ	35.355 мВ	20.001 кГц	23.2 °	2.4384 В
17	40 кГц	100 мВ	35.355 мВ	39.988 кГц	45.1 °	2.1216 В
18	63 кГц	100 мВ	35.355 мВ	63.094 кГц	61.6 °	1.6913 В
19	80 кГц	100 мВ	35.355 мВ	79.964 кГц	73.5 °	1.4409 В
20	100 кГц	100 мВ	35.355 мВ	99.983 кГц	84.1 °	1.2088 В
21	200 кГц	100 мВ	35.355 мВ	199.98 кГц	114 °	600.41 мВ
22	400 кГц	100 мВ	35.355 мВ	400.26 кГц	153 °	245.14 мВ
23	630 кГц	100 мВ	35.361 мВ	634.99 кГц	-171 °	128.94 мВ
24	800 кГц	100 мВ	35.355 мВ	800.37 кГц	-153 °	99.251 мВ

Все результаты измерений, в том числе и содержимое этой таблицы, могут быть сохранены в текстовый файл в формате <CSV>. Этот файл может быть, затем либо вновь открыт самой программой измерительного комплекса, либо использован для дальнейшей обработки данных внешними приложениями, такими, как Microsoft Excel или подобными. Кроме того, все графики программы также можно сохранить в файлы в виде изображений в растровой или в векторной форме. Наконец, содержимое любой вкладки результатов измерений пользователь может снабдить собственным комментарием и вместе с ним отправить на печать.

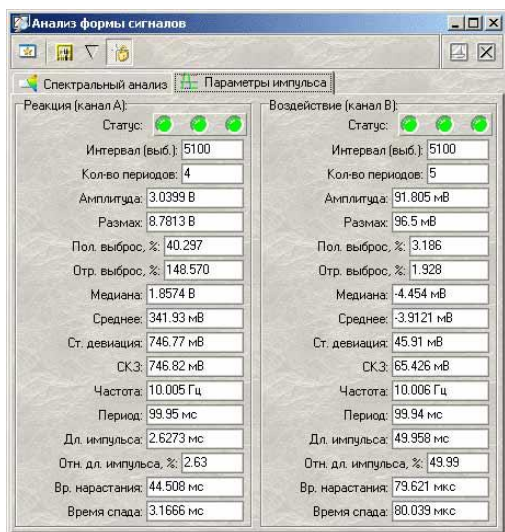
Модуль анализа формы

Для изучения переходных характеристик испытываемых устройств пользователь может либо просто воспользоваться курсорными измерениями на графике формы сигналов либо

дополнительно использовать возможности автоматических измерений модуля анализа формы сигнала. Этот модуль объединяет возможности спектрального анализа (разложение сигналов в гармонические ряды, изображение спектров сигналов и их параметров: частот и амплитуд гармоник, коэффициента нелинейных искажений) и алгоритмов автоматического определения параметров импульса (частоты, длины импульса, времен нарастания и спада, величин выброса и т. д.).



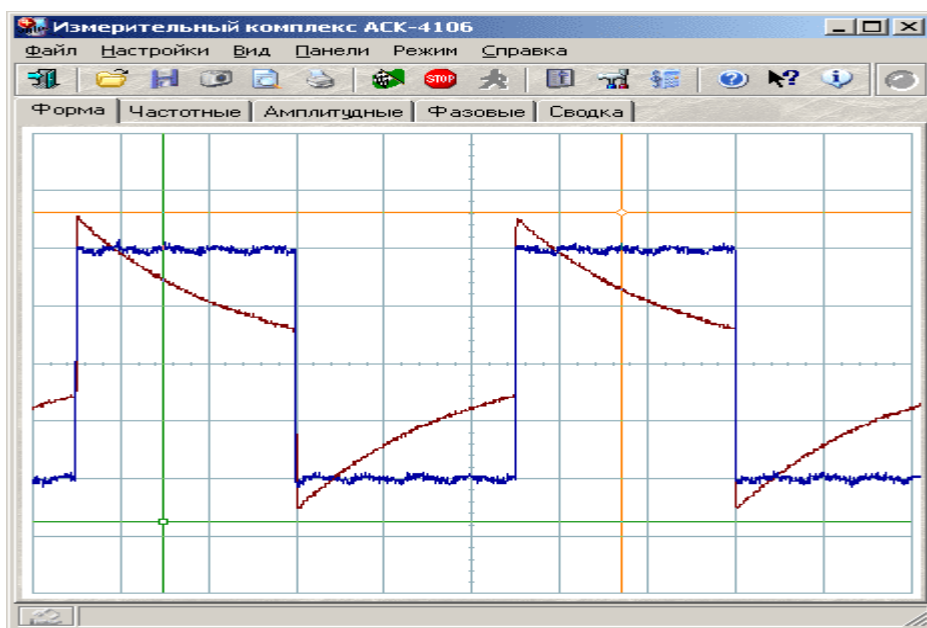
Программа имеет возможность автоматического определения стандартных параметров импульсных сигналов. Программа будет пытаться обнаружить в собранных осциллографом данных импульсный сигнал. В случае отсутствия подходящего сигнала с помощью светодиодов статуса на вкладке Параметры импульса панели анализа формы сигнала будет выведено сообщение о том, что параметры не определены, либо определены частично. В противном случае новые результаты вычислений будут выведены в соответствующие числовые поля панели. Поля, соответствующие неопределенным параметрам, будут отображаться «недоступными». Ниже приведено описание определяемых параметров.



Методика проведения работы с виртуальным приборам

Работа с измерительным комплексом АСК-4106

Чтобы начать работу с режима измерительного комплекса, откройте меню «Пуск→Программы→АКТАКОМ→АСК-4106» и запустите программу «АСК-4106 Измерительный комплекс». На экране появится главная панель программы измерительного комплекса.



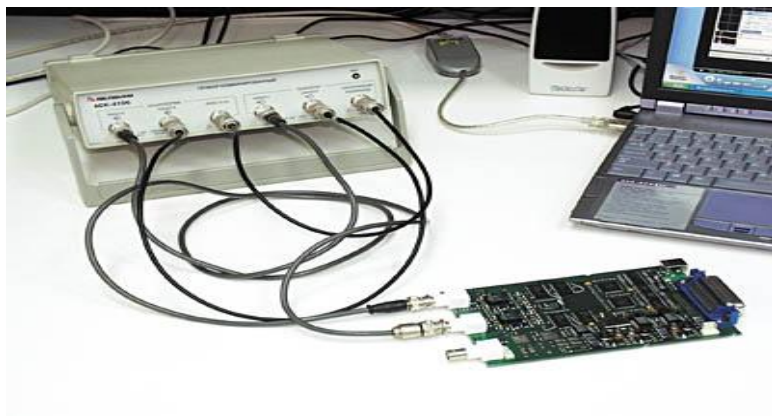
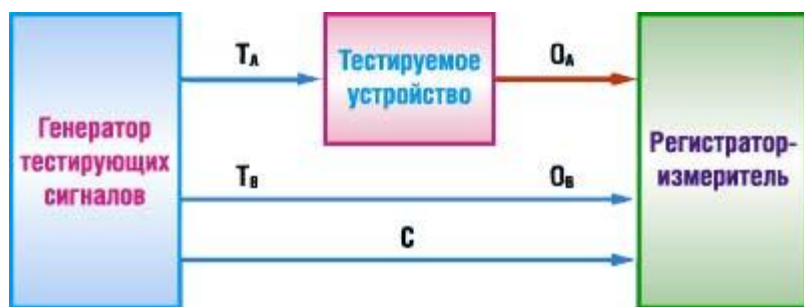
Назначение

Программа «Измерительный комплекс АСК-4106» предназначена для автоматического измерения комплекса характеристик различных радиоэлектронных устройств. Программа позволяет снимать амплитудные, амплитудно-частотные, фазо-частотные и переходные характеристики тестируемого устройства. Для формирования входных тестовых сигналов используется модуль генератора АСК-4106, для измерения выходных сигналов — модуль

осциллографа АСК-4106. Программа осуществляет одновременное управление обоими модулями в автоматическом режиме.

Общие принципы работы прибора

На вход исследуемого устройства (ИУ) с выхода соответствующего генератора подается воздействие в виде тестирующего сигнала с необходимыми параметрами (Т_А). С выхода ИУ с помощью соответствующего регистратора (измерителя) снимается результат такого воздействия — отклик (О_А) и анализируются числовые значения выбранного параметра или характеристики. Для того чтобы скомпенсировать собственные искажения прибора (например, неравномерность АЧХ осциллографа), идентичный испытательный сигнал (Т_В) подается также с канала В генератора напрямую на канал В осциллографа. Теперь, сравнивая измеренные сигналы по обоим каналам (О_А и О_В), обнаружим только влияние ИУ (пренебрегая тонкими различиями между каналами прибора). Регистратор синхронизируется с генератором с помощью канала С (см. ниже).




Подключение прибора

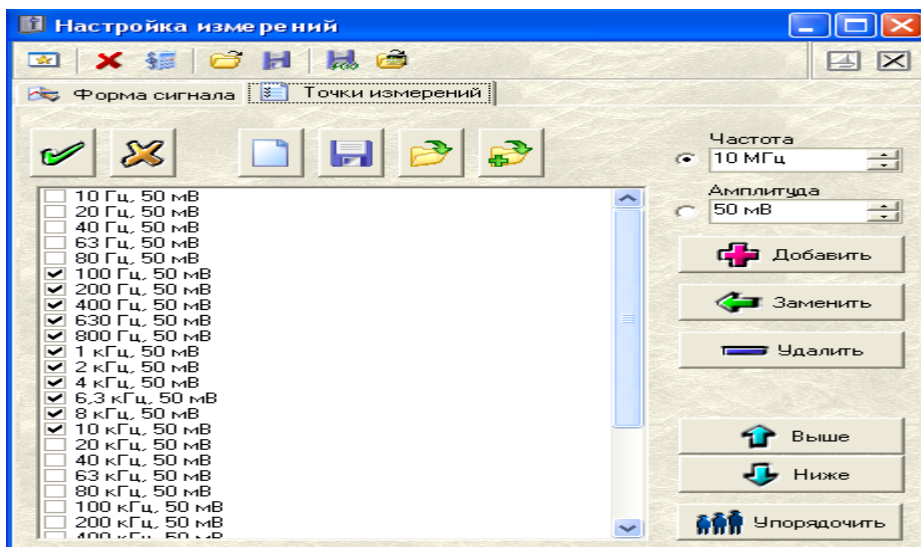
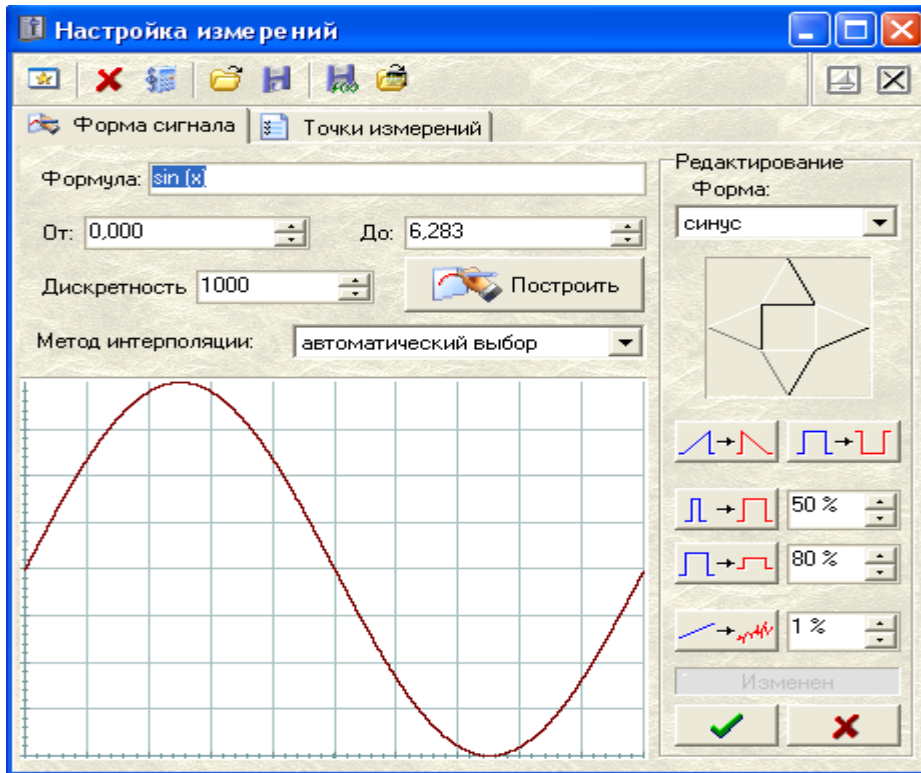
Для проведения измерений необходимо подключить, к прибору четыре соединительных радиокабеля используя все его измерительные разъемы.


- 1) Выход синхронизации модуля генератора (СИНХРОНИЗАЦИЯ ВХОД/ВЫХОД) напрямую соедините с входом синхронизации модуля осциллографа (ВНЕС. А и В).
- 2) Выход канала В модуля генератора напрямую соедините с входом канала В модуля осциллографа.
- 3) Выход канала А модуля генератора соедините со входом исследуемого устройства.

4) Выход исследуемого устройства соедините со входом канала А модуля осциллографа.

Задание сигнала

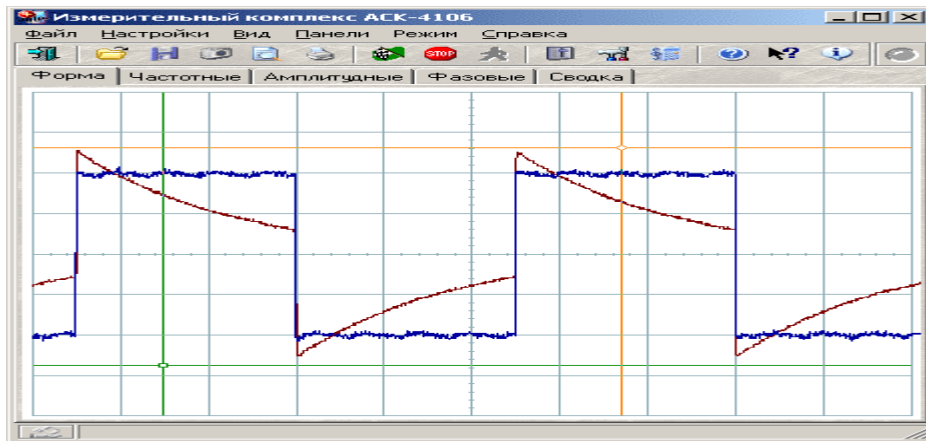
Затем с помощью нажатия кнопки  открываем панель настройки измерений. Где задается форма сигнала и траектория измерений.



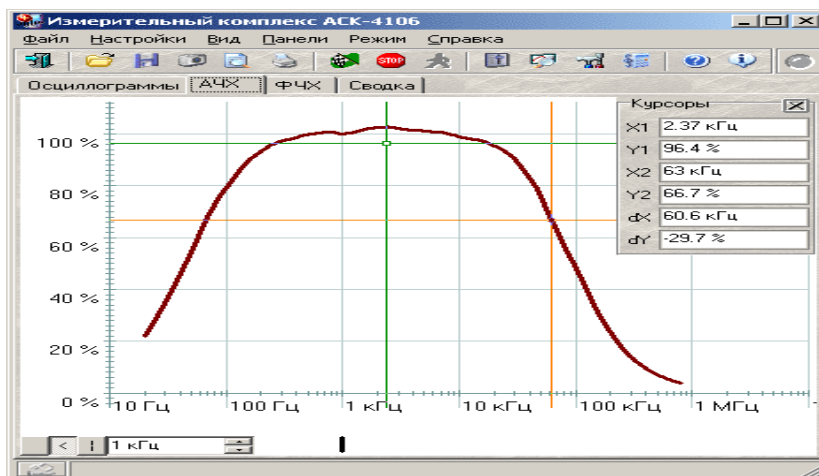
Задав нужные параметры необходимо обязательно с помощью кнопки  подтвердить изменения.

После этого мы можем наблюдать следующие характеристики тестируемого устройства:

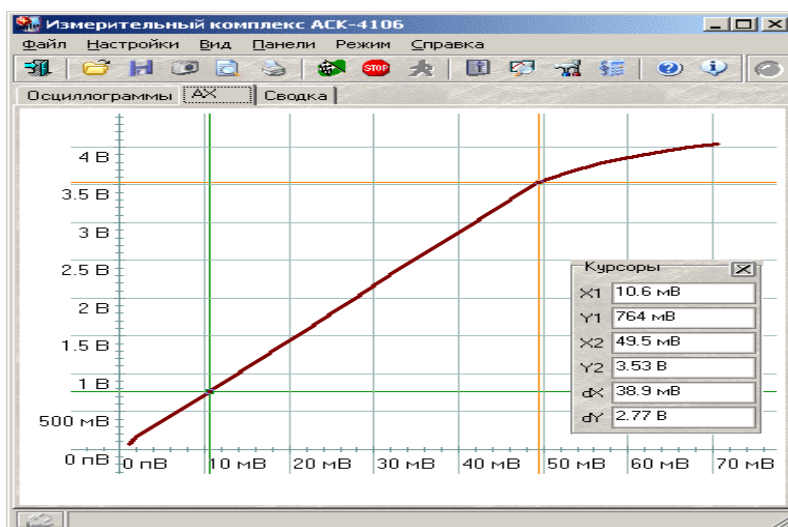
Осциллограммы



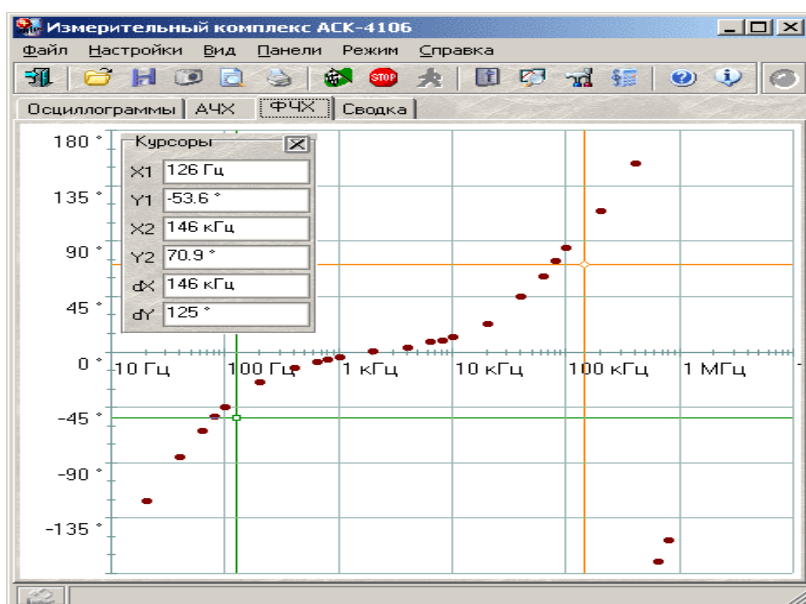
Амплитудно-частотную характеристики



Амплитудную характеристики



Фаза – частотную характеристику

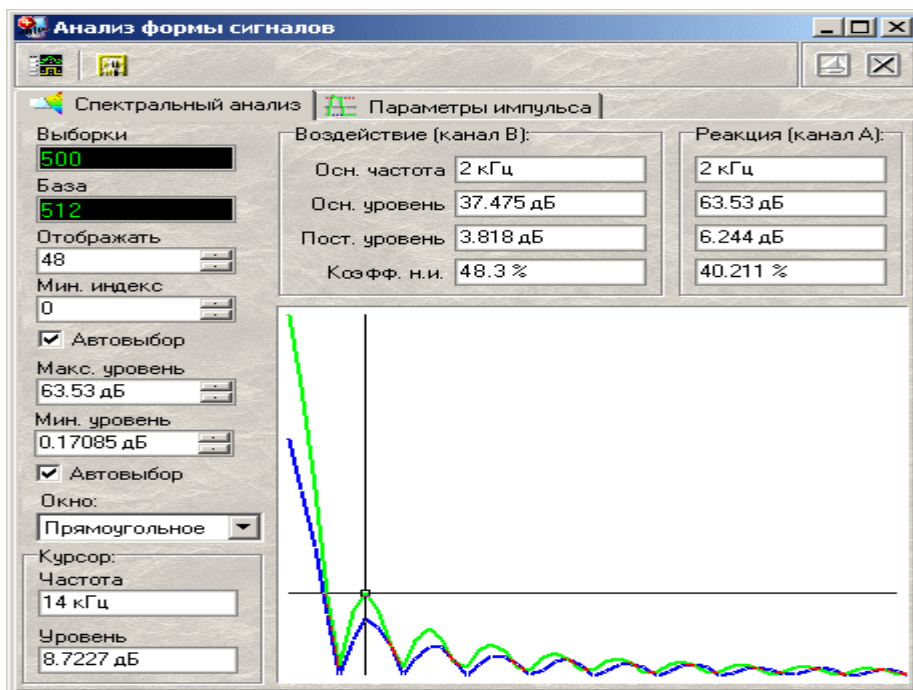


Сводную таблицу

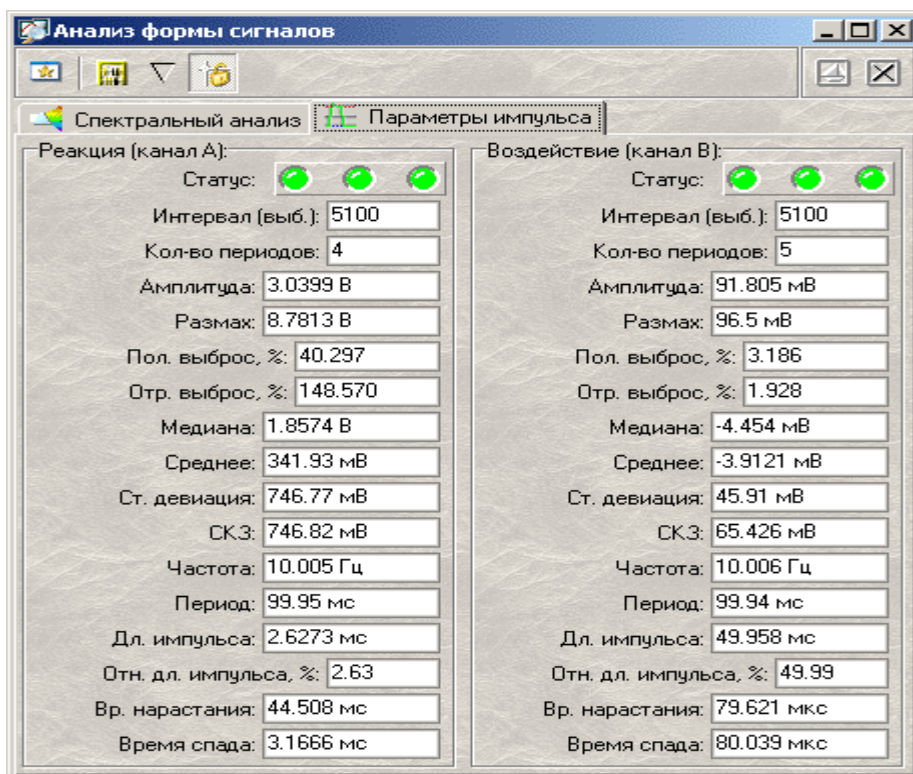
N	Частота >	Амплитуда >	СКЗ >	Частота <	Фаза <	СКЗ <
1	20 Гц	100 мВ	35.355 мВ	20.011 Гц	-122 °	555.48 мВ
2	40 Гц	100 мВ	35.355 мВ	40.041 Гц	-85.2 °	1.172 В
3	63 Гц	100 мВ	35.355 мВ	62.985 Гц	-63.8 °	1.6174 В
4	80 Гц	100 мВ	35.355 мВ	80.017 Гц	-53 °	1.843 В
5	100 Гц	100 мВ	35.355 мВ	100.03 Гц	-44.9 °	2.0203 В
6	200 Гц	100 мВ	35.355 мВ	200.07 Гц	-25 °	2.3653 В
7	400 Гц	100 мВ	35.355 мВ	400.09 Гц	-13.4 °	2.5069 В
8	630 Гц	100 мВ	35.355 мВ	630.15 Гц	-8.2 °	2.5515 В
9	800 Гц	100 мВ	35.355 мВ	799.95 Гц	-5.95 °	2.5657 В
10	1 кГц	100 мВ	35.355 мВ	999.49 Гц	-4.47 °	2.5755 В
11	2 кГц	100 мВ	35.355 мВ	2.0004 кГц	0.569 °	2.5936 В
12	4 кГц	100 мВ	35.355 мВ	3.9997 кГц	3.86 °	2.5986 В
13	6.3 кГц	100 мВ	35.355 мВ	6.304 кГц	7.97 °	2.5869 В
14	8 кГц	100 мВ	35.355 мВ	8.0007 кГц	9.63 °	2.5763 В
15	10 кГц	100 мВ	35.355 мВ	9.9974 кГц	12.2 °	2.5568 В
16	20 кГц	100 мВ	35.355 мВ	20.001 кГц	23.2 °	2.4384 В
17	40 кГц	100 мВ	35.355 мВ	39.988 кГц	45.1 °	2.1216 В
18	63 кГц	100 мВ	35.355 мВ	63.094 кГц	61.6 °	1.6913 В
19	80 кГц	100 мВ	35.355 мВ	79.964 кГц	73.5 °	1.4409 В
20	100 кГц	100 мВ	35.355 мВ	99.983 кГц	84.1 °	1.2088 В
21	200 кГц	100 мВ	35.355 мВ	199.98 кГц	114 °	600.41 мВ
22	400 кГц	100 мВ	35.355 мВ	400.26 кГц	153 °	245.14 мВ
23	630 кГц	100 мВ	35.361 мВ	634.99 кГц	-171 °	128.94 мВ
24	800 кГц	100 мВ	35.355 мВ	800.37 кГц	-153 °	99.251 мВ

Модуль анализа формы

Для изучения переходных характеристик испытываемых устройств пользователь может либо просто воспользоваться курсорными измерениями на графике формы сигналов либо дополнительно использовать возможности автоматических измерений модуля анализа формы сигнала. Этот модуль объединяет возможности спектрального анализа (разложение сигналов в гармонические ряды, изображение спектров сигналов и их параметров: частот и амплитуд гармоник, коэффициента нелинейных искажений) и алгоритмов автоматического определения параметров импульса (частоты, длины импульса, времен нарастания и спада, величин выброса и т. д.).



Программа имеет возможность автоматического определения стандартных параметров импульсных сигналов. Программа будет пытаться обнаружить в собранных осциллографом данных импульсный сигнал. В случае отсутствия подходящего сигнала с помощью светодиодов статуса на вкладке Параметры импульса панели анализа формы сигнала будет выведено сообщение о том, что параметры не определены, либо определены частично. В противном случае новые результаты вычислений будут выведены в соответствующие числовые поля панели. Поля, соответствующие неопределенным параметрам, будут отображаться «недоступными». Ниже приведено описание определяемых параметров.



ЛАБОРАТОРНАЯ №2

ИЗМЕРЕНИЕ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ ПО LABVIEW [13]

Программа LabVIEW представляет собой среду высокоэффективного графического программирования, разработанную специально для инженеров и научных работников.

LabVIEW сочетает гибкость традиционного языка программирования с интерактивной технологией Экспресс ВП, которая включает в себя автоматическое создание кода, использование помощников, шаблоны различных приложений и настраиваемые Экспресс ВП. Благодаря этим особенностям эксперты и новички могут быстро, без всяких усилий разрабатывать приложения.

Легкий к восприятию процесс программирования, позволяет уделять больше внимания проблемам, связанным с измерениями и управлением, а не написанию программы.

LabVIEW:

- интуитивно понятный процесс графического программирования
- встроенные средства для сбора данных, управления приборами, обработки результатов, генерации отчетов, передачи данных и т.д.
- совместимость с разнообразным оборудованием, в библиотеке более 1400 драйверов
- шаблоны приложений, более тысячи примеров
- более 400 математических функций
- высокая скорость откомпилированных программ
- работа под операционными системами Windows 2000/NT/XP, Mac OS X, Linux и Solaris.
- обучение и техническая поддержка

LabVIEW позволяет автоматизировать процедуры исследования переходных и установившихся режимов в системах различной физической природы. При этом может выполняться решение систем дифференциальных уравнений. Описание систем также может быть выполнено с помощью структурных блок - схем. Каждый блок соответствует определённой зависимости между входом и выходом, которая может быть выражена в виде алгебраического, дифференциального или интегрального уравнения, а также импульсной (весовой) или частотной характеристики. Кроме того, эти блоки могут быть представлены в виде принципиальных электрических, гидравлических, пневматических и т. п. схем. Предусмотрена генерация детерминированных и случайных возмущений.

Важной функциональной особенностью LabVIEW является возможность виртуального формирования измерительных систем для различных физических величин: электрических сигналов, деформаций, перемещений, вибраций, шумов, температур, давлений, расходов,

частот и т. п., а также сбора и обработки видеоинформации. Эти системы сопрягаются с реальными измерительными устройствами фирмы National Instruments и предусматривают различные процедуры обработки сигналов, получаемых от стандартных датчиков. В состав этих процедур входят подпрограммы амплитудного, фазового и частотного анализа детерминированных и случайных сигналов.

LabVIEW имеет полностью открытую архитектуру. Пользователь может встраивать собственные процедуры обработки непосредственно в среду LabVIEW (эти процедуры могут быть описаны как стандартными средствами LabVIEW, так и внедрены в LabVIEW из других языков и систем программирования).

LabVIEW с успехом используется во всем мире на всех этапах: от исследований и разработок до производственных циклов в различных отраслях, от сельскохозяйственной до аэрокосмической.

LabVIEW

История развития технологии виртуальных приборов (ВП) насчитывает уже около двух десятилетий и связана в основном с компанией National Instruments, которая выпускает оборудование и ряд программных пакетов, поддерживающих технологию ВП, среди которых ключевую роль играет среда графического программирования LabVIEW.

Что же представляет собой среда LabVIEW и разрабатываемые с ее помощью виртуальные приборы?

Слово «виртуальные» в этом словосочетании означает не «эфемерность» приборов, а кардинальное отличие принципов построения их интерфейсных частей и системы обработки информации. Базой для такого прибора служит универсальный или специализированный компьютер.

Большая часть логики обработки измерительной информации реализуется на компьютере программно. При этом сама программа в соответствии с парадигмой графического программирования выглядит как набор функциональных узлов, соединенных проводниками для передачи данных. Источниками данных для программы могут служить узлы (nodes) подпрограмм (подприборов) сбора данных встроенных плат или терминалы (terminals) элементов управления на лицевой панели, а приемниками – терминалы индикаторов, подприборы (SubVI) вывода данных или их сохранения в файлах. Такая структура программы позволяет реализовать модель потока данных (dataflow model) для обработки данных, когда данные «втекают» в программу через перечисленные узлы, обрабатываются и «вытекают» из нее на узлы индикации, записи в файл или передачи по сети. При этом потоки, не связанные между собой общими данными, обрабатываются параллельно. Эта

модель в корне отличается от модели потока управления (control flow model), реализуемой в большинстве текстовых языков программирования.

Очевидно, что виртуальный прибор, управляющий работой платы и получающий от нее данные, более чем реален, поскольку позволяет получать реальные результаты измерений с заданными метрологическими характеристиками. Алгоритмы сбора и обработки данных, так же как и вид лицевой панели, могут быть изменены в любой момент, в том числе и в процессе измерений. Таким образом, имея, например, плату сбора данных и среду LabVIEW, можно реализовать на компьютере самые разнообразные измерительные приборы: осциллографы, вольтметры, частотомеры, измерители частотных характеристик или нелинейных искажений.

Вторая особенность – высокая производительность разработки виртуальных приборов.

Для настройки параметров установленных узлов или элементов широко применяются их контекстные меню (pull_down menu), вызываемые щелчком правой кнопки мыши (ПКМ) по изображению узла или элемента.

Каждый функциональный узел, выбираемый из палитры и устанавливаемый на блок-диаграмме, может представлять собой элементарную функцию, подприбор, Экспресс_ВП, Структуру, Узел свойств, Узел методов, Узел вызова по ссылке или Узел вызова библиотечной функции.

Иконка элементарной функции, подприбора или иконка самого ВП, выполняет две функции. С одной стороны, ее изображение помогает опознать и выбрать необходимый функциональный узел, с другой стороны, соединительная панель (connector pane) иконки несет информацию о конфигурации входов/выходов этого узла.

Подприборы служат мощным средством разработки иерархических ВП. Встроенные подприборы реализуют функции высокого уровня. LabVIEW предоставляет удобные средства для оперативного создания собственных подприборов.

Call By Reference Node (Узел вызова по ссылке) служит для динамического вызова локального или удаленного ВП по его ссылке (reference). При этом ссылка ВП должна быть строгого типа (Strictly Typed). Строгость ссылки означает однозначное соответствие соединительных панелей вызываемого ВП и используемого при создании ссылки.

Call Library Function Node (Узел вызова библиотечной функции) применяется для вызова процедур, написанных на других языках и оформленных в виде внешних динамически подключаемых библиотек (DLL).

В LabVIEW массивы могут быть созданы как вручную на лицевой панели или на панели блок-диаграммы, так и программно.

Если с функциональной диаграммы перенести внимание на лицевую панель, а точнее – на палитру элементов управления и индикаторов, то можно отметить, что наиболее сложными для освоения и настройки являются графические индикаторы из подпалитры Graph. Они служат для отображения больших наборов данных, являющихся, как правило, сигналами или изображениями.

Графические индикаторы имеют в меню настройки более обширный раздел Visible Items (Видимые элементы) и дополнительные пункты, связанные с настройкой осей.

Меню Видимые элементы графического индикатора Развертка сигнала отличается тем, что на месте строки Панель редактирования курсора находится строка Цифровой индикатор.

Панель редактирования графика может перестраиваться по размеру в вертикальном направлении для настройки параметров набора графиков. Панель редактирования графика имеет свое контекстное меню, которое позволяет настраивать тип графиков, их цвет, ширину и тип линии, тип точек и вид их соединения.

Панель редактирования шкалы позволяет фиксировать или сбрасывать в исходное состояние масштаб по осям, установленный пользователем с помощью одного из инструментов, входящих в состав палитры элементов управления графи_ком. Помимо этого, она позволяет настраивать параметры осей: формат, точность, характер расположения меток, видимость оси и подписи, цвет сетки. Эти и ряд других параметров могут быть также установлены и из контекстного меню осей индикатора.

В состав палитры Графики входят также трехмерные графики. Установка таких графиков на лицевой панели сопровождается появлением на блок-диаграмме связи из ссылки (Refnum) на элемент управления ActiveX CWGraph3D и соответствующего ВП.

Настройка графиков производится с помощью диалогового окна Свойства: CWGraph3D Control, вызываемого с помощью строки CWGraph3D ⇒ □Свойства... контекстного меню графика.

Особым графическим элементом для ввода и вывода растровых изображений служит Рисунок (Picture). Для подготовки таких изображений используются многочисленные функции из подпалитр Picture Plots VIs (ВП рисунков графиков), Picture Functions VIs (ВП функций рисунков) и Graphics Formats VIs (ВП графических форматов), находящихся, в свою очередь, в подпалитре Graphics & Sound (Графики и звук).

Новые возможности, введенные в LabVIEW 8, связаны с поддержкой программирования распределенных систем на базе разнородных платформ: настольных компьютеров, систем реального времени, ПЛИС, КПК, встроенных микропроцессоров и сигнальных процессоров. Программирование перечисленных устройств обеспечивается с помощью соответствующих

обновленных модулей: LabVIEW Real-Time Module, LabVIEW FPGA Module, LabVIEW PDA Module.

Для упрощения передачи данных между различными вычислительными платформами служит Переменная общего доступа LabVIEW 8 (LabVIEW Shared Variable), предоставляющая единый, гибкий и открытый коммуникационный протокол.

Переменная общего доступа объединяет функциональность существующих технологий передачи данных, таких как DataSocket, и позволяет передавать текущие данные между различными ВП проекта или по сети, при этом источниками или приемниками данных могут быть элементы лицевой панели или блок-диаграммы.

Таким образом, все богатство функциональных возможностей и рабочего инструментария среды LabVIEW позволяет успешно решать практически любую задачу научных исследований, проектирования новых устройств или автоматизации их производства.

Программная среда LabVIEW

Программа, написанная в среде LabVIEW, называется виртуальным прибором (ВП). ВП симулирует физические приборы, например, осциллограф или мультиметр. LabVIEW содержит полный набор инструментов для сбора, анализа, представления и хранения данных.

В LabVIEW интерфейс пользователя – лицевая панель создается с помощью элементов управления (кнопки, переключатели и др.) и отображения (графики, светодиоды и др.). После этого на блок-диаграмме ВП осуществляется программирование с использованием графических представлений функций для управления объектами на лицевой панели.

LabVIEW используется для программирования различных DAQ-устройств, систем контроля изображения и движения, аппаратных средств, имеющих интерфейсы типа GPIB, VXI, PXI, RS-232 и RS-485. LabVIEW имеет встроенные возможности для работы в компьютерных сетях Интернет, используя LabVIEW Web Server и программные стандарты TCP/IP и Active X.

С помощью программной среды LabVIEW можно разрабатывать программно-аппаратные комплексы для тестирования, измерения, ввода данных, анализа и управления внешним оборудованием. LabVIEW – это 32-х разрядный компилятор, который создает как автономные модули (.EXE), так и совместно используемые динамические библиотеки (.DDL).

ВП состоит из четырех основных компонентов – лицевой панели, блок-диаграммы, иконки и соединительной панели. Лицевая панель – это интерфейс пользователя ВП. Пример лицевой панели представлен на рисунке П1.97.

Лицевая панель создается с использованием палитры Элементов (Controls). Эти элементы могут быть либо средствами ввода данных – элементы Управления, либо средствами отображения данных – элементы Отображения. Элементы Управления – кнопки, переключатели, ползунки и другие элементы ввода. Элементы Отображения – графики, цифровые табло, светодиоды и т.д. Данные, вводимые на лицевой панели ВП, поступают на блок-диаграмму, где ВП производит с ними необходимые операции. Результат вычислений передается на элементы отображения информации на лицевой панели ВП.

После помещения элементов Управления или Отображения данных на Лицевую панель, они получают свое графическое отображение на блок-диаграмме. Объекты блок-диаграммы включают графическое отображение элементов лицевой панели, операторов, функций, подпрограмм ВП, констант, структур и проводников данных, по которым производится передача данных между объектами блок-диаграммы. Пример блок-диаграммы рисунок П2.1.

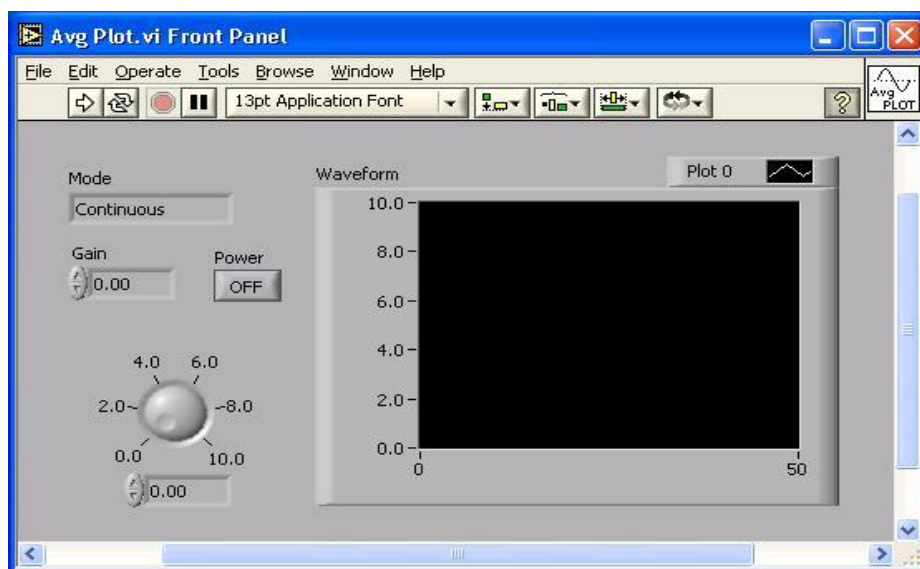


Рис. П2.1. Лицевая панель.

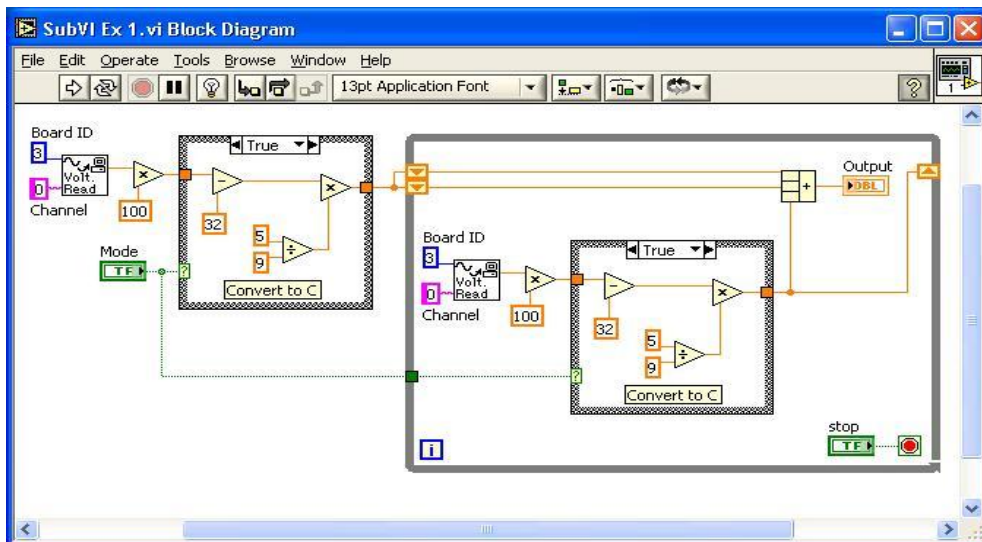


Рис. П2.2. Блок-диаграмма.

Для использования созданного виртуального прибора внутри другого ВП в качестве подпрограммы, после создания лицевой панели и блок- диаграммы, необходимо оформить иконку и настроить соединительную панель (область полей ввода/вывода данных). Подпрограмма ВП соответствует подпрограмме в текстовых языках программирования. Каждый ВП имеет показанную слева иконку в верхнем правом углу лицевой панели и блок- диаграммы. Иконка – графическое представление ВП. Она может содержать текст и/или рисунок. Если ВП используется в качестве подпрограммы, иконка идентифицирует его на блок- диаграмме другого ВП. Необходимо также настроить показанную слева соединительную панель (область полей ввода/вывода данных), чтобы использовать ВП в качестве подпрограммы. Соединительная панель – это набор полей, соответствующий элементам ввода/вывода данных этого ВП. Поля ввода/вывода аналогичны списку параметров вызываемой функции в текстовых языках программирования. Область полей ввода/вывода данных позволяет использовать ВП в качестве подпрограммы. ВП получает данные через поля ввода данных и передает их на блок-диаграмму через элементы Управления лицевой панели. Результаты отображаются в его полях вывода данных посредством элементов Отображения лицевой панели.

Преимущество LabVIEW заключается в иерархической структуре ВП. Созданный виртуальный прибор можно использовать в качестве подпрограммы на блок-диаграмме ВП более высокого уровня. Количество Уровней в иерархии не ограничено. Использование подпрограммы ВП помогает быстро изменять и отлаживать блок-диаграмму. При создании ВП следует обратить внимание на то, что некоторые операции многократно повторяются. Для выполнения таких операций необходимо использовать подпрограммы ВП или циклы. Многократные Повторения и циклы содержит дополнительную информацию об

использовании циклов. Например, приведенная блок-диаграмма (рисунок П2.3) содержит две идентичные операции.

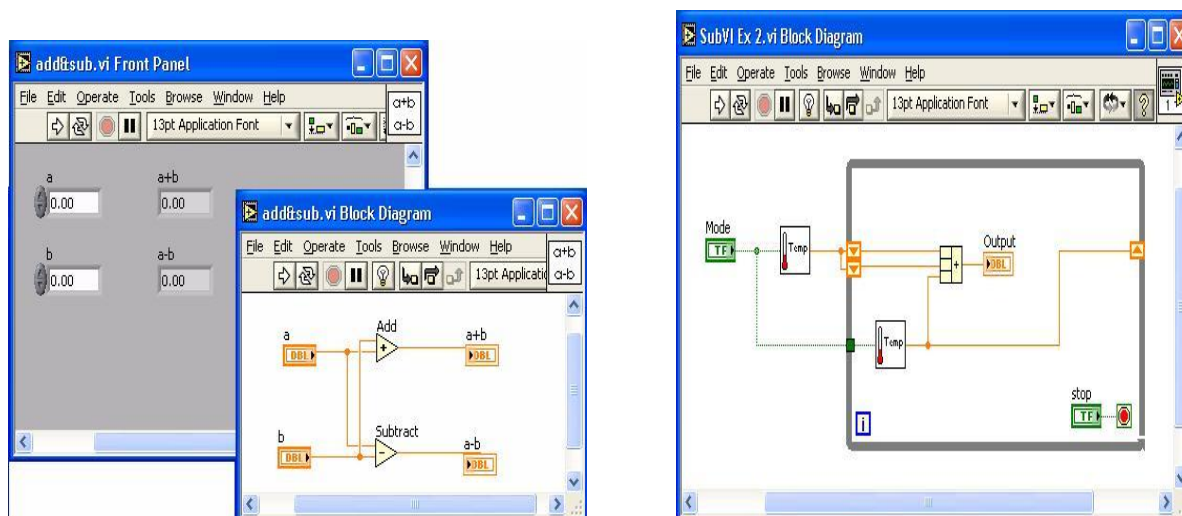


Рис. П2.3. Блок-диаграмма

Можно создать подпрограмму ВП, которая выполнит эту операцию, и можно вызвать эту подпрограмму дважды. Возможно многократное использование подпрограммы ВП в другом виртуальном приборе.

Создание ВП

Для создания ВП откройте новый ВП или шаблон и сохраните его. После этого можно конструировать лицевую панель и блок-диаграмму.

Открытие ВП и Шаблоны

Диалоговое окно **New** используется для создания различных компонентов в среде LabVIEW при построении приложений. Можно начинать с пустого ВП или с шаблона для упрощения программирования. Диалоговое окно **New** содержит следующие компоненты:

- **Create New** — отображает шаблоны, с помощью которых можно создавать ВП или другие документы LabVIEW. Для этого достаточно выбрать шаблон и нажать кнопку ОК.

- **VI** — содержит различные ВП.

- **Blank VI** — открывает пустые лицевую панель и блок- диаграмму.

- **VI from Template** — открывает лицевую панель и блок-диаграмму, содержащие компоненты для построения различных видов ВП.

- **Frameworks** — открывает лицевую панель и блок-диаграмму, содержащие компоненты для построения ВП, включающих специальные виды выполняемых функций

- **Instrument I/O** — открывает лицевую панель и блок-диаграмму, содержащие компоненты, необходимые для связи с внешними устройствами, подсоединенными к

компьютеру

- **Simulated** — открывает лицевую панель и блок-диаграмму, содержащие компоненты, необходимые для моделирования получения данных с устройства

- **Tutorial (Getting Started)** — открывает лицевую панель и блок-диаграмму, содержащие компоненты, необходимые для построения ВП, предназначенных для выполнения упражнений руководства Getting Started.

- **User** – открывает лицевую панель и блок-диаграмму ВП, созданного ранее.

• **Project** — открывает окно проекта в LabVIEW.

• **Other Files** – позволяют создать классы, глобальные переменные, библиотеки и т.д.

◦ **Description** — отображает блок-диаграмму и описание выбранного из списка **Create New** шаблона ВП, в случае если шаблон имеет описание.

ВП состоит из четырех основных компонентов – лицевой панели, блок- диаграммы, иконки и соединительной панели.

Лицевая панель

На лицевой панели создаются элементы управления и отображения, которые являются интерактивными средствами ввода и вывода данных этого ВП. Элементы **Управления** – кнопки, переключатели и другие устройства ввода данных. Элементы **Отображения** – графики, светодиоды и другие индикаторы. Элементы **Управления** моделируют устройства ввода данных и передают данные на блок-диаграмму ВП. Элементы отображения моделируют устройства вывода и отображения данных, которые получает или генерирует блок-диаграмма.

Для размещения элементов **Управления** и **Отображения** данных на лицевой панели используется палитра **Controls** (Элементов). Палитра **Controls** (Элементов) доступна только с лицевой панели. Для вывода на экран палитры **Controls** (Элементов) следует выбрать пункты главного меню **Window»Show Controls Palette** или щелкнуть правой кнопкой мыши в рабочем пространстве лицевой панели.

Числовые элементы управления и отображения данных

Чаще других используют два числовых объекта – это числовой элемент управления и числовой элемент отображения данных:

Ввод или изменение значения элемента управления осуществляется либо с помощью кнопок приращения значений, либо нужное значение просто вводится в элемент с помощью инструмента ВВОД ТЕКСТА, после чего следует нажать кнопку **<Enter>**. (**MacOS and Sun**) Нажать кнопку **<Return>**.

Логические элементы управления и отображения данных

Логические элементы управления и отображения используются для ввода и отображения значения логической переменной (TRUE/FALSE — ИСТИНА/ЛОЖЬ). Логические объекты моделируют выключатели, кнопки и светодиоды. Вертикальный переключатель и круглый светодиод показаны ниже:



Рис. П2.4. Логические элементы управления.

Цифровая обработка сигналов в программной среде LabView

Генератор сигналов



Рис. П2.5. Генератор сигналов.

Входы генератора 1,2,3:

- 1 – Настройка сигнала A;
- 2 – Настройка сигнала B;
- 3 – Настройка шума.

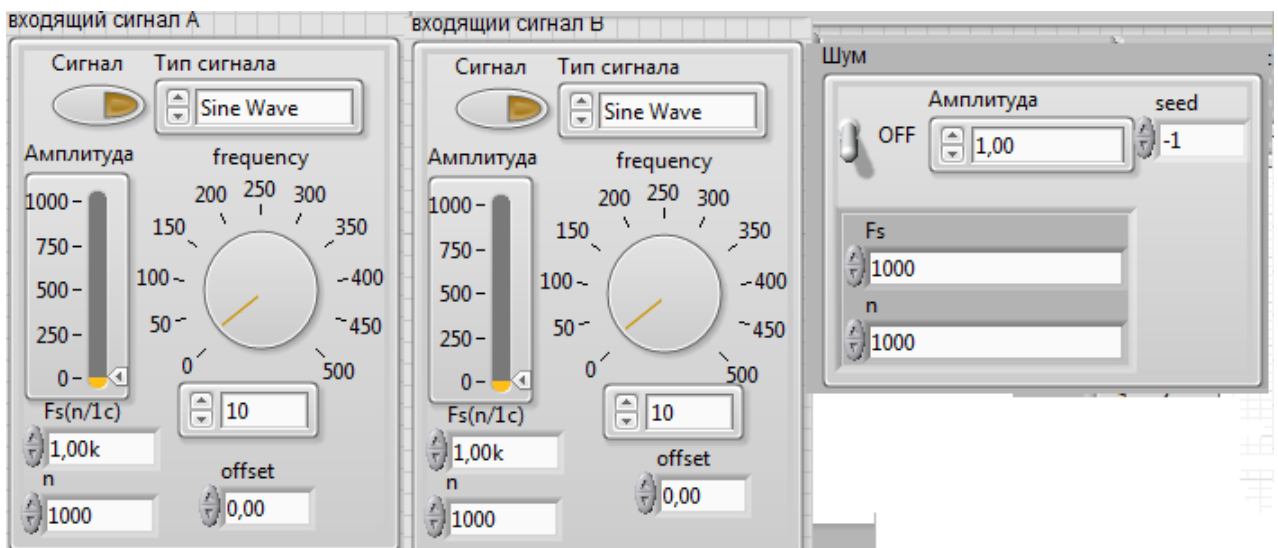


Рис. П2.6. Лицевая панель настройки сигналов.

Выходы генератора сигналов:

4 – Выход сигнала A;

5 – Выход сигнала B;

6 – Выход шума.

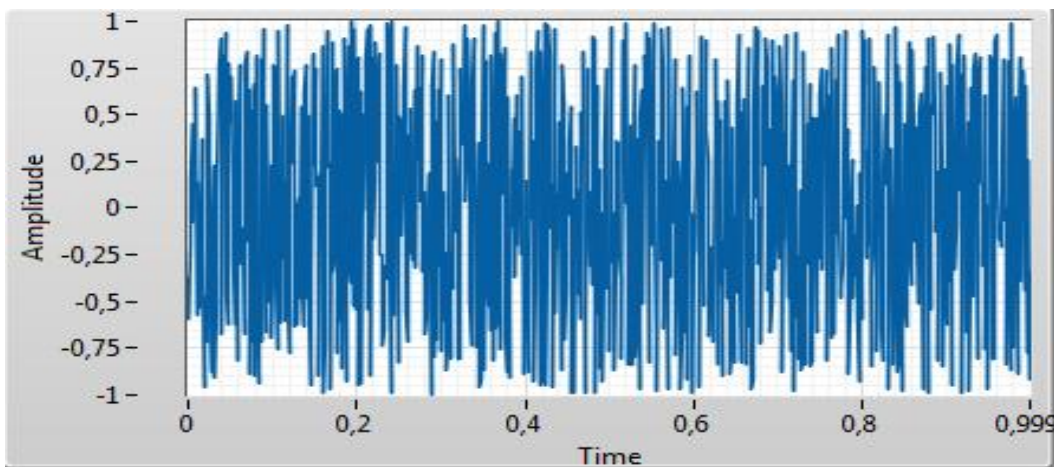
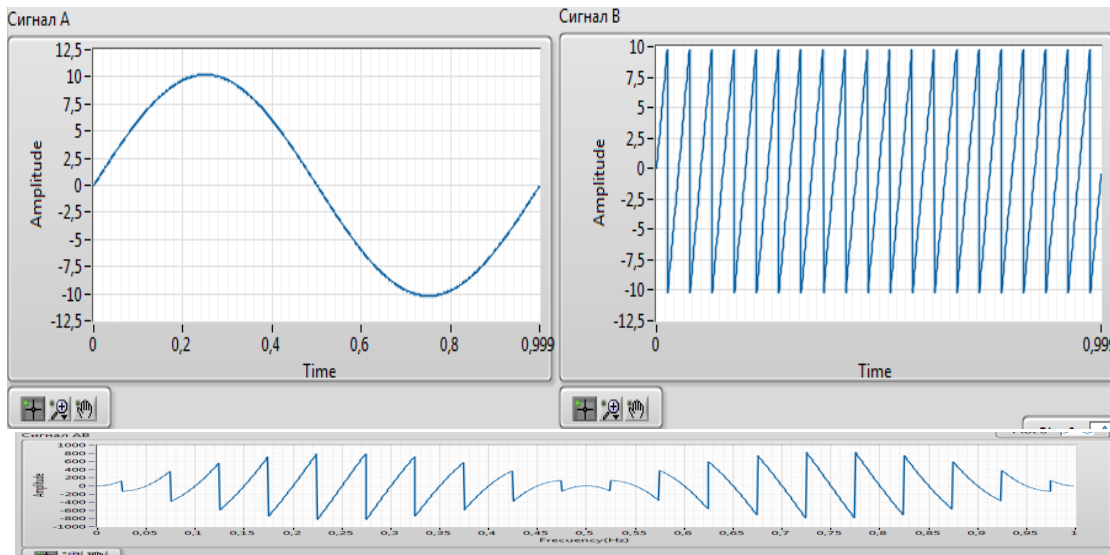


Рис. П2.7. Сигналы A, B, $A \cdot B$ и шум.

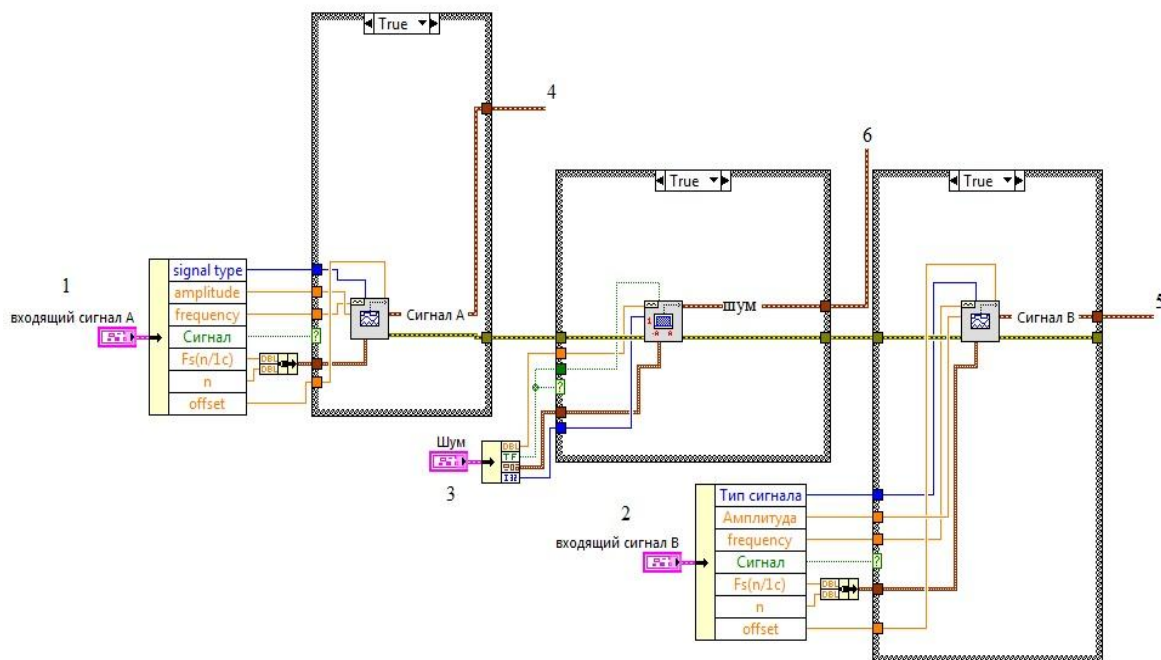


Рис. П2.8. Блок-диаграмма генератора сигналов.

Арифметические действия над сигналами.

Здесь сигналы с генератора попадают в блок «In Place Element Structure» в котором происходит перемножение A с B , суммирование A с шумом, а также сумма $AB + \text{шум}$. Эти сигналы в итоге и будем обрабатывать в дальнейшем.

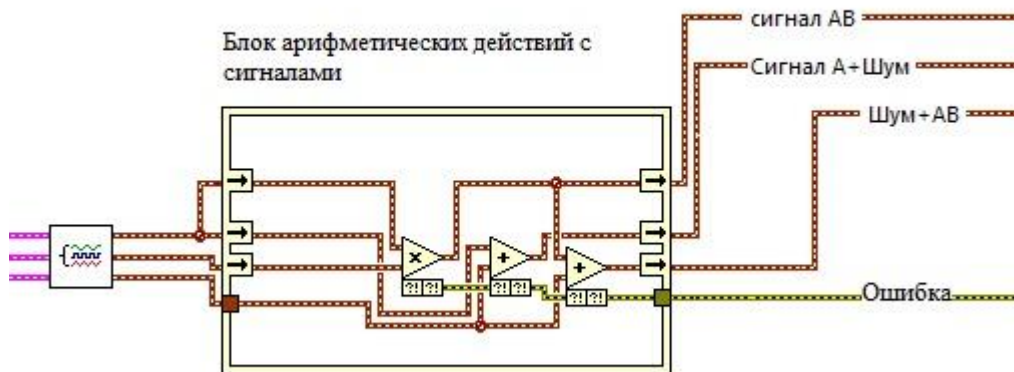
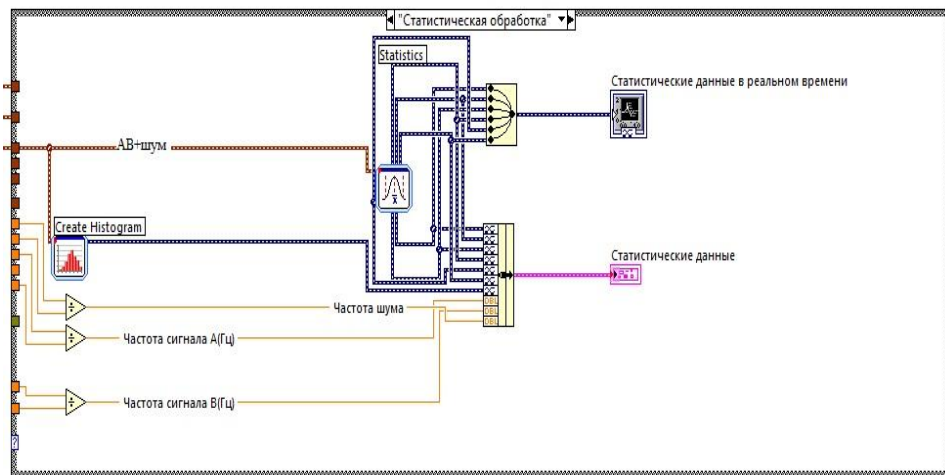


Рис. П2.9. Блок-диаграмма арифметических действий над сигналами.

Здесь сигналы с генератора попадают в блок «In Place Element Structure» в котором происходит перемножение A с B , суммирование A с шумом, а также сумма $AB + \text{шум}$. Эти сигналы в итоге и будем обрабатывать в дальнейшем.

Далее сигналы попадаю в блок «Case Structure» в котором и происходит дальнейшая обработка:

1. Статистическая обработка;
2. Фильтрация сигнала;



3. Преобразования Фурье;

4. Спектральный анализ;

5. Дискретизация.

3.3 Статистическая обработка сигнала.

В данном блоке происходит нахождение:

1. Среднее арифметическое;

2. СреднеКвадратичная Ошибка (RMS);

3. Стандартное отклонение значений в сигнале (Standard DEV);

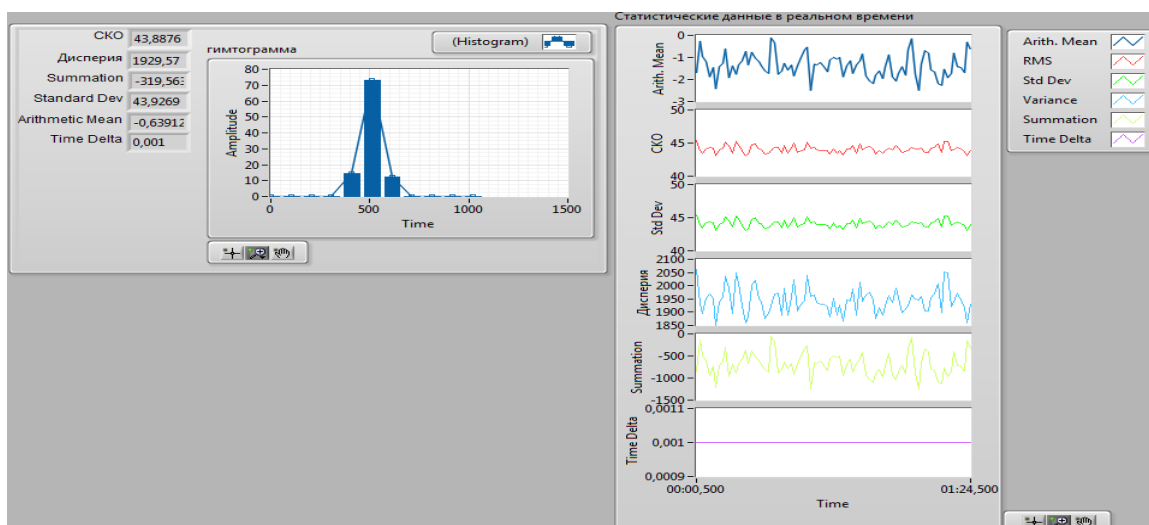
4. Сумма значений сигнала;

5. Дисперсия (Variance);

6. Нахождение частоты сигналов (в Гц).

7. Построение гистограммы.

Рис. П2.10. Лицевая панель статистической обработки сигналов.



Фильтрация сигнала.

Фильтрация сигналов выполняется с помощью фильтра с бесконечной импульсной

характеристикой или IIR-фильтр (IIR сокр. от infinite impulse response — бесконечная импульсная характеристика) — линейный [электронный фильтр](#), использующий один или более своих выходов в качестве входа, то есть образует [обратную связь](#). Основным свойством таких фильтров является то, что их [импульсная переходная характеристика](#) имеет бесконечную длину во временной области, а [передаточная функция](#) имеет дробно-рациональный вид.

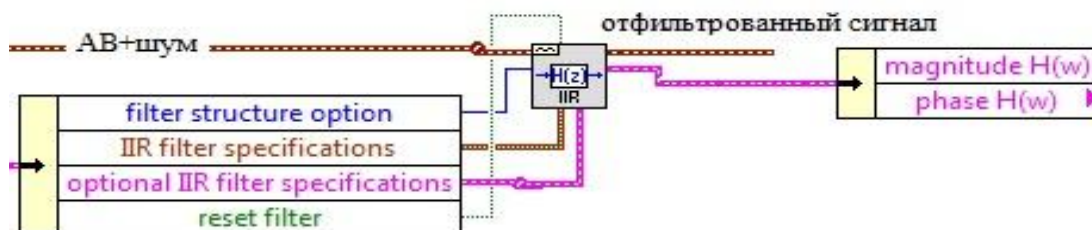


Рис. П2.11. Блок-диаграмма фильтрации сигналов.

filter structure option Определяет порядок каскадного фильтра IIR

- 0. **IIR 2nd Order**—Возвращает IIR фильтру второй порядок.
- 1. **IIR 4th Order**—Присваивает IIR фильтру четвертый порядок.
- 2. **Auto Select (default)**—Автоматически присваивает фильтру 2-ой или 4-ый

порядок согласно типу выбранного фильтра.

Если выбран фильтр нижних частот (ФНЧ) или фильтр верхних частот(ФВЧ) то IIR присваивается 2-ой порядок, если выбран полосно-пропускающий фильтр(Bandpass) или полосно-заграждающий фильтр (Bandstop или режекторный фильтр) то IIR присваивается 4-ый порядок.

IIR filter specifications – здесь выполняется настройка параметров IIR фильтра.

Топология типа фильтра.

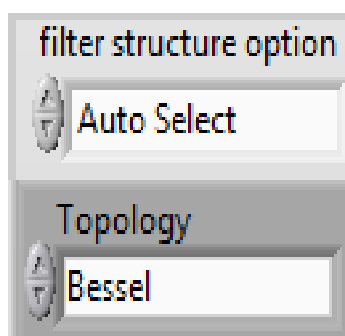
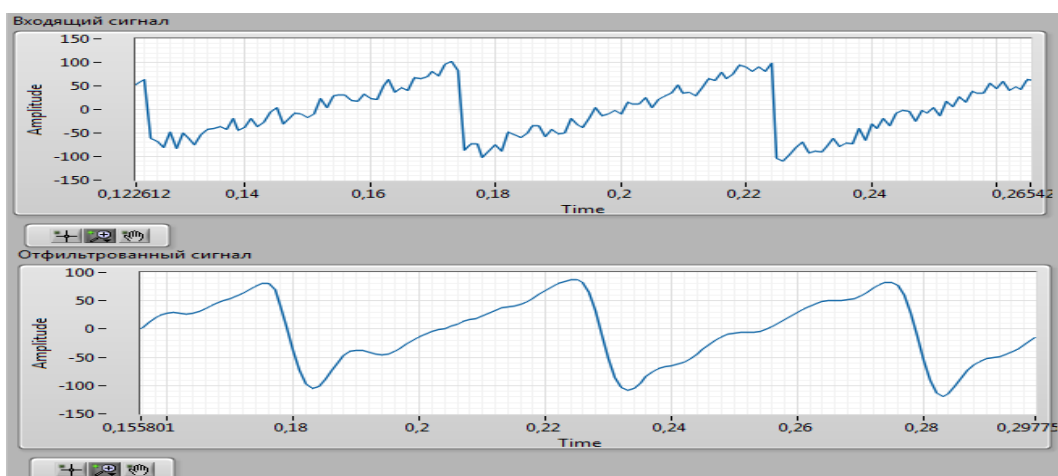


Рис. П2.12. Лицевая панель Топологии фильтра и его порядка.

0. **Off** - выкл

1. *Butterworth* - Фильтр Баттерворта — один из типов [электронных фильтров](#). Фильтры этого класса отличаются от других методом проектирования. Фильтр Баттерворта проектируется так, чтобы его [амплитудно-частотная характеристика](#) была максимально



гладкой на частотах [полосы пропускания](#).

Рис. П2.13.Фильтрация сигнала с помощью фильтра Баттерворта.

2.3. *Chebyshev, Inverse Chebyshev* - Фильтр Чебышева — один из типов линейных [аналоговых](#) или [цифровых фильтров](#), отличительной особенностью которого является более крутой спад [амплитудно-частотной характеристики](#) (АЧХ) и существенные пульсации амплитудно-частотной характеристики на [частотах](#) полос пропускания (фильтр Чебышева I рода) и [подавления](#) (фильтр Чебышева II рода), чем у фильтров других типов. Фильтры Чебышева обычно используются там, где требуется с помощью фильтра небольшого порядка обеспечить требуемые характеристики АЧХ, в частности, хорошее подавление частот из полосы подавления, и при этом гладкость АЧХ на частотах полос пропускания и подавления не столь важна.

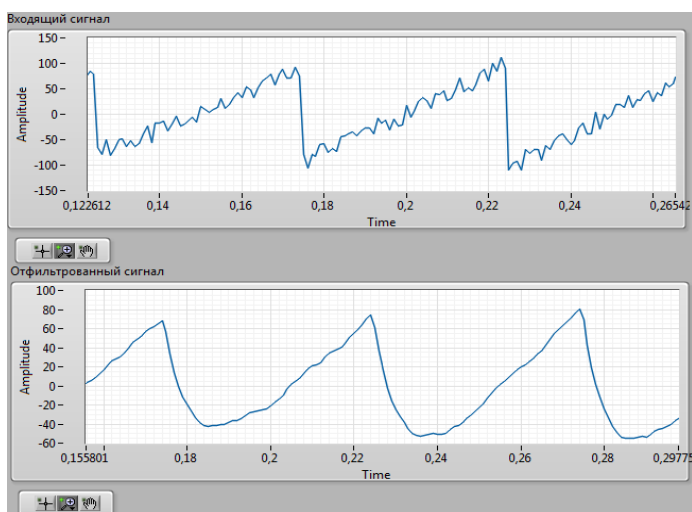


Рис. П2.14.Фильтрация с помощью фильтра Чебышева.

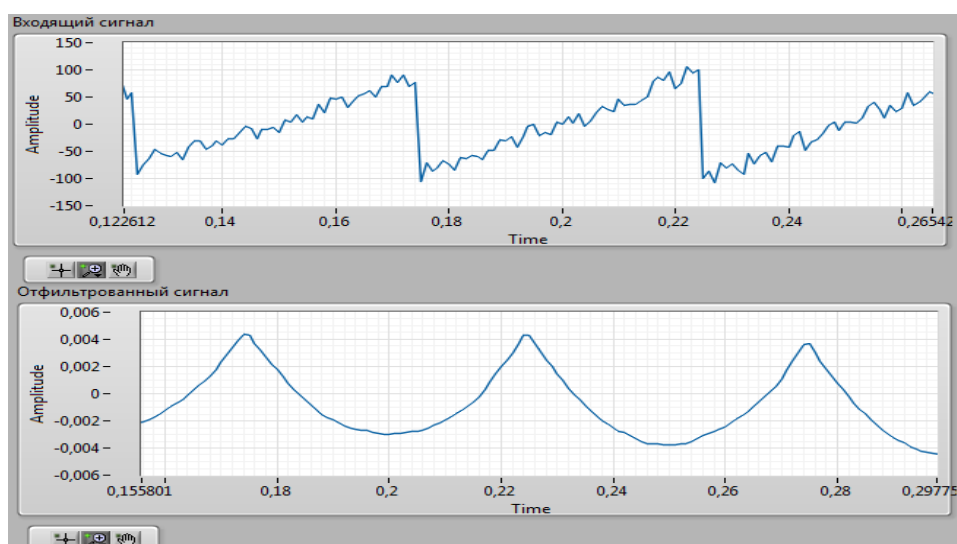
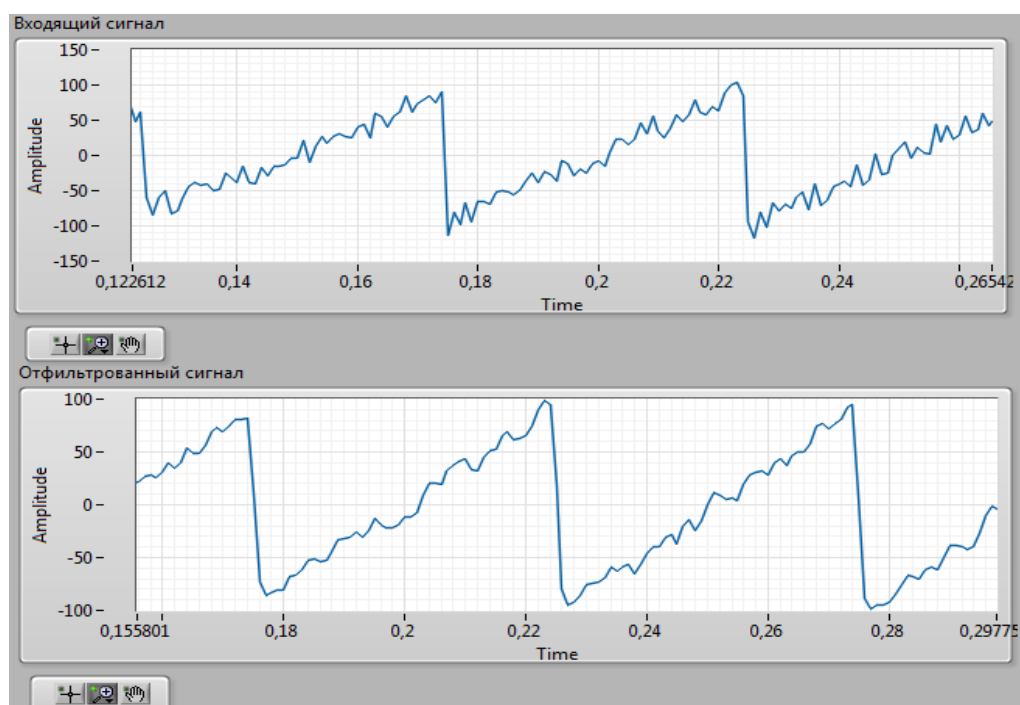


Рис. П2.15. Фильтрация с помощью обратного фильтра Чебышева.

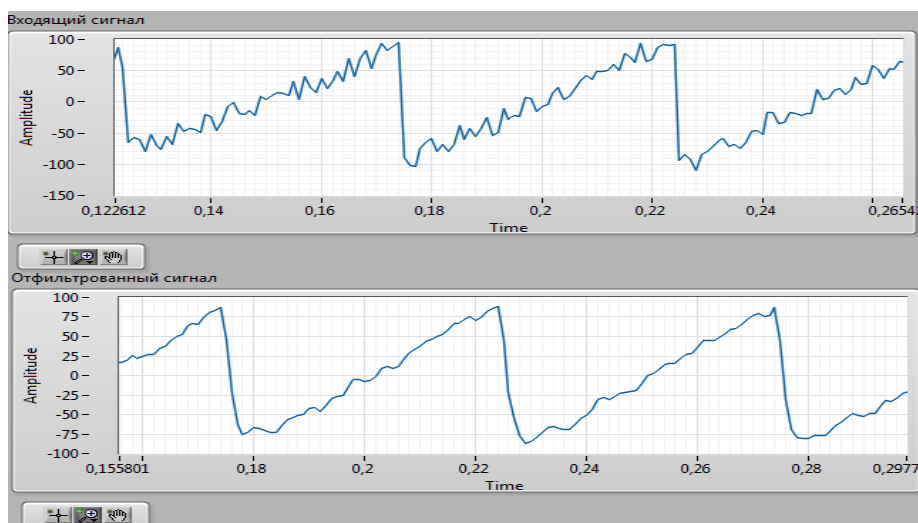


4. *Elliptic* - Эллиптический фильтр (Фильтр Кауэра) — [электронный фильтр](#), характерной особенностью которого является пульсации [амплитудно-частотной характеристики](#) как в [полосе пропускания](#), так и [полосе подавления](#). Величина пульсаций в каждой из полос независима друг от друга. Другой отличительной особенностью такого фильтра является очень крутой спад амплитудной характеристики, поэтому с помощью этого фильтра можно достигать более эффективного разделения частот, чем с помощью других линейных фильтров.

Рис. П2.16. Фильтрация с помощью фильтра Кауэра.

5. *Bessel* - Фильтр Бесселя — в [электронике](#) и [обработке сигналов](#) один из наиболее распространённых типов [линейных фильтров](#), отличительной особенностью которого является максимально гладкая [групповая задержка](#) (линейная [фаза-частотная](#)

характеристика). Фильтры Бесселя чаще всего используют для аудио-кроссоверов. Их групповая задержка практически не изменяется по частотам полосы пропускания, вследствие



чего форма фильтруемого сигнала на выходе такого фильтра в полосе пропускания сохраняется практически неизменной.

Рис. П2.17. Фильтрация с помощью фильтра Бесселя.

Тип полосы пропускания определяется согласно выбранным параметрам приведенным ниже.

0. *Lowpass* – ФНЧ.
1. *Highpass* – ФВЧ.
2. *Bandpass* – Полосно-пропускающий фильтр.
3. *Bandstop* – Полосно-заграждающий фильтр.

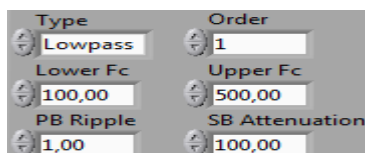
Order - выбирается порядок фильтра. Если порядок =0, то фильтр использует дополнительную спецификацию фильтра IIR(**optional IIR filter specification**) для вычисления порядка.

Lower Fc – Это нижняя критическая частота при которой должен наблюдаться критерий Найквиста. Критерий Найквиста $0 < f_l < 0.5f_s$, где f_l – это критическая частота, и f_s – это частота дискретизации. Если **Lower Fc** меньше 0 или больше чем половина от частоты дискретизации, то программа выводит ошибку - 100.

Upper Fc – Это верхняя критическая частота. Этот параметр игнорируется если выбран ФНЧ или ФВЧ.

PB Ripple – должна быть больше 0, и написана в дБ. Если **PB Ripple** меньше или равен 0 то программа сбрасывает сигнал и выдает ошибку. По умолчанию стоит 1.0.

SB Attenuation - определяет затухание в полосе задержки. SB Attenuation должно



быть больше, чем нуль и выражено в дБ. По умолчанию стоит 60.0.

Рис. П2.18. Лицевая панель настройки полосы пропускания.

optional IIR filter specifications – в этом кластере содержится информация необходимая для вычисления порядка фильтра, а также для определения полосы пропускания.

Lower PB - нижняя из 2-ух частот ПП(Полоса Пропускания). По умолчанию 100 Hz.

Upper PB – более высокая из 2-ух частот ПП. По умолчанию 0.

Lower SB – нижняя из 2-ух частот полосы задержки. По умолчанию 200 Hz.

Upper SB – более высокая из 2-ух частот полосы задержки. По умолчанию 0.

PB Gain – Усиление в ПП. По умолчанию –3dB.

SB Gain – усиление в полосе задержки. По умолчанию –60dB.

Масштаб определяется в зависимости от интерпретации выбранных параметров полосы пропускания и задержки.

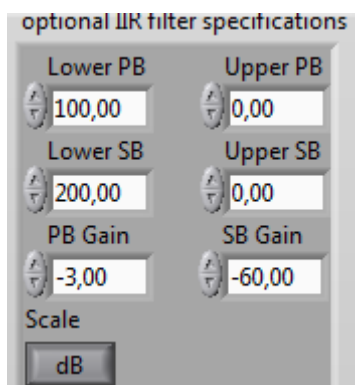


Рис. П2.19. Лицевая панель параметров полосы пропускания.

signal out - выход фильтра.

filter information – содержит информацию о величине и фазе фильтра, а также о порядке фильтра.

magnitude $H(w)$ – это график величины фильтра.

f_0 - начальная частота фильтра.

df - интервал между отсчетами фильтра.

Mag $H(w)$ – это массив в котором содержатся величины фильтра.

phase $H(w)$ – фаза фильтра.

f_0 - начальная частота фильтра.

df - интервал между отсчетами фильтра.

Phase $H(w)$ – это массив в котором содержатся фаза фильтра.

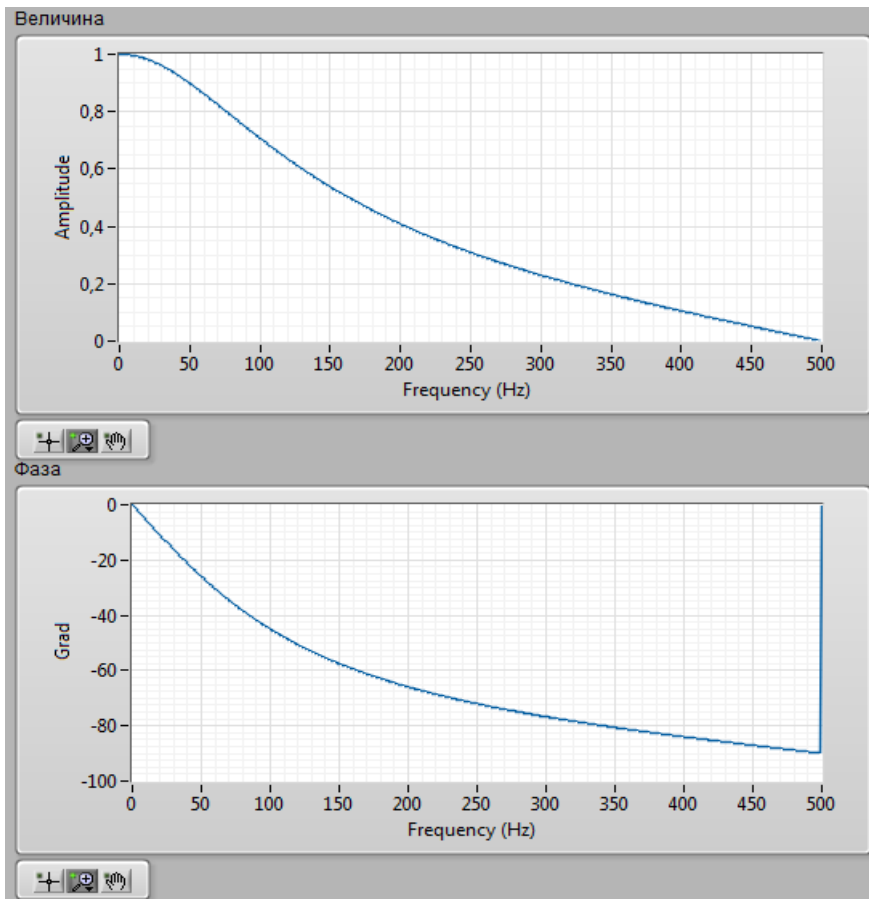


Рис. П2.20. Фаза и амплитуда фильтра Бесселя.

Преобразование Фурье.

В это блоке программы выполняется прямое и обратное быстрое преобразование Фурье входной последовательности X (в данной программе сигнала АВ+шум).

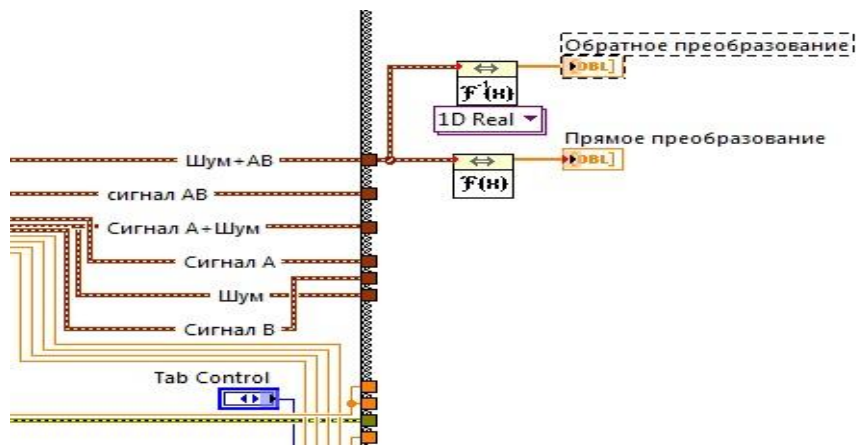


Рис. П2.21. Блок-диаграмма преобразования Фурье.

Спектральный анализ и корреляция.

В этом блоке находится корреляция и спектральный анализ входящего сигнала.

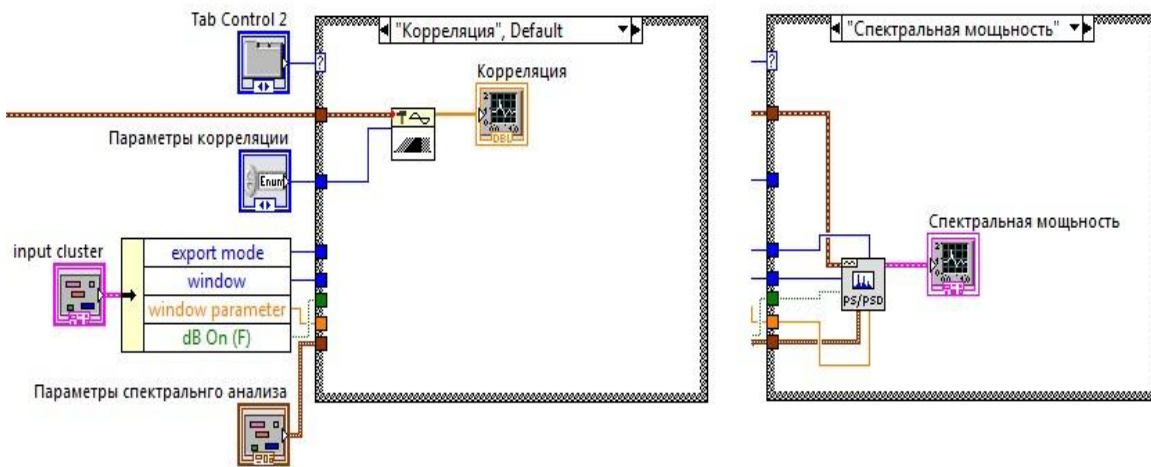


Рис. П2.22. Блок-диаграмма корреляции и спектрального анализа.

Спектральный анализ.

export mode здесь выбирается тип спектрального анализа **Power Spectrum / PSD**.

0. Power Spectrum – спектральная мощность входящего сигнала.

1. Power Spectral Density(PSD) – спектральная плотность входящего сигнала.

restart averaging - определяет перезапуск программы. **restart averaging** ВКЛ, то программа перезапускает выбранный процесс усреднения. Если **restart averaging** ВЫКЛ, то программа не будет перезапускать этот процесс. По умолчанию - ВЫКЛ.

time signal – это временной интервал входящего сигнала.

window – в этом окне временного интервала применимое к времени сигнала. По умолчанию - Hanning.

0. Rectangle

1. Hanning (default)

2. Hamming

3. Blackman-Harris

4. Exact Blackman

5. Blackman

6. Flat Top

7. 4 Term B-Harris

8. 7 Term B-Harris

9. Low Sidelobe

10. Blackman Nutall

- 11. *Triangle*
- 12. *Bartlett-Hanning*
- 13. *Bohman*
- 14. *Parzen*
- 15. *Welch*
- 16. *Kaiser*
- 17. *Dolph-Chebyshev*
- 18. *Gaussian*

dB On отображение результата измерения в дБ. По умолчанию - ВЫКЛ.

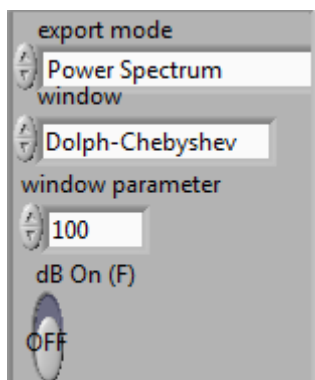


Рис. П2.23. Лицевая панель параметров спектрального анализа.

averaging parameters – это кластер в котором определяется как программа вычисляет усреднение. В спецификацию параметров входят: тип усреднения, тип взвешивания, число средних чисел.

averaging mode спецификация типа усреднения (Усреднение обычно улучшает точность измерения. Усреднение обычно выполняется над полученными результатами или на индивидуальных спектрах, но не непосредственно на времени.)

0. No averaging (default) – без усреднения (по умолчанию)

1. Vector averaging – векторное усреднение - Вектор, состоящий из среднего, устраняет шум из синхронных сигналов. Вычисляет среднее число сложных значений. Действительная часть усреднена отдельно от мнимой части. Усреднение действительной части отдельно от мнимой части может уменьшить минимальный уровень шума для случайных сигналов, потому что случайные сигналы не когерентны фазе от одной записи времени до следующей.

2. RMS averaging – усреднение по корню среднего квадрата. - RMS составляющая в уменьшает сигнальные колебания, но не минимальный уровень шума. Минимальный уровень шума не уменьшается, потому что усреднение по RMS составляет энергию или питание, сигнала. RMS также, присваивает усредненным значениям RMS одноканальных

измерений нулевую фазу. RMS для двухканальных измерений, сохраняет важную фазовую информацию.

3. Peak hold – хранение пиковых значений - Пиковое хранение, сохраняет пиковые уровни усредненных значений, выполняется в каждой строке частоты отдельно, сохраняя пиковые уровни от одной записи FFT до следующего.

weighting mode – определяет режим взвешивания для RMS и линейного усреднения.

0. Linear – линейное взвешивание - Линейное взвешивание комбинирует спектральные записи N с равным взвешиванием.

1. Exponential (default) – экспоненциальное взвешивание - Экспоненциальное взвешивание выделяет новые спектральные составляющие больше, чем старые данные, это непрерывный процесс.

number of averages определяет число средних, используемых для RMS и векторного усреднения. Если **weighting mode** - экспоненциальный, то процесс усреднения бесконечный. Если **weighting mode** - линейный, то процесс усреднения останавливается и программа выбирает число средних.

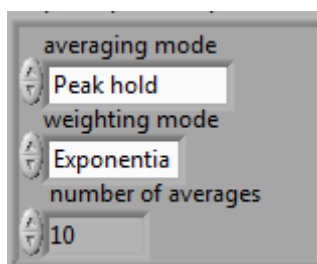


Рис. П2.24. Лицевая панель параметров усреднения.

window parameter определяет бета параметр для окна Kaiser, стандартное отклонение для окна Gaussian и отношение, s, основного лепестка, к лепестку стороны для окна Dolph-Chebyshev. Если стоит, какое либо другое значение то программа игнорирует этот параметр.

По умолчанию стоит NaN, когда выбрано окно Kaiser то бета параметр становится равным 0, если выбрано окно Gaussian то параметр стандартного отклонения становится равным 0.2, и для окна Dolph-Chebyshev отношение $s = 60$.

Power Spectrum /PSD - возвращает усредненную кривую спектральной мощности или спектральную плотность мощности и шкалу частот, согласно режиму экспорта .

f0 - возврат начальной частоты(в Гц).

df - возврат частоты разрешения спектра(в Гц).

Magnitude - величина усредненной кривой спектральной мощности или спектральной плотности мощности. Если входной сигнал в вольтах (V), то величина следующих значений измеряться в: вольт в квадрате (V_{rms}^2) для энергетического спектра и RMS, вольт в

квадрате на герц (V_{rms}^2/Hz) для спектральной плотности мощности. Если входной сигнал не в вольтах, то величины это есть модули RMS, в квадрате для энергетического спектра, в квадрате на герц для спектральной плотности мощности.

Детали спектральной мощности FFT и PSD

Для нахождения спектральной мощности FFT или спектральной плотности мощности программа выполняет следующие шаги:

вычисление FFT времени сигнала.

Формирование кривой спектральной мощности или спектральной плотности мощности времени сигнала.

Составление текущего спектра мощности/спектральной плотности мощности с предыдущим спектром мощности/спектральной плотности мощности вычисленных в предыдущий раз(когда процесс был перезапущен).

Получение средней спектральной мощности или спектральной плотности в **Power Spectrum/PSD**.

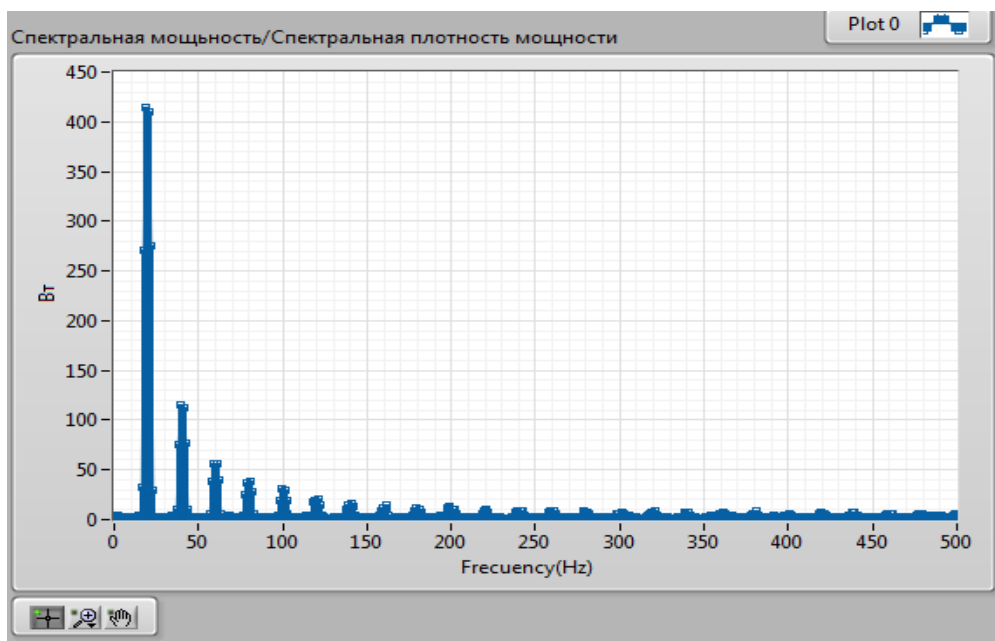


Рис. П2.25. Энергетический спектр.

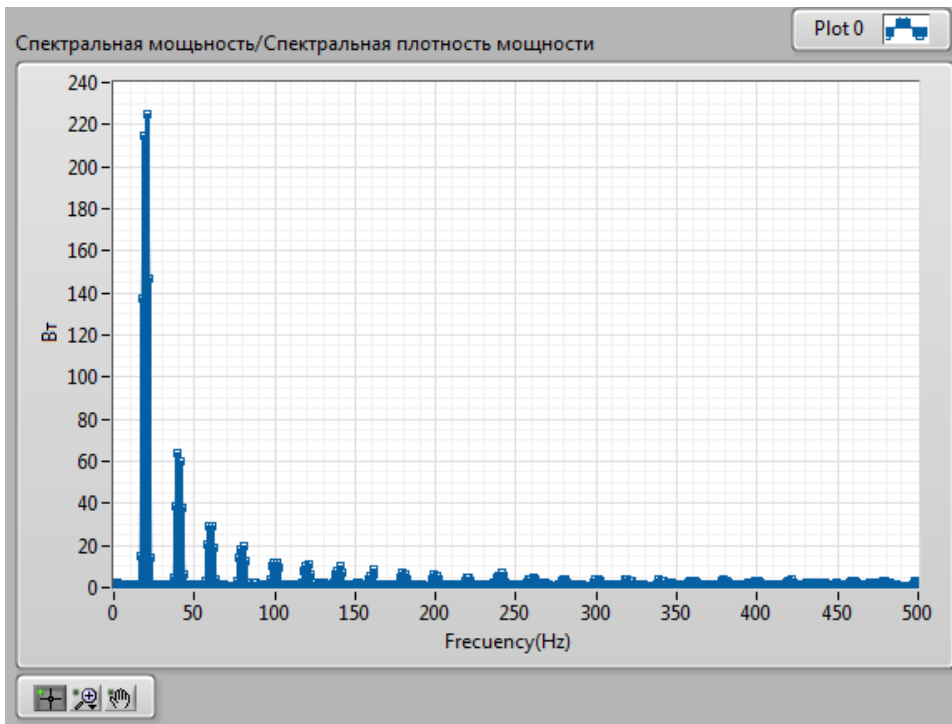


Рис. П2.26. Энергетический спектр.

Корреляция

Вычисляет автокорреляцию входной последовательности X.

Автокорреляция $R_{xx}(t)$ функции $x(t)$ определяется как:

$$R_{xx}(t) = x(t) \otimes x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x^*(\tau) x(t + \tau) d\tau$$

символ \otimes обозначает корреляцию.

Для дискретной реализации автокорреляции, Y представляется в виде последовательности, индексация которой может быть отрицательной, N является числом элементов на входе упорядочивают X и предполагаются, что индексированные элементы X, которые лежат вне его диапазона, равны нулю, как показано в следующем отношении:

$$x_j = 0, j < 0 \text{ or } j \geq N$$

Когда автокорреляция получает элементы Y полученные по следующей формуле:

$$Y_j = \sum_{k=0}^{N-1} x_k^* \cdot x_{j+k}$$

для $j = -(N-1), -(N-2), \dots, -1, 0, 1, \dots, (N-2), (N-1)$

Элементы входной последовательности R_{xx} связаны с элементами Y по :

$$R_{xx_i} = Y_{i-(N-1)}$$

для $i = 0, 1, 2, \dots, 2N-2$

Причем, число элементов в выходной последовательности R_{xx} является $2N-1$. Поскольку не можете использовать отрицательные числа, чтобы индексировать массивы LabVIEW, соответствующее значение корреляции в $t = 0$ является n -ым элементом выходной последовательности R_{xx} . Поэтому, R_{xx} представляет значения корреляции как сдвиги индекса N во времени.

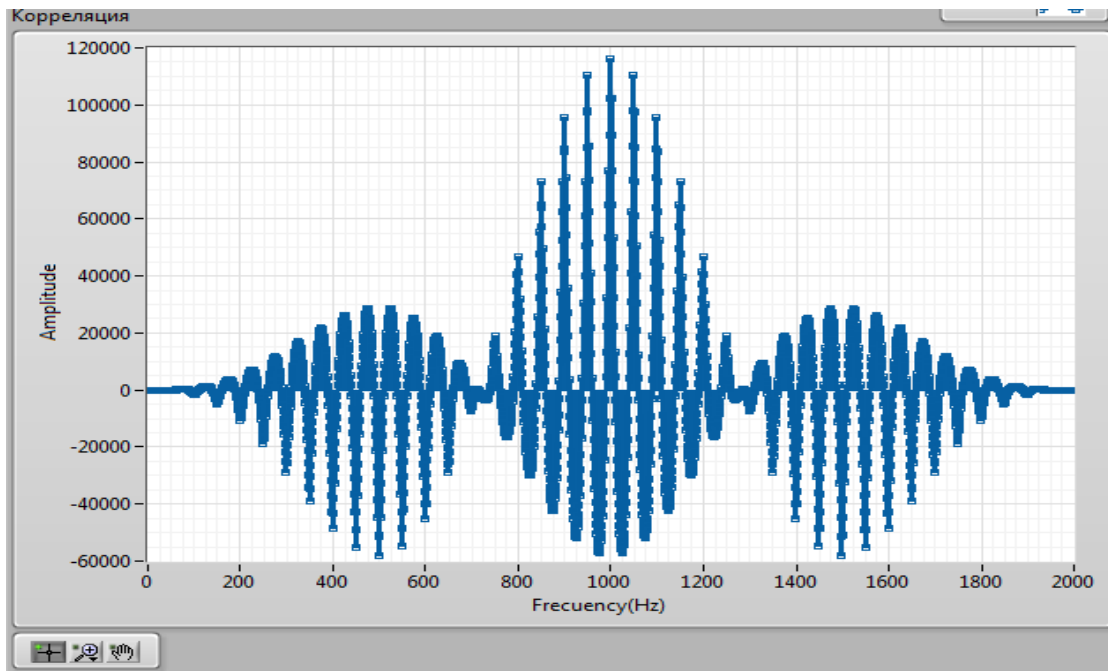
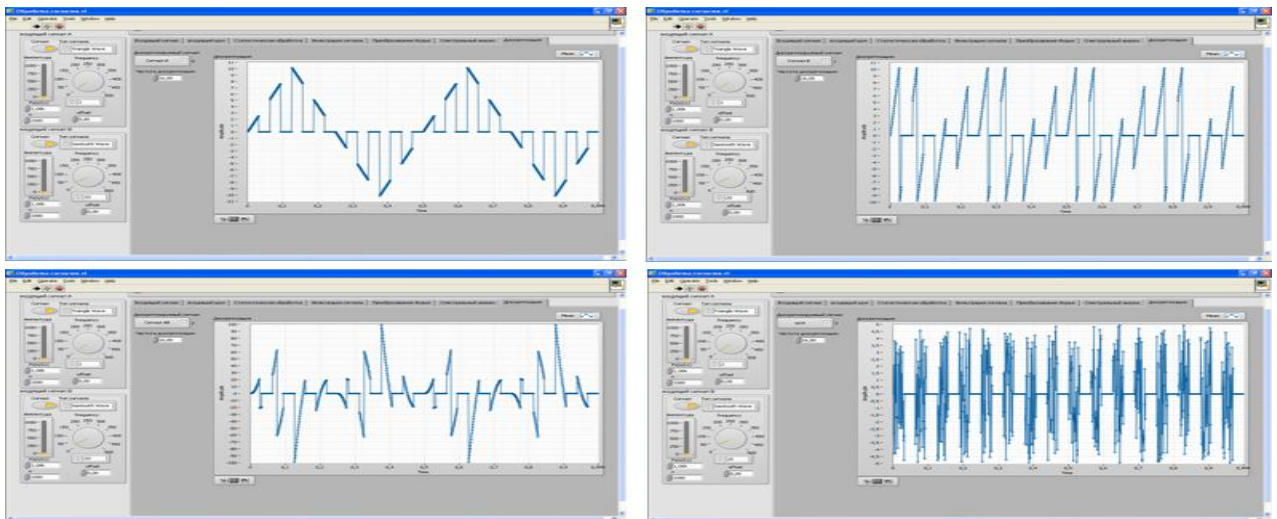


Рис. П2.27. Автокорреляция сигнала АВ+шум.

Дискретизация.

Этот блок позволяет производить дискретизацию сигналов: А, В, АВ, шума, А+шум,



АВ+шум, а также изменять частоту дискретизации.

Рис. П2.28. Дискретизация сигналов: А, В, АВ и шума.

Комплекс для генерации функций Уолша

Передо мной была поставлена задача разработать комплекс в среде LabView для генерации функций Уолша с последующим их наложением на прямоугольный сигнал (меандр), имитирующий цифровой сигнал. Комплекс генерирует функции матрицы Адамара 8×8 .

Внешний вид комплекса представляет собой окно с тремя графиками и двумя тумблерами. На левом верхнем графике представлена временная диаграмма сигнала (меандра), на графике справа от него представлена временная диаграмма функции Уолша. На нижнем графике представлена временная диаграмма широкополосного сигнала. При помощи тумблеров, расположенных над графиками можно включать/выключать генерацию сигнала и функции Уолша соответственно. Также над графиками расположена строка, в которой можно выбрать, какая функция Уолша будет отображаться в правом графике, и накладываться на сигнал в нижнем графике.

Данный комплекс планируется использовать в качестве учебного материала для проведения практических и курсовых работ.

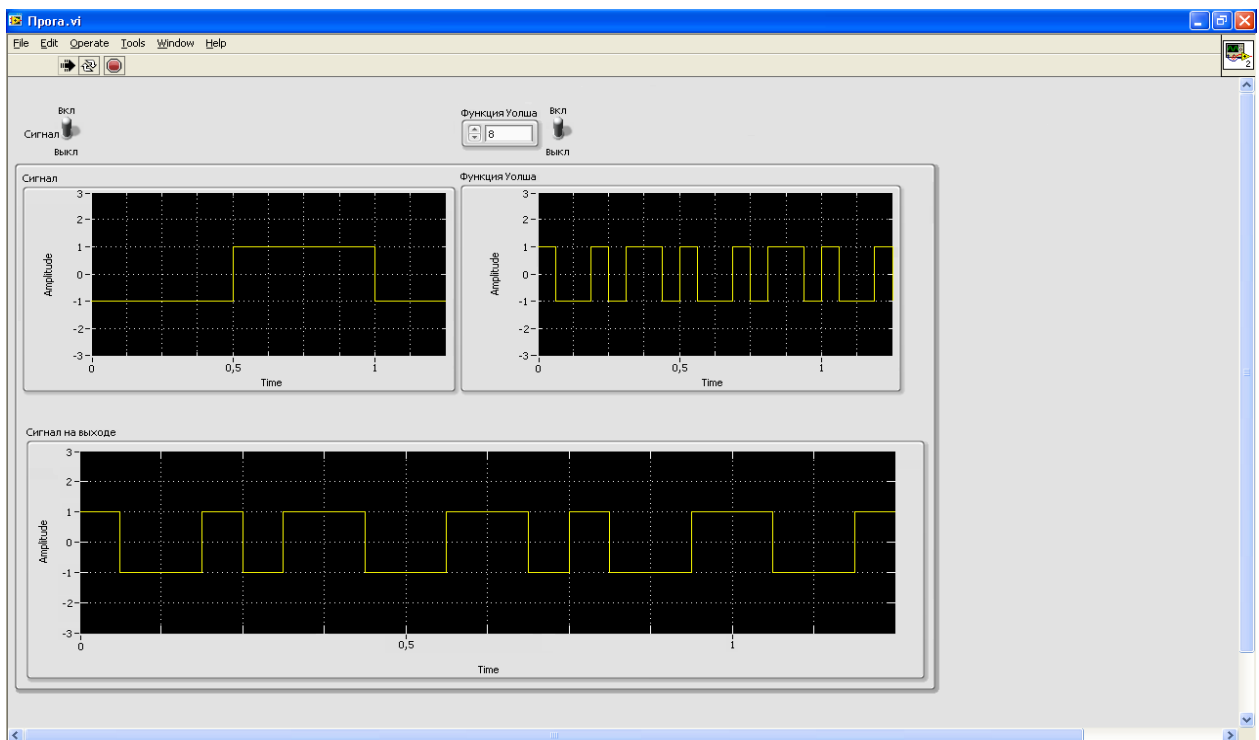
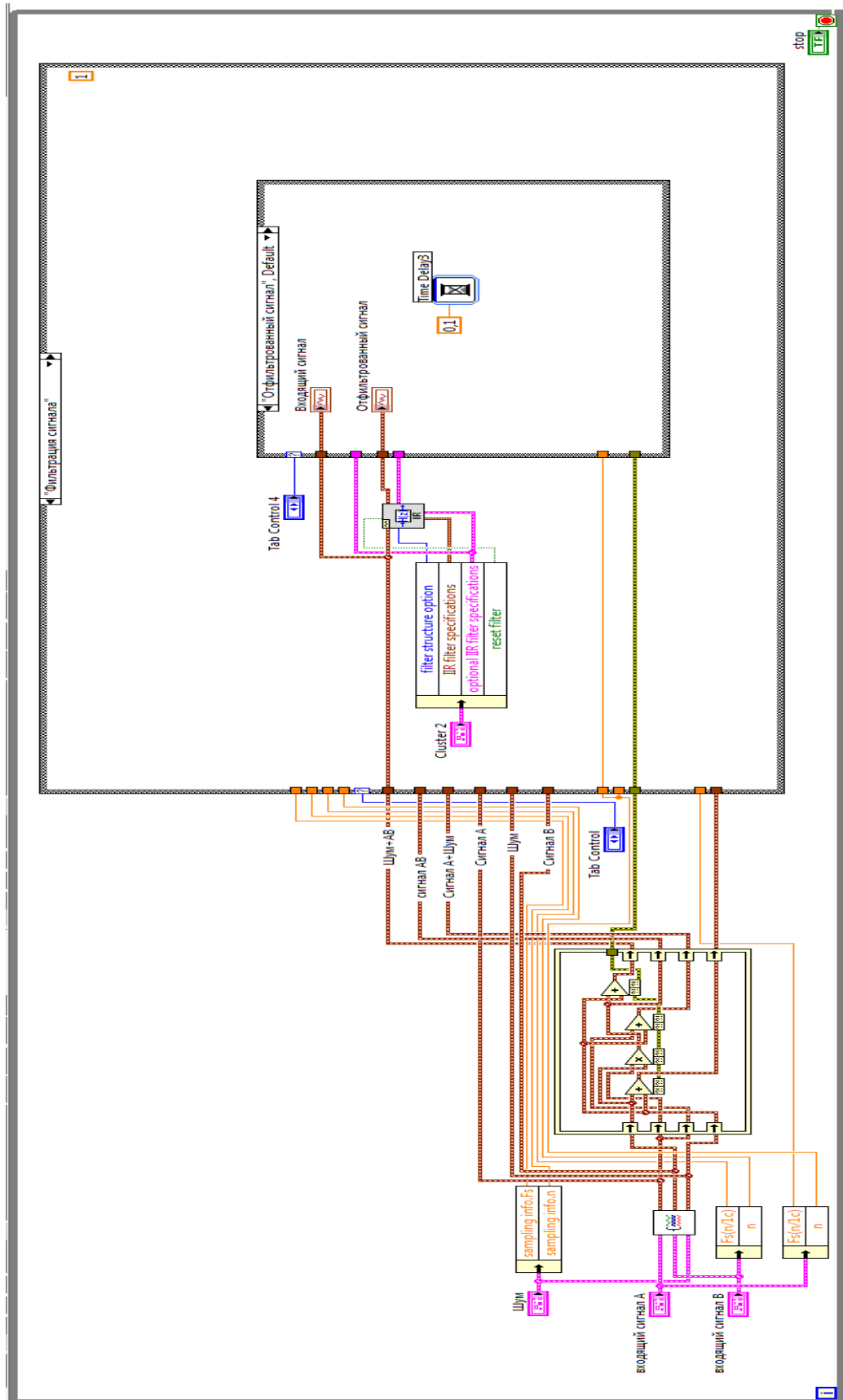


Рис. П2.29. Внешний вид комплекса генерации функций Уолша



Блок-диаграмма программы

Лицевая панель программы

STOP

Входящий сигнал | Фильтрация сигнала | Преобразование Фурье | Спектральный анализ | Дискретизация

входящий сигнал А | входящий сигнал В

Сигнал А
 Amplitude vs Time (0 to 0.999). Shows a smooth sine wave.

Сигнал В
 Amplitude vs Time (0 to 0.999). Shows a noisy sine wave.

Сигнал АВ
 Amplitude vs Frequency (0 to 1). Shows the frequency spectrum of the signal in plot B.

входящий сигнал А
 Тип сигнала: Sine Wave
 Амплитуда: 0-1000
 frequency: 0-500
 Fs (n/Tc): 1,00k
 n: 1000
 offset: 0.00

входящий сигнал В
 Тип сигнала: Sawtooth
 Амплитуда: 0-1000
 frequency: 0-500
 Fs (n/Tc): 1,00k
 n: 1000
 offset: 0.00

Plot 0

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №3

ТЕСТИРОВАНИЕ И ДИАГНОСТИКА СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ СТАНДАРТА GSM

GSM относится к сетям второго поколения (2 Generation) (1G — аналоговая сотовая связь, 2G — цифровая сотовая связь, 3G — широкополосная цифровая сотовая связь, коммутируемая многоцелевыми компьютерными сетями, в том числе Интернет).

Мобильные телефоны выпускаются с поддержкой 4 частот: 850 МГц, 900 МГц, 1800 МГц, 1900 МГц.

В зависимости от количества диапазонов, телефоны подразделяются на классы и вариацию частот в зависимости от региона использования.

Однодиапазонные — телефон может работать в одной полосе частот. В настоящее время не выпускаются, но существует возможность ручного выбора определённого диапазона частот в некоторых моделях телефонов, например Motorola C115, или с помощью инженерного меню телефона.

Двухдиапазонные (Dual Band) — для Европы, Азии, Африки, Австралии 900/1800 и 850/1900 для Америки и Канады.

Трёхдиапазонные (Tri Band) — для Европы, Азии, Африки, Австралии 900/1800/1900 и 850/1800/1900 для Америки и Канады.

Четырёхдиапазонные (Quad Band) — поддерживают все диапазоны 850/900/1800/1900.

В стандарте GSM применяется GMSK-модуляция с величиной нормированной полосы BT — 0,3, где B — ширина полосы фильтра по уровню минус 3 дБ, T — длительность одного бита цифрового сообщения.

GSM на сегодняшний день является наиболее распространённым стандартом связи. По данным ассоциации GSM (GSMA) на данный стандарт приходится 82 % мирового рынка мобильной связи, 29 % населения земного шара использует глобальные технологии GSM. В GSMA в настоящее время входят операторы более чем 210 стран и территорий.

История развития

GSM сначала означало Groupe Spécial Mobile, по названию группы анализа, которая создавала стандарт. Теперь он известен как Global System for Mobile Communications (Глобальная Система для Мобильной Связи), хотя слово «Связь» не включается в сокращение. Разработка GSM началась в 1982 году группой из 26 Европейских национальных телефонных компаний. Европейская конференция почтовых и телекоммуникационных администраций (CEPT), стремилась построить единую для всех европейских стран сотовую систему диапазона 900 МГц. Достижения GSM стали «одними из

наиболее убедительных демонстраций какое сотрудничество в Европейской промышленности может быть достигнуто на глобальном рынке».

В 1989 году Европейский Телекоммуникационный Институт Стандартов (ETSI) взял ответственность за дальнейшее развитие GSM. В 1990 году были опубликованы первые рекомендации. Спецификация была опубликована в 1991 году.

Коммерческие сети GSM начали действовать в Европейских странах в середине 1991 г. GSM разработан позже, чем аналоговая сотовая связь и во многих отношениях была лучше спроектирована. Северо-Американский аналог — PCS, вырос из своих корней стандарты включая цифровые технологии TDMA и CDMA, но для CDMA потенциальное улучшение качества обслуживания так и не было никогда подтверждено.

GSM Phase 1

1982 (Groupe Spécial Mobile) — 1990 г. Global System for Mobile Communications. Первая коммерческая сеть в январе 1992 г. Цифровой стандарт, поддерживает скорость передачи данных до 9,6 кбит/с. Полностью устарел, производство оборудования под него прекращено.

В 1991 году были введены услуги стандарта GSM «ФАЗА 1».

В них входят:

Переадресация вызова (Call forwarding). Возможность перевода входящих звонков на другой телефонный номер в тех случаях, когда номер занят или абонент не отвечает; когда телефон выключен или находится вне зоны действия сети и т. п. Кроме того, возможна переадресация факсов и данных.

Запрет вызова (Call barring). Запрет на все входящие/исходящие звонки; запрет на исходящие международные звонки; запрет на входящие звонки, за исключением внутрисетевых.

Ожидание вызова (Call waiting). Эта услуга позволяет принять входящий вызов во время уже продолжающегося разговора. При этом первый абонент или по-прежнему будет находиться на связи, или разговор с ним может быть завершён.

Удержание вызова (Call Holding). Эта услуга позволяет, не разрывая связь с одним абонентом, позвонить (или ответить на входящий звонок) другому абоненту.

Глобальный роуминг (Global roaming). При посещении любой из стран, с которой ваш оператор подписал соответствующее соглашение, вы можете пользоваться своим сотовым телефоном GSM без изменения номера.

GSM Phase 2

Стандарт GSM Phase 2 принят в 1993 г.[3] Цифровой стандарт, поддерживает скорость передачи данных до 9,6 кбит/с. С 1995 г. включает диапазон 1900 МГц. Второй этап развития GSM — GSM «Фаза 2», который завершился в 1997 г., предусматривает такие услуги:

Определение номера вызывающей линии (Calling Line Identification Presentation). При входящем звонке на экране высвечивается номер вызывающего абонента.

Антиопределитель номера (Calling Line Identification Restriction). С помощью этой услуги можно запретить определение собственного номера при соединении с другим абонентом.

Групповой вызов (Multi party). Режим телеконференции или конференц-связи позволяет объединить до пяти абонентов в группу и вести переговоры между всеми членами группы одновременно.

Создание закрытой группы до десяти абонентов (Closed User Group). Позволяет создавать группу пользователей, члены которой могут связываться только между собой. Чаще всего к этой услуге прибегают компании, предоставляющие терминалы своим служащим для работы.

Информация о стоимости разговора. Сюда входят таймер, который считает время на линии, и счётчик звонков. Также благодаря этой услуге можно проверять оставшийся на счёте кредит. Возможна и другая услуга: «Совет по оплате» (Advice of Charge). По требованию пользователя происходит проверка стоимости и длительности разговора в то время, когда аппарат находится на связи.

Обслуживание дополнительной линии (Alternative Line Service). Пользователь может приобрести два номера, которые будут приписаны к одному модулю SIM. В этом случае связь выполняется по двум линиям, с предоставлением двух счетов, двух голосовых ящиков и т. п.

Короткие текстовые сообщения (Short Message Service). Возможность приёма и передачи коротких текстовых сообщений (до 160 знаков).

Система голосовых сообщений (Voice Mail). Услуга позволяет автоматически переводить входящие звонки на персональный автоответчик (голосовая почта). Пользоваться этим можно только в том случае, если у абонента активизирована услуга «переадресация вызовов».

Стандарт GSM Phase 2 считается устаревшим; но так как стандарт GSM подразумевает обратную совместимость, то старое оборудование базовых станций и телефоны могут работать (и работают) в современных сетях.

GSM Phase 2+

Следующий этап развития сетей стандарта GSM «ФАЗА 2+» не связан с конкретным годом внедрения. Новые услуги и функции стандартизируются и внедряются после подготовки и утверждения их технических описаний. Все работы по этапу «Фаза 2+» проводились Европейским институтом стандартизации электросвязи (ETSI). Количество уже

внедрённых и находящихся в стадии утверждения услуг превышает 50. Среди них можно выделить следующие:

- улучшенное программное обеспечение SIM-карты;
- улучшенное полноскоростное кодирование речи EFR (Enhanced Full Rate);
- возможность взаимодействия между системами GSM и DECT;
- повышение скорости передачи данных благодаря пакетной передаче данных GPRS (General Packet RadioService) или за счёт системы передачи данных по коммутируемым каналам HSCSD (High Speed Circuit Switched Data).

Стандарты и радиоинтерфейс

Стандарты GSM создаются и публикуются Европейским институтом телекоммуникационных стандартов. Документы обозначаются GSM nn.nn, например широко известен стандарт на GSM SIM-карточки GSM 11.11.

На сегодняшний день разработано множество различных стандартов сотовой связи. Существенная часть из них уже и морально, и физически устарела, часть не нашла распространения, а другие, напротив, распространились по всему миру и нашли сотни миллионов пользователей. Вот список самых распространенных стандартов:

- * AMPS
- * DAMPS
- * NMT-450
- * GSM 900,1800,1900
- * CDMA
- *DECT

Наибольшее распространение, благодаря отличным функциональным возможностям (передача SMS, MMS, EMS, факсов, возможность доступа в интернет по GPRS, система GPS и т.д.), нашли полностью цифровые стандарты GSM и CDMA.

GSM-900

Цифровой стандарт мобильной связи в диапазоне частот от 890 до 915 МГц (от телефона к базовой станции) и от 935 до 960 МГц (от базовой станции к телефону). Количество реальных каналов связи гораздо больше чем написано выше в таблице, т.к. присутствует еще и временное разделение каналов TDMA, т.е. на одной и той же частоте могут работать несколько абонентов с разделением во времени.

В некоторых странах диапазон частот GSM-900 был расширен до 880—915 МГц (MS -> BTS) и 925—960 МГц (MS <- BTS), благодаря чему максимальное количество каналов связи увеличилось на 50. Такая модификация была названа E-GSM (extended GSM).

GSM-1800

Модификация стандарта GSM-900, цифровой стандарт мобильной связи в диапазоне частот от 1710 до 1880 МГц.

Особенности:

Максимальная излучаемая мощность мобильных телефонов стандарта GSM-1800 — 1 Вт, для сравнения у GSM-900 — 2 Вт. Больше время непрерывной работы без подзарядки аккумулятора и снижение уровня радиоизлучения.

Высокая ёмкость сети, что важно для крупных городов.

Возможность использования телефонных аппаратов, работающих в стандартах GSM-900 и GSM-1800, одновременно. Такой аппарат функционирует в сети GSM-900, но, попадая в зону GSM-1800, переключается — вручную или автоматически. Это позволяет оператору рациональнее использовать частотный ресурс, а клиентам — экономить деньги за счёт низких тарифов. В обеих сетях абонент пользуется одним номером. Но использование аппарата в двух сетях возможно только в тех случаях, когда эти сети принадлежат одной компании, или между компаниями, работающими в разных диапазонах, заключено соглашение о роуминге.

Сеть GSM 900-1800 — это единая сеть, с общей структурой, логикой и мониторингом в которой телефон никуда не переключается. Вручную можно только запретить использовать один из диапазонов в тестовых или очень старых аппаратах.

Проблема состоит в том, что зона охвата для каждой базовой станции значительно меньше, чем в стандартах GSM-900, AMPS/DAMPS-800, NMT-450. Необходимо большее число базовых станций. Чем выше частота излучения, тем хуже проникающая способность радиоволн в городской застройке.

Дальность связи в GSM лимитирована задержкой сигнала Timing advance и составляет до 35 км. При использовании режима extended cell возрастает до 75 км. Практически достижимо только в море, пустыне и горах.

CDMA

Тип стандарта: цифровой

Полоса частот: 1,23 МГц

Статус: Активно эксплуатируется

Краткое описание: Технология CDMA (система множественного доступа с кодовым разделением) изначально разработана для военных целей США, но, благодаря отличным показателям, нашла после модернизации широкое применение и в гражданской связи.

Особенности:

* Сигнал каждого абонента модулируется псевдослучайным, уникальным кодом (шумоподобным сигналом, отправляемым клиенту в начале разговора). Несущая частота

сигнала меняется, согласно этому случайному правилу, в результате чего узкополосный информационный сигнал каждого пользователям расширяется во всю ширину частотного спектра (1,23 МГц в случае CDMA). В приемнике сигнал демодулируется с помощью идентичного кода, в результате чего восстанавливается изначальный сигнал. Но в то же время сигналы остальных пользователей для данного приемника продолжают оставаться расширенными и воспринимаются им лишь как шум, незначительно мешающий нормальной работе приемника.

- * Отличные показатели шумоустойчивости, как следствие - снижение стоимости развертывания CDMA-сетей.

- * Высокое качество передачи речи при низких показателях излучаемой мощности.

- * Большая, по сравнению с GSM, емкость сети.

- * Высокое качество связи в зданиях.

NMT-450

Тип стандарта: аналоговый

Частотный диапазон: 453-468 МГц

Статус: устарел и морально, и физически

Краткое описание: NMT-450 (Nordic Mobile Telephone) разработан скандинавскими учеными. Первые сотовые сети в России строились именно на базе этого стандарта - федеральная сеть "СОТЕЛ" работала именно на NMT.

Особенности:

- * Большая площадь покрытия одним ретранслятором, а значит, меньшие затраты на организацию сети.

- * Малое затухание сигнала на открытом пространстве, что для России с ее плотностью заселения - огромный плюс.

- * Сигнал ретранслятора может добивать на 100 километров!

- * Благодаря тому, что стандарт - аналоговый, обеспечивается более высокое качество передачи речи - отсутствует грубая дискретизация голосовых отсчетов.

- * Плохая помехоустойчивость из-за используемых частот. Уровень промышленных помех в этом диапазоне значительно выше, чем, скажем, на 800, 900 и 1800 МГц.

- * Отсутствие секретности разговоров - их можно слушать УКВ-приемником.

- * Низкая емкость сетей, что не позволяет массово использовать стандарт в крупных городах.

- * Список дополнительных услуг издевательски пуст.

- * NMT-трубки весят в несколько раз больше своих цифровых собратьев и крайне расточительны в плане электроэнергии и здоровья владельца.

AMPS

Тип стандарта: аналоговый

Частотный диапазон: 825-890 МГц

Статус: устарел и морально, и физически

Краткое описание: В конце восьмидесятых американские специалисты разработали специально для своей страны стандарт AMPS (Advanced Mobile Phone Service - усовершенствованная мобильная телефонная система). Завоевав популярность в других странах, в 1993 стандарт пришел в Россию. Такие сети по сей день эксплуатируются в 55 регионах, часть из них работает в аналоговом стандарте AMPS, часть - в усовершенствованном цифровом D-AMPS.

Особенности:

* Более высокая, чем у NMT-450, емкость сетей.

* Низкий уровень промышленных и атмосферных помех благодаря используемому частотному диапазону.

* Более надежная, чем у NMT-450, связь в помещениях.

* Меньшая зона устойчивой связи для одной базовой станции, что вынуждает операторов ставить их ближе друг к другу - большие затраты.

* Почти не распространен в Европе и Азии.

AMPS уже давным-давно морально устарел, и в 1990 г. в США был разработан D-AMPS.

D-AMPS

Тип стандарта: цифровой

Частотный диапазон: 825-890 МГц

Статус: устарел морально

Краткое описание: Когда AMPS морально устарел - а это произошло довольно быстро, в 1990 году - в Штатах был разработан D-AMPS.

Особенности:

* Емкость сетей на несколько порядков выше, чем у NMT-450 и AMPS.

* Возможность эксплуатации мобильных аппаратов как в цифровом, так и в аналоговом режимах.

* Расширенный спектр дополнительных услуг.

* Емкость DAMPS-сетей ниже, чем в полностью цифровых системах, но выше, чем в аналоговых.

GPRS

Главным недостатком стандарта GSM на сегодня является низкая скорость передачи данных - максимум 9,6 Кбит/с, да и сам процесс реализован довольно убого - под данные

выделяется один голосовой канал; оплата услуги, соответственно, осуществляется исходя из времени соединения, причем по тарифам, весьма схожим с речевыми. Для решения этой проблемы и был разработан стандарт передачи данных GPRS (General Packet Radio Service - услуга пакетной передачи данных по радиоканалу).

Новая система предложила пользователям мобильной связи уже совсем другие условия - максимальная скорость соединения составляет 171,2 Кбит/с, а оплата осуществляется исходя из количества реально переданной информации, трафика.

В GSM-сетях, оборудованных GPRS-модулями, более рационально распределяется радиочастотный ресурс. Не вдаваясь в сложные технические детали, можно сказать, что выигрыш в скорости достигается за счет одновременного использования для передачи данных нескольких свободных в настоящий момент каналов. Тут следует отметить, что скорость передачи информации определяется не столько теоретическими возможностями сетевого и абонентского оборудования, сколько загрузкой сети - так, из собственного опыта могу сказать, что скорость соединения в России в ближайшие несколько лет у тебя не превысит 5-6 Кбит/с.

Благодаря тому, что пакеты данных имеют значительно меньший приоритет, по сравнению с голосовой информацией, внедрение систем GPRS не приводит к ухудшению качества услуг передачи речи.

Система GPRS состоит из двух основных модулей: SGSN (Serving GPRS Support Node - узел поддержки GPRS) и GGSN (Gateway GPRS Support Node - шлюзовой узел GPRS). В некотором смысле SGSN можно назвать аналогом коммутатора сети GSM. SGSN обеспечивает доставку пакетов информации пользователям, взаимодействует с реестром абонентов, проверяет, разрешены ли запрашиваемые услуги, ведет мониторинг пользователей, организует регистрацию вновь прибывших абонентов и т.п.

Назначение GGSN легко понять из расшифровки названия - это шлюз между сотовой сетью (вернее, SGSN) и внешними информационными сетями (интернетом, провайдерскими Intranet-сетями и т.д.).

Основной задачей GGSN, таким образом, является маршрутизация (обычно совмещенная с NAT'ом) пакетов, генерируемых абонентом через SGSN. Вторичными функциями GGSN являются: динамическая выдача IP-адресов (а-ля DHCP-сервер :)), отслеживание информации о внешних сетях, подсчет трафика, тарификация и т.д.

Благодаря хорошей масштабируемости системы GPRS, оператор может увеличивать число SGSN и GGSN по мере роста числа пользователей и их суммарного трафика.

Как известно, для работы с GPRS необходимо иметь специальный телефон, поддерживающий эту технологию.

Основная характеристика такого телефона - так называемый класс GPRS. Это максимальное количество каналов, которое может задействовать аппарат для передачи данных - напомним, что один канал обеспечивает передачу данных со скоростью до 13,4 Кбит/с.

Самым первым производителем телефонов с GPRS стала французская фирма Sagem - на проходящей в Женеве выставке Telecom'99 она представила телефон Sagem MC-850, имеющий 3 канала на прием и 1 на передачу данных.

Современные телефоны способны использовать десять и более каналов для передачи данных, что, теоретически, обеспечивает отличную скорость соединения - до 20 килобайт в секунду.

В стандарте GSM определены 4 диапазона работы (ещё есть пятый):

900/1800 МГц (используется в Европе, Азии)

Характеристики	GSM-900	GSM-1800
Частоты передачи MS и приёма BTS (uplink), МГц	890 — 915	1710 — 1785
Частоты приёма MS и передачи BTS (downlink), МГц	935 — 960	1805 — 1880
Дуплексный разнос частот приёма и передачи, МГц	45	95
Количество частотных каналов связи с шириной 1 канала связи в 200 кГц	124	374
Ширина полосы канала связи, кГц	200	200

850/1900 МГц (используется в США, Канаде, отдельных странах Латинской Америки и Африки)

Характеристики	GSM-850	GSM-1900
Частоты передачи MS и приёма BTS, МГц	824 — 849	1850 — 1910
Частоты приёма MS и передачи BTS, МГц	869 — 894	1930 — 1990
Дуплексный разнос частот приёма и передачи, МГц	45	80

Структура GSM

Система GSM состоит из трёх основных подсистем:

подсистема базовых станций (BSS — Base Station Subsystem),

подсистема коммутации (NSS — Network Switching Subsystem),

центр технического обслуживания (OMC — Operation and Maintenance Centre).

В отдельный класс оборудования GSM выделены терминальные устройства — подвижные станции (MS — Mobile Station), также известные как мобильные (сотовые) телефоны.

Подсистема базовых станций



Рис.7.1. Антенны трех базовых станций на мачте

BSS состоит из собственно базовых станций (BTS — Base Transceiver Station) и контроллеров базовых станций (BSC — Base Station Controller). Область, накрываемая сетью GSM, разбита на условные шестиугольники, называемые сотами или ячейками. Диаметр каждой шестиугольной ячейки может быть разным — от 400 м до 50 км. Максимальный теоретический радиус ячейки составляет 120 км, что обусловлено ограниченной возможностью системы синхронизации к компенсации времени задержки сигнала. Каждая ячейка покрывается находящейся в её центре одной базовой станцией, при этом ячейки частично перекрывают друг друга, тем самым сохраняется возможность передачи обслуживания без разрыва соединения при перемещении абонента из одной соты в другую. Естественно, что на самом деле сигнал от каждой станции распространяется, покрывая площадь в виде круга, а не шестиугольника, последний же является лишь упрощением представления зоны покрытия. Каждая базовая станция имеет шесть соседних в связи с тем, что в задачи планирования размещения станций входила минимизация стоимости системы. Меньшее количество соседних базовых станций приводило бы к большему перехлёсту зон покрытия с целью избегания "мёртвых зон", что в свою очередь потребовало бы более

плотного расположения базовых станций. Большое количество соседних базовых станций приводило бы к излишним расходам на дополнительные станции, в то время как выигрыш от уменьшения зон перехлёста был бы уже весьма незначительным.

Базовая станция (BTS) обеспечивает приём/передачу сигнала между MS и контроллером базовых станций. BTS является автономной и строится по модульному принципу. Направленные антенны базовых станций могут располагаться на вышках, крышах зданий и т. д.

Контроллер базовых станций (BSC) контролирует соединения между BTS и подсистемой коммутации. В его полномочия также входит управление очередностью соединений, скоростью передачи данных, распределение радиоканалов, сбор статистики, контроль различных радиоизмерений, назначение и управление процедурой Handover.

Подсистема коммутации

NSS состоит из нижеследующих компонентов.

Центр коммутации (MSC — Mobile Switching Center)

MSC контролирует определённую географическую зону с расположенными на ней BTS и BSC. Осуществляет установку соединения к абоненту и от него внутри сети GSM, обеспечивает интерфейс между GSM и ТфОП, другими сетями радиосвязи, сетями передачи данных. Также выполняет функции маршрутизации вызовов, управление вызовами, эстафетной передачи обслуживания при перемещении MS из одной ячейки в другую. После завершения вызова MSC обрабатывает данные по нему и передаёт их в центр расчётов для формирования счета за предоставленные услуги, собирает статистические данные. MSC также постоянно следит за положением MS, используя данные из HLR и VLR, что необходимо для быстрого нахождения и установления соединения с MS в случае её вызова.

Домашний регистр местоположения (HLR — Home Location Registry)

Содержит базу данных абонентов, приписанных к нему. Здесь содержится информация о предоставляемых данному абоненту услугах, информация о состоянии каждого абонента, необходимая в случае его вызова, а также Международный Идентификатор Мобильного Абонента (IMSI — International Mobile Subscriber Identity), который используется для аутентификации абонента (при помощи AUC). Каждый абонент приписан к одному HLR. К данным HLR имеют доступ все MSC и VLR в данной GSM-сети, а в случае межсетевого роуминга — и MSC других сетей.

Гостевой регистр местоположения (VLR — Visitor Location Registry)

VLR обеспечивает мониторинг передвижения MS из одной зоны в другую и содержит базу данных о перемещающихся абонентах, находящихся в данный момент в этой зоне, в том числе абонентах других систем GSM — так называемых роумерах. Данные об абоненте

удаляются из VLR в том случае, если абонент переместился в другую зону. Такая схема позволяет сократить количество запросов на HLR данного абонента и, следовательно, время обслуживания вызова.

Регистр идентификации оборудования (EIR — Equipment Identification Registry)

Содержит базу данных, необходимую для установления подлинности MS по IMEI (International Mobile Equipment Identity). Формирует три списка: белый (допущен к использованию), серый (некоторые проблемы с идентификацией MS) и чёрный (MS, запрещённые к применению). У российских операторов (и большей части операторов стран СНГ) используются только белые списки, что не позволяет раз и навсегда решить проблему кражи мобильных телефонов.

Центр аутентификации (AUC — Authentication Center)

Здесь производится аутентификация абонента, а точнее — SIM (Subscriber Identity Module). Доступ к сети разрешается только после прохождения SIM процедуры проверки подлинности, в процессе которой с AUC на MS приходит случайное число RAND, после чего на AUC и MS параллельно происходит шифрование числа RAND ключом Ki для данной SIM при помощи специального алгоритма. Затем с MS и AUC на MSC возвращаются «подписанные отклики» — SRES (Signed Response), являющиеся результатом данного шифрования. На MSC отклики сравниваются, и в случае их совпадения аутентификация считается успешной.

Подсистема ОМС (Operations and Maintenance Center)

Соединена с остальными компонентами сети и обеспечивает контроль качества работы и управление всей сетью. Обрабатывает аварийные сигналы, при которых требуется вмешательство персонала. Обеспечивает проверку состояния сети, возможность прохождения вызова. Производит обновление программного обеспечения на всех элементах сети и ряд других функций.

Преимущества и недостатки

Преимущества стандарта GSM:

Меньшие по сравнению с аналоговыми стандартами (NMT-450, AMPS-800) размеры и вес телефонных аппаратов при большем времени работы без подзарядки аккумулятора. Это достигается в основном за счёт аппаратуры базовой станции, которая постоянно анализирует уровень сигнала, принимаемого от аппарата абонента. В тех случаях, когда он выше требуемого, на сотовый телефон автоматически подаётся команда снизить излучаемую мощность.

Хорошее качество связи при достаточной плотности размещения базовых станций.

Большая ёмкость сети, возможность большого числа одновременных соединений.

Низкий уровень промышленных помех в данных частотных диапазонах.

Улучшенная (по сравнению с аналоговыми системами) защита от подслушивания и нелегального использования, что достигается путём применения алгоритмов шифрования с разделяемым ключом.

Эффективное кодирование (сжатие) речи. EFR-технология была разработана фирмой Nokia и впоследствии стала промышленным стандартом кодирования/декодирования для технологии GSM (см. GSM-FR, GSM-HR и GSM-EFR)

Широкое распространение, особенно в Европе, большой выбор оборудования.

Возможность роуминга. Это означает, что абонент одной из сетей GSM может пользоваться сотовым телефонным номером не только у себя «дома», но и перемещаться по всему миру переходя из одной сети в другую не расставаясь со своим абонентским номером. Процесс перехода из сети в сеть происходит автоматически, и пользователю телефона GSM нет необходимости заранее уведомлять оператора (в сетях некоторых операторов, могут действовать ограничения на предоставление роуминга своим абонентам, более детальную информацию можно получить обратившись непосредственно к своему GSM оператору)

Недостатки стандарта GSM

Искажение речи при цифровой обработке и передаче.

Связь возможна на расстоянии не более 120 км от ближайшей базовой станции даже при использовании усилителей и направленных антенн. Поэтому для покрытия определённой площади необходимо большее количество передатчиков, чем в NMT-450 и AMPS.

Моделирование канала стандарта GSM в MATLAB Simulink

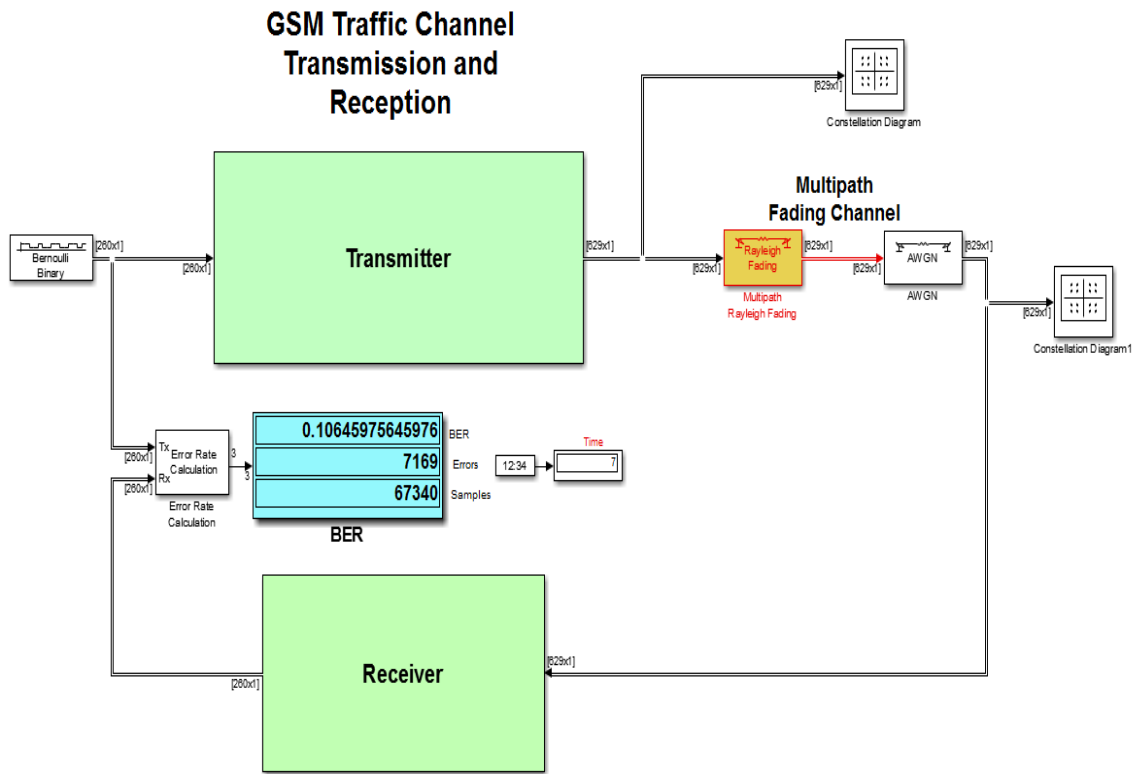


Рис. 7.2. Модель GSM в Simulink MATLAB 2015

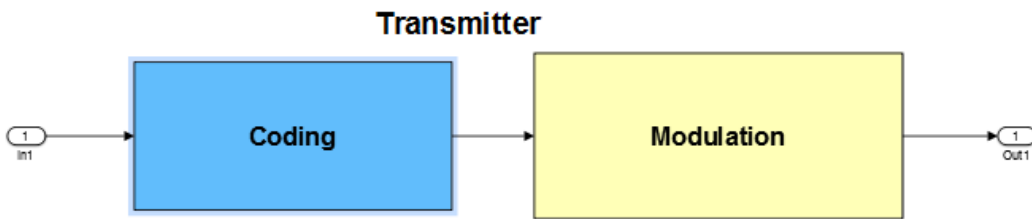


Рис. 7.3. Схема передатчика

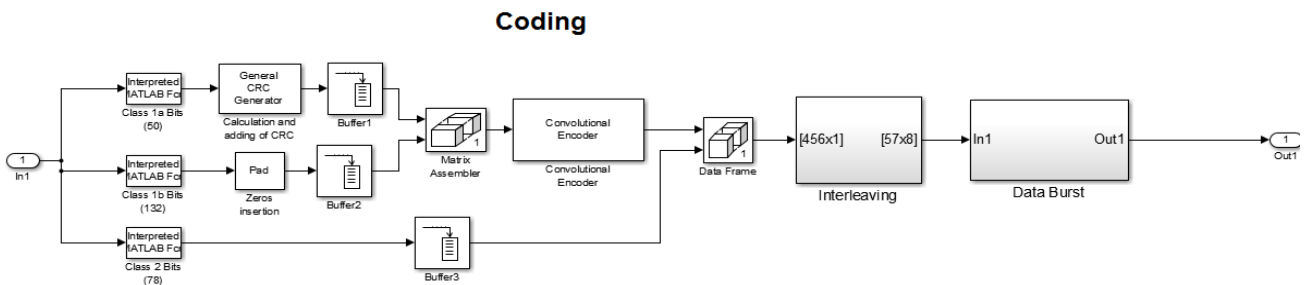


Рис. 7.4. Схема кодера

Modulation

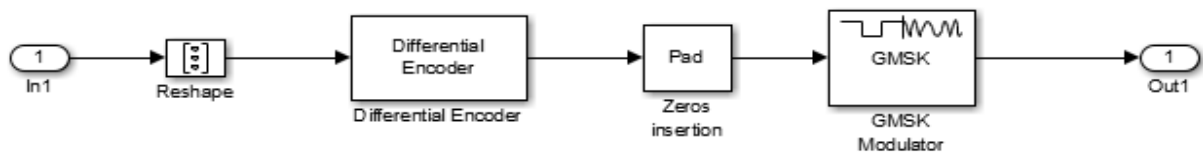


Рис. 7.5. Схема модулятора

Receiver

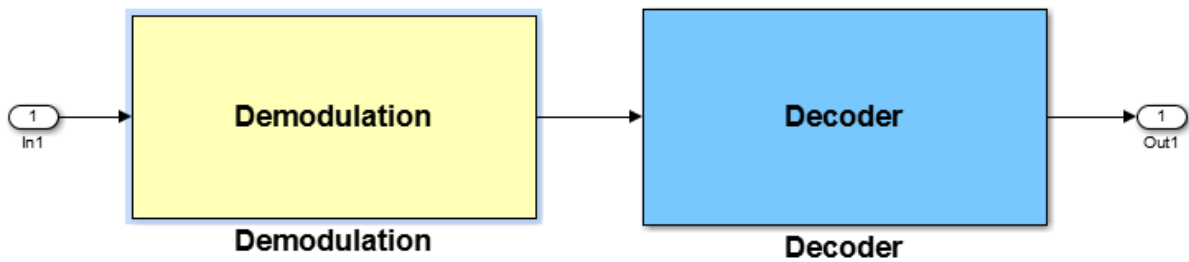


Рис. 7.6. Схема приемника

Demodulation

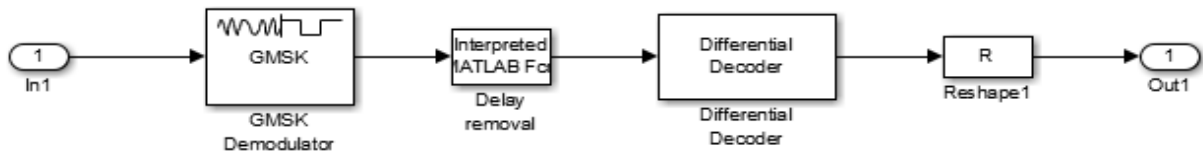


Рис. 7.7. Схема демодулятора

Decoding

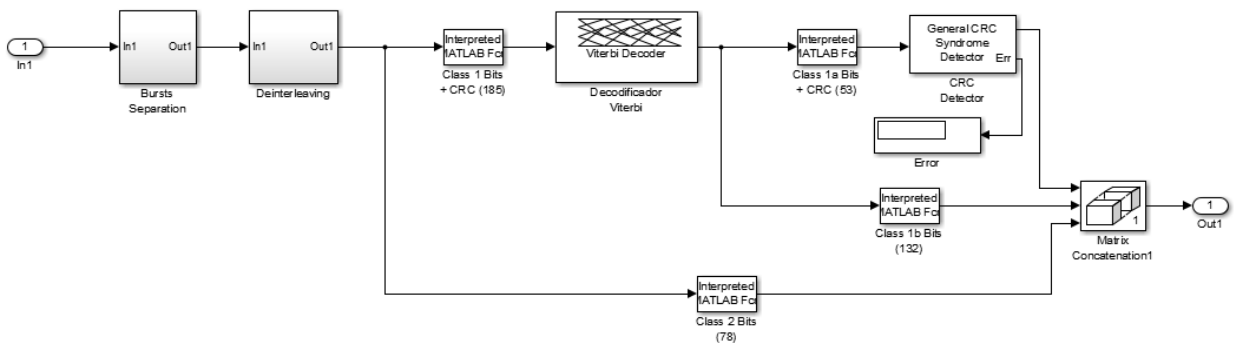


Рис. 7.8. Схема декодера

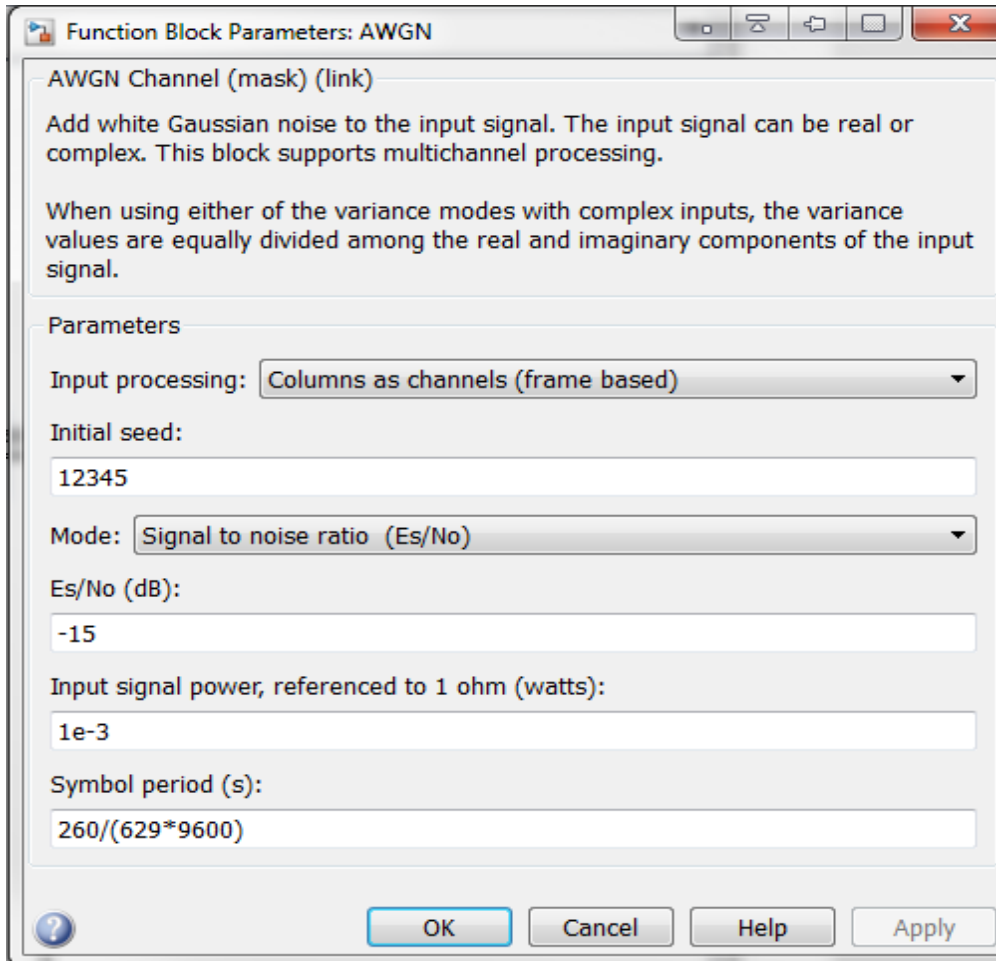


Рис. 7.9. Изменение отношения сигнал/шум.

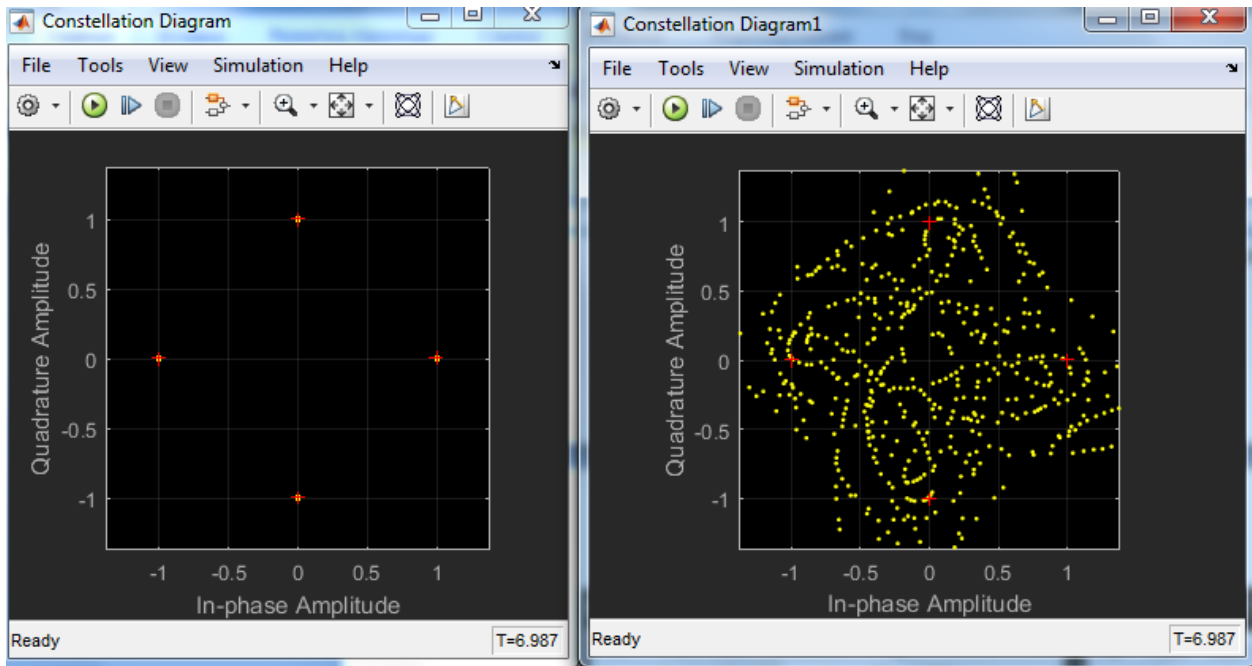


Рис. 7.10. Сравнение передаваемого созвездия и принятого, при отношении С/Ш – 20 Дб.

BER

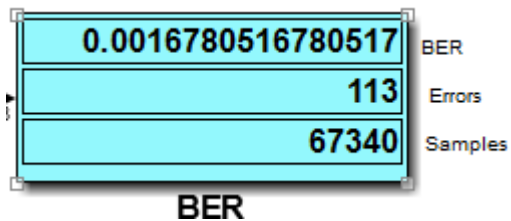


Рис. 7.11. BER при отношении С/Ш 15 Дб.

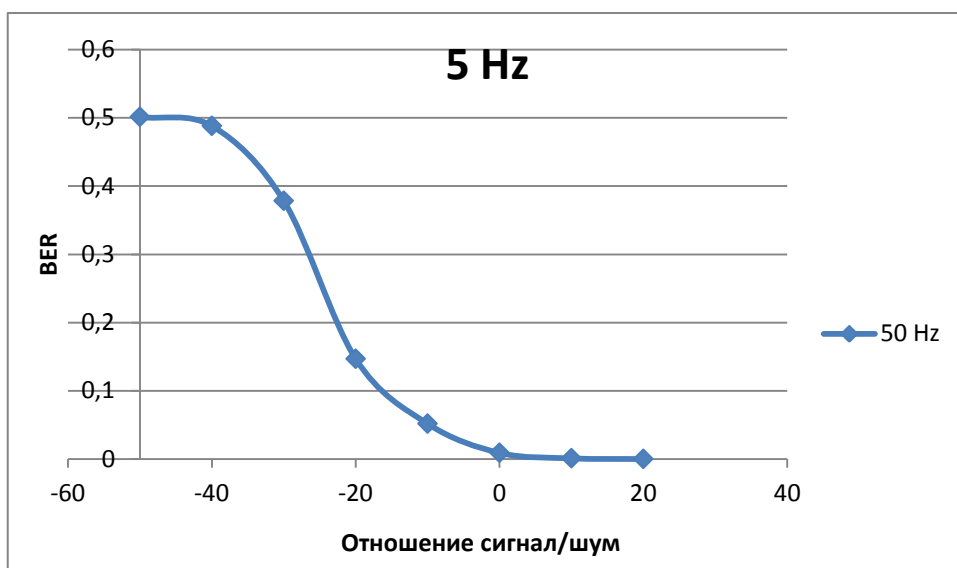


Рис. 7.12. Зависимость BER от отношения сигнал/шум при доплеровском сдвиге 5 Гц

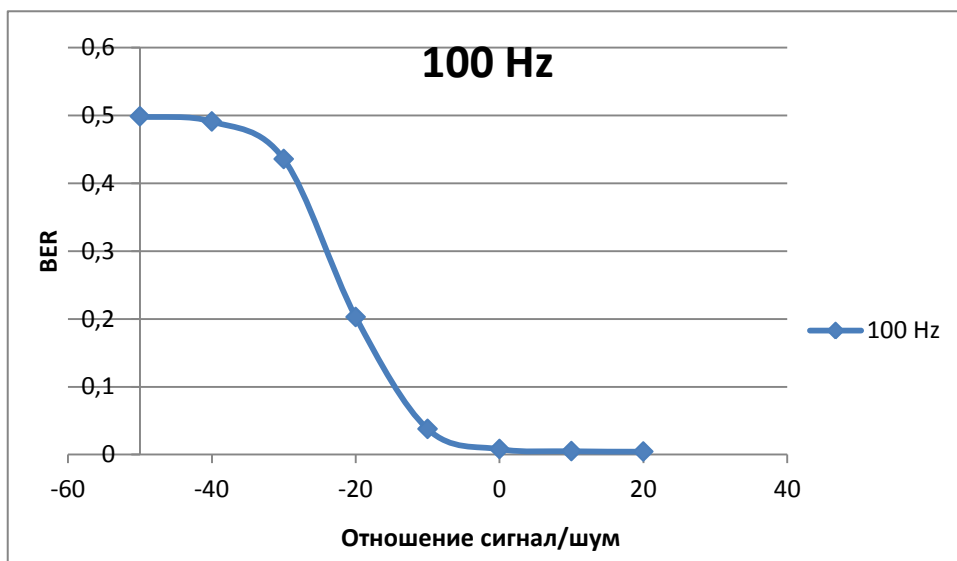


Рис. 7.13. Зависимость BER от отношения сигнал/шум при доплеровском сдвиге 100 Гц

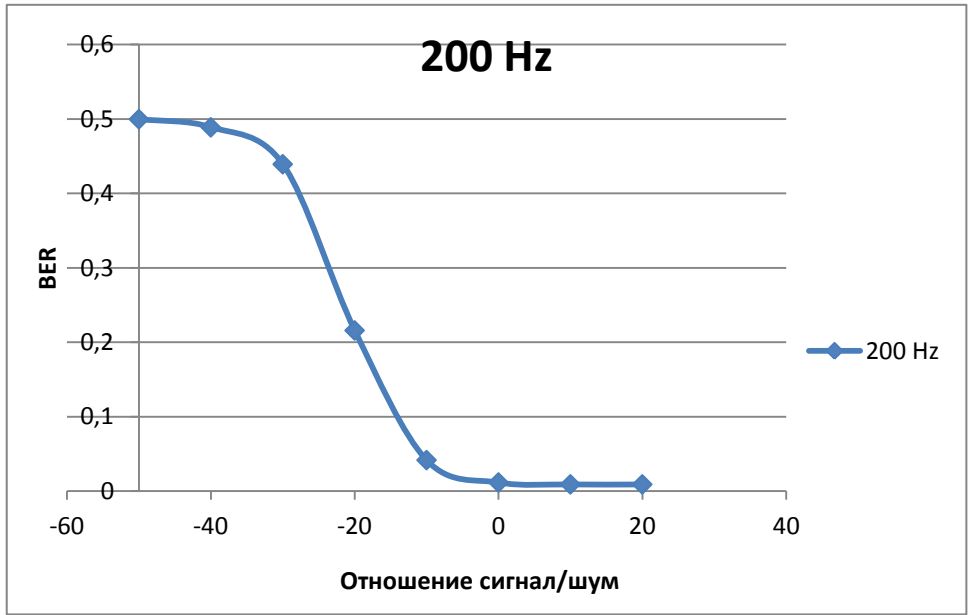


Рис. 7.14. Зависимость BER от отношения сигнал/шум при доплеровском сдвиге 200 Гц

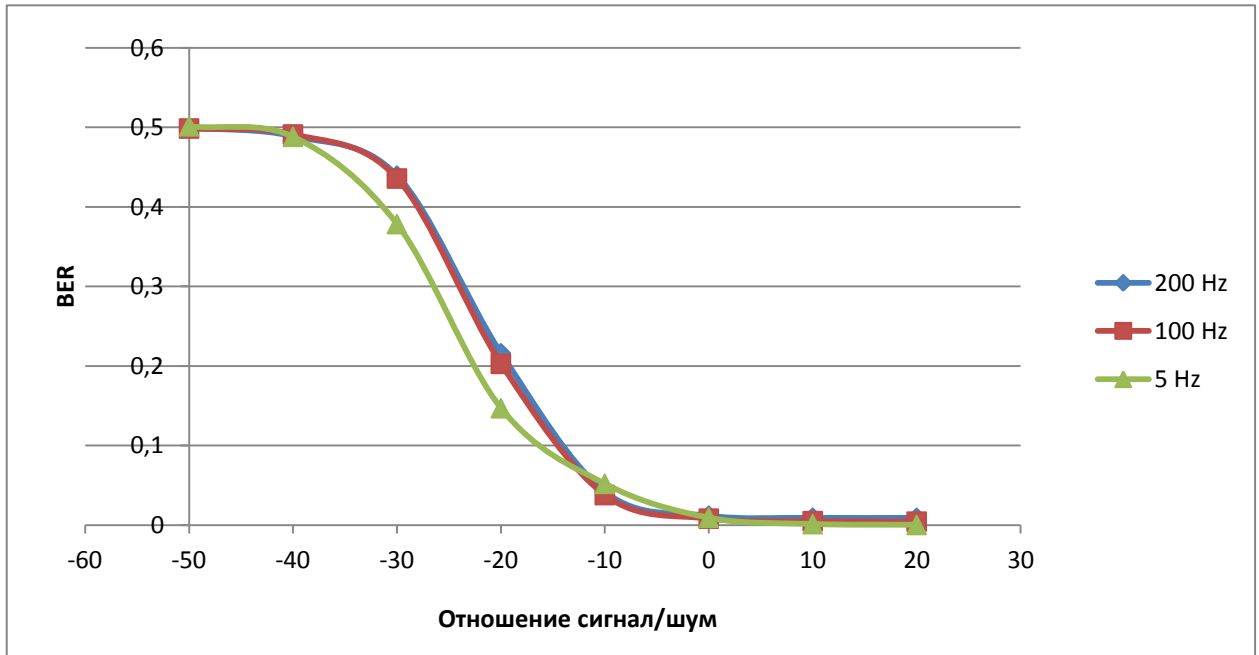


Рис. 7.15. Зависимость BER от отношения сигнал/шум при доплеровском сдвиге 5, 100, 200 Гц

В ходе данной работы мы исследовали стандарт GSM. Он позволяет производить эффективную передачу сигнала при довольно малом соотношении Сигнал Шум. Сигнал GSM зависим от Доплеровского эффекта, но учитывая, что скорость ЭМ волн крайне большая, по сравнению со скоростью объектов связи, то этот эффект нормализуется.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №4

ТЕСТИРОВАНИЕ И ДИАГНОСТИКА СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ СТАНДАРТА CDMA

В настоящее время развиваются системы мобильной связи, так как каждый год осуществляется рост числа абонентов, что приводит к загруженности сети, необходимости улучшения качества связи, улучшения емкости базовых станций, а также увеличения зоны покрытия сот. Но необходимо улучшать и безопасность мобильной связи, так как злоумышленники могут осуществить перехват информационного сигнала.

Новые поколения сотовой связи появляются достаточно быстро, но их внедрение требует значительных временных ресурсов, поэтому до сих пор основополагающими считаются технологии CDMA и GSM, но технология CDMA работает не только как отдельный стандарт, эта технология используется, например, в LTE.

CDMA - система множественного доступа с кодовым разделением - стала, возможно, самой многообещающей системой, появившейся на мировом рынке. Десятилетия назад эта технология использовалась в военной связи (США), а сегодня известна всем как глобальный цифровой стандарт для коммерческих систем коммуникаций. Технология использования CDMA была протестирована, стандартизирована, лицензирована и запущена в производство большинством поставщиков беспроводного оборудования и применяется во всем мире. В отличие от других методов доступа абонентов к сети, где энергия сигнала концентрируется на выбранных частотах или временных интервалах, сигналы CDMA распределены в непрерывном частотно-временном пространстве. Фактически метод манипулирует и частотой, и временем, и энергией.

CDMA применяется в 32 странах Азии и Океании, 2 странах Северной Америки, 14 странах Европы и 45 странах Африки.

История технологии CDMA берёт своё начало в 30-е годы прошлого (XX) столетия. В 1935 году в СССР академик Агеев Дмитрий Васильевич издал небольшим тиражом брошюру под странным названием "Кодовое разделение каналов". В ней были определены основы ортогонального разделения сигналов, разделения сигналов по форме. В то время реально существовал только один способ разделения каналов связи – частотный. И относилось это, в основном, к каналам радиосвязи. При таком методе каждый канал занимает некоторую свою полосу в общем спектре частот. Эти полосы относительно узки и разделены между собой защитными интервалами. Частотный диапазон ещё не был так перегружен как сегодня,

поэтому использование такого способа разделения каналов связи считалось достаточно простым и логичным, поскольку осуществлялась манипуляция только одним параметром сигнала – частотой. Однако учёные, работавшие в области разработок новейших систем связи, в общем, и радиосвязи, в частности, понимали, что такая идиллия не будет долгой. Кроме того, узкополосные радиосигналы очень чувствительны к селективным замираниям. Требовалось разработать методику, минимизирующую потери полезного сигнала за счёт селективных замираний и позволяющую бережнее относиться к используемому диапазону частот.

Несколько позже, примерно в одно и то же время, появляются работы «Математическая теория связи» Клода Шеннона (США) и «Теория потенциальной помехоустойчивости» Владимира Александровича Котельникова (СССР).

Впервые радиооборудование, использующее кодовое разделение каналов, появилось в США где-то в конце 50-х годов. Технология CDMA нашла применение в военных системах, где успешно отработала более двух десятков лет. Во второй половине 80-х годов военное ведомство США рассекретило данную технологию и разрешило ее использование в гражданских средствах радиосвязи (диапазон 800 МГц).

В сентябре 1995 года в Гонконге фирма HUTCHISON начала развертывание первой в мире коммерческой сети CDMA, используя базовое оборудование Motorola (базовые станции SC 9600 и коммутирующее оборудование EMX 2500) и мобильные телефоны Qualcomm. На конец 1996 года эта сеть насчитывала 113 сот, работала на одном частотном канале с полосой 1,25 МГц и обслуживала более 40.000 абонентов. Правда, соты CDMA были наложены на существующую сеть AMPS и мобильные терминалы работали в дуалмодовом режиме, т.е. при сбое в CDMA-сети абонентский терминал автоматически переключался в сеть AMPS (FDMA). В Корее в январе 1996 года фирма KMT, используя оборудование Gold Star, начала коммерческую эксплуатацию CDMA-сети. А в апреле Shinsengi Telecom начала создавать новую сеть на базе оборудования Samsung, Sony, Qualcomm. На конец 1996 года эти сети обслуживали более 200.000 клиентов. Корея приняла IS-95 в качестве национального стандарта сотовой связи. В США развертыванием CDMA-сетей занимаются такие фирмы, как Air Touch (Сан-Диего, Лос-Анджелес), BANM (Трентон, Нью-Джерси), 360-Communications (Лас-Вегас, Невада). Они используют базовое оборудование Qualcomm, Lucent Technologies, Motorola, а также абонентские терминалы фирм Qualcomm, Sony, Nortel. В Австралии, в канун Олимпийских игр, были построены сети сотовой мобильной радиотелефонной связи в Сиднее и Мельбурне на базе оборудования CDMA-one (IS-95) производства фирмы Samsung.

Кроме вышеназванного стандарта (IS-95) в 1999 году был разработан и широкополосный вариант - W-CDMA (Ericsson, Швеция), функционирующий в диапазоне 1800 МГц. Он предназначался для использования в районах с высокой плотностью населения, так как обладал ещё большей пропускной способностью.

Стандарты CDMA

В CDMA системах каждый голосовой поток отмечен своим уникальным кодом и передается на одном канале одновременно со многими другими кодированными голосовыми потоками. Принимающая сторона использует тот же код для выделения сигнала из шума. Единственное отличие между множественными голосовыми потоками это уникальный код. Канал, как правило, очень широк и каждый голосовой поток занимает целиком всю ширину диапазона. Эта система использует наборы каналов шириной 1.23МГц. Голос кодируется на скорости 8.55кбит/с, но определение голосовой активности и различные скорости кодирования могут урезать поток данных до 1200бит/с. В системах CDMA могут устанавливаться очень прочные и защищенные соединения, несмотря на экстремально низкую величину мощности сигнала, теоретически - сигнал может быть слабее, чем уровень шума

Стандарт CDMAOne

Стандарт cdmaOne, существует в вариациях IS-95a, IS-95b (cellular по американской терминологии, 800 МГц) и J-STD-008 (PCS, диапазон 1900). Аббревиатура IS (interim standard - временной стандарт) используется для учета в Ассоциации телекоммуникационной промышленности TIA (Telecommunications Industry Association). Как правило, в сетях cdmaOne используется IS-95a, он обеспечивают передачу сигнала со скоростью 9,6 кбит/с (с кодированием) и 14,4 кбит/с (без кодирования). Версия IS-95b основана на объединении нескольких каналов CDMA, организуемых в прямом направлении (от базовой станции к мобильной). Скорость может увеличиваться до 28,8 кбит/с (при объединении двух каналов по 14,4 кбит/с) или до 115,2 кбит/с (8 каналов по 14,4 кбит/с). Собственно, кроме IS-95 сети cdmaOne используют еще целый набор протоколов и стандартов, их список можно найти в любой достаточно глубокой статье по этой теме. Прямой и обратный каналы располагаются соответственно в диапазонах 869,040-893,970 и 824,040-848,860 МГц. Используются 64 кода Уолша и несущие в 1.25 МГц.

Стандарт WCDMA

WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access - широкополосный CDMA) - технология радиоинтерфейса избранная большинством операторов сотовой связи Японии и

(в январе 1988 года) институтом ETSI (European Telecommunications Standards Institute) для обеспечения широкополосного радиодоступа с целью поддержки услуг третьего поколения.

Технология оптимизирована для предоставления высокоскоростных мультимедийных услуг типа видео, доступа в Интернет и видеоконференций; обеспечивает скорости доступа вплоть до 2 Мбит/с на коротких расстояниях и 384 Кбит/с на больших с полной мобильностью. Такие величины скорости передачи данных требуют широкую полосу частот, поэтому ширина полосы WCDMA составляет 5 МГц. Технология может быть добавлена к существующим сетям GSM и GPRS, что делает стандарт WCDMA наиболее перспективным с точки зрения использования сетевых ресурсов и глобальной совместимости.

WCDMA (широкополосный множественный доступ с кодовым разделением каналов) представляет собой технологию, использующую расширенную полосу пропускания и разновидность принципа CDMA. Это технология мобильной радиосвязи третьего поколения, обеспечивающая значительно более высокие скорости передачи данных, чем стандарт GSM. WCDMA поддерживает передачу голоса, изображений, данных и видео в сетях мобильной связи на скорости до 2 Мбит/с (локальный доступ) или 384 кбит/с (глобальный доступ). WCDMA используется в основном в Европе при переходе от стандарта GSM к стандарту UMTS.

Стандарт CDMA2000

Стандарт cdma2000 является дальнейшим развитием стандарта 2 поколения cdmaOne. Дальнейшим развитием cdmaOne должен был стать IS-95c, и именно это обозначение очень часто используется производителями. Официальным обновлением стандарта, разработанным компанией Qualcomm и утвержденным ITU (Международный союз электросвязи, International Telecommunication Union), является cdma2000. В документах Lucent Technologies встречается обозначение IS-2000. Наконец, международный союз электросвязи (МСЭ) отобрал из десяти предложенных проектов пять радиointерфейсов третьего поколения IMT-2000 (International Mobile Telecommunications System - 2000 - Международная система мобильной связи - 2000), в их числе - IMT-MC (Multi Carrier), который представляет собой модификацию многочастотной системы cdma2000, в которой обеспечивается обратная совместимость с оборудованием стандарта cdmaOne (IS-95).

Еще один из пяти стандартов IMT-2000 - IMT-DS (Direct Spread) - построен на базе проектов W-CDMA и взят за основу европейской системы UMTS.

На начало 2003г. из 127 миллионов пользователей CDMA почти 15 миллионов использовали технологию cdma2000. В течение первых семи месяцев 2002 года, в Азии и Америке было запущено 11 сетей CDMA2000 и общее количество этих сетей составляло 18. Это - 99% рынка 3G, на IMT-MC приходилось 14.8 миллионов абонентов, на UMTS - 0.13

миллиона. Однако, стоит отметить, что реализованная фаза cdma2000 1X все же не является полноценным 3G, ибо не дотягивает до обязательных двух мегабит. Поэтому ее чаще называют 2.5G.

Изначально cdma2000 (IMT-МС) разделили на две фазы - 1X и 3X. Именно к первой фазе применяется название IS-95C. А вторую позже назвали 1X-EV (evolution), разделив ее на две фазы - cdma2000 1X EV-DO (data only) и cdma2000 1X EV-DV (data & voice).

И именно стандарт cdma2000 1X EV-DO подразумевается под 3G IMT-МС. Стандарт 1x-EV-DO был принят TTA в октябре 2000 года и предусматривает следующую схему функционирования: аппарат одновременно производит поиск сети 1x и 1xEV, передачу данных осуществляет с помощью 1xEV, голоса - с помощью 1x. Стандарт 1xEV-DV полностью соответствует всем требованиям 3G.

Следует отметить, что стандарты семейства cdma2000 не требуют организации отдельной полосы частот и в ходе их эволюционного развития от cdmaOne могут быть реализованы во всех частотных диапазонах, используемых системами сотовой подвижной связи (450, 700, 800, 900, 1700, 1800, 1900, 2100 МГц).

Структура и формирование сигналов

Схема кодирования в прямом канале (от базовой станции к абоненту).

Базовая скорость передачи данных в канале составляет 9,6 кбит/с, что достигается добавлением дополнительных корректирующих двоичных символов к цифровому потоку вокодера 8,55 кбит/с.

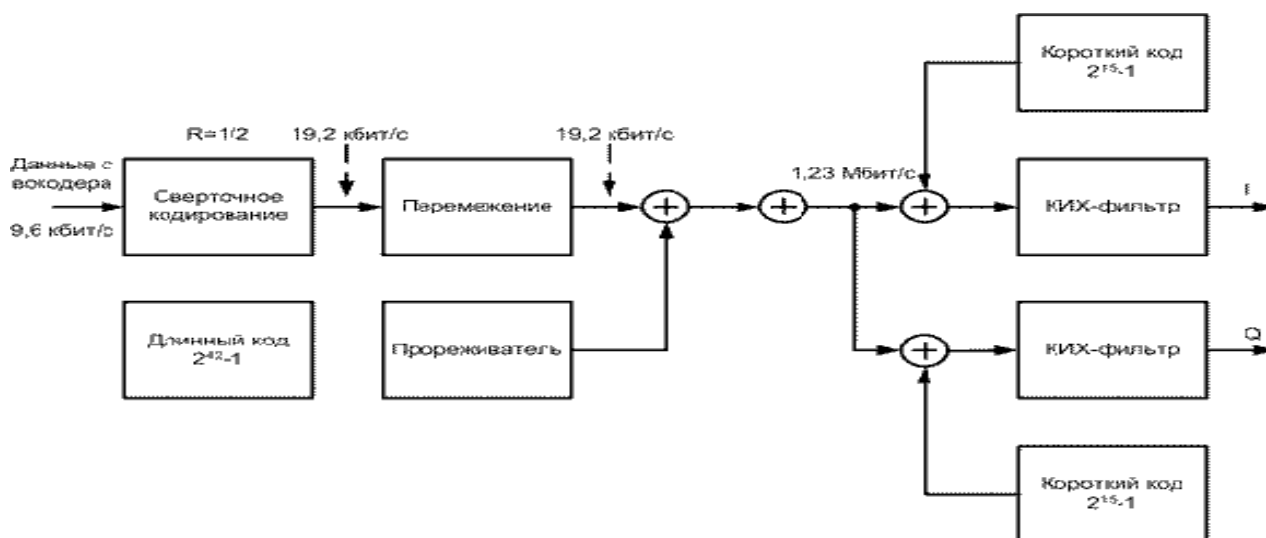


Рис. 7.16. Схема кодирования в прямом канале

Для реализации на приемной стороне прямой коррекции ошибок (без повторной передачи сообщения) в канале используется избыточное кодирование. Для этого базовый цифровой поток разбивается на пакеты длительностью по 20 мс и подается на сверточный кодер с половинной скоростью. На его выходе число битов удваивается. Затем данные

перемежаются, т. е. перемешиваются во временном интервале 20 мс. Это делается для того, чтобы равномерно распределить в потоке данных (после обратного перемежения) потерянные во время передачи биты. Известно, что ошибочно принятые символы обычно формируют группы. В то же время, схема прямой коррекции ошибок работает наилучшим образом, когда ошибки распределены равномерно во времени. Это происходит после осуществления на приемной стороне процедуры, обратной перемежению при передаче. После перемежения цифровой поток преобразуется с помощью длинного кода и логической операции "исключающее ИЛИ" (сложение по модулю два). По определению, длинными кодами (кодами максимальной длины - М-последовательностями) являются коды, которые могут быть получены с помощью регистра сдвига или элемента задержки заданной длины.

Максимальная длина двоичной последовательности, которая может быть получена с помощью генератора, построенного на основе регистра сдвига, равна $2^n - 1$ двоичных символов, где n - число разрядов регистра сдвига. В аппаратуре стандарта CDMA длинный код формируется в результате нескольких последовательных логических операций с псевдослучайной двоичной последовательностью, генерируемой в 42-разрядном регистре сдвига, и двоичной 32-битовой маской, которая определяется индивидуально для каждого абонента. Такой регистр сдвига применяется во всех базовых станциях этого стандарта для обеспечения режима синхронизации всей сети. Длина М-последовательности при этом составляет 4 398 046 511 103 бит и если ее элементы формируются с тактовой частотой, например, 450 МГц, то период повторения будет составлять 9773,44 с = 2 ч 43 мин. Это значит, что если даже удастся засинхронизировать приемник в случае несанкционированного перехвата, то чтобы определить структуру сигнала-носителя необходимо вести наблюдение в течение почти 3-х часов, а с применением индивидуальной 32-битовой маски "подслушивание" практически исключено. Так как информационный поток имеет скорость 19,2 Кбит/с, то в прямом канале используется только каждый 64-й символ длинного кода. Следующий этап преобразования сообщения - кодирование с помощью кодов Уолша. Любая строка матрицы Уолша ортогональна другой строке. Матрица Уолша размером 2 имеет вид:

$$W_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}$$

Матрицы больших размеров образуются следующим образом:

$$W_{2N} = \begin{pmatrix} W_N & W_N \\ W_N & -W_N \end{pmatrix}$$

т.е., например,

$$W_8 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{pmatrix}$$

Можно показать, что строки матрицы Уолша ортогональны. Ортогональность строк x и y длиной N определяется следующим условием:

$$\sum_{i=1}^N x_i y_i = 0$$

По сути в этом случае вычисляется значение ВКФ двух различных строк при временном сдвиге равно нулю.

Один ряд матрицы Уолша ставится в соответствие каналу связи между абонентом и базовой станцией. Если на входе кодера "0", то посылается соответствующий ряд матрицы (код Уолша), если "1" - посылается последовательность, сформированная путем логического отрицания соответствующего ряда матрицы (кода Уолша). При точном совпадении начала пришедшей последовательности и имеющейся (строка матрицы W_{64}) наблюдаются пики корреляционной функции положительной и отрицательной полярностей - в зависимости от передаваемого бита. В случае обработки "чужого" сигнала на выходе в момент окончания сигнала не будет ничего, т.е. происходит разделение каналов при приеме абонентской станцией. Кодирование по Уолшу повышает скорость информационного потока с 19,2 Кбит/с до 1,2288 Мбит/с. Соответственно расширяется и спектр сигнала. На заключительном этапе двоичный поток разделяется между синфазным и квадратурным каналами (I- и Q-каналами) для последующей передачи с использованием квадратурной фазовой манипуляции (QPSK). До подачи на смесители цифровой поток в каждом из каналов преобразуется с помощью короткого кода и операции сложения по модулю два.

Короткий код представляет собой псевдослучайную двоичную последовательность длиной 32768 двоичных символов, генерируемую со скоростью 1,3288 Мбит/с. Эта последовательность является общей для всех базовых и подвижных станций в сети. Короткий код формируется в 15-разрядном регистре сдвига с линейной обратной связью. Результирующий двоичный поток в каждом канале проходит через цифровой фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр), что позволяет ограничить полосу

излучаемого сигнала. Частота среза фильтра составляет около 615 кГц. Полученные аналоговые сигналы поступают на соответствующие входы I/Q-модулятора. Ряд информационных сигналов образуется путем слияния I- и Q-каналов.

Поскольку все пользователи получают объединенный сигнал, то для выделения информации необходимо передавать опорный сигнал по каналу, получившему название пилотного. В пилотном канале передается нулевой информационный сигнал, код Уолша для этого канала формируется из нулевого ряда матрицы Уолша (все единицы). Другими словами, в пилотном канале передается только короткий код. Обычно на нем излучается около 20% общей мощности. Опорный сигнал необходим для последующей фазовой демодуляции. Короткий код позволяет многократно использовать в каждой ячейке один и тот же набор кодов Уолша. Каждая базовая станция имеет свой временной сдвиг при формировании кода и поэтому может быть однозначно определена в сети. Основано это на уже описанном свойстве псевдослучайных двоичных последовательностей: значение АКФ близко к нулю для всех временных смещений более одной длины бита.

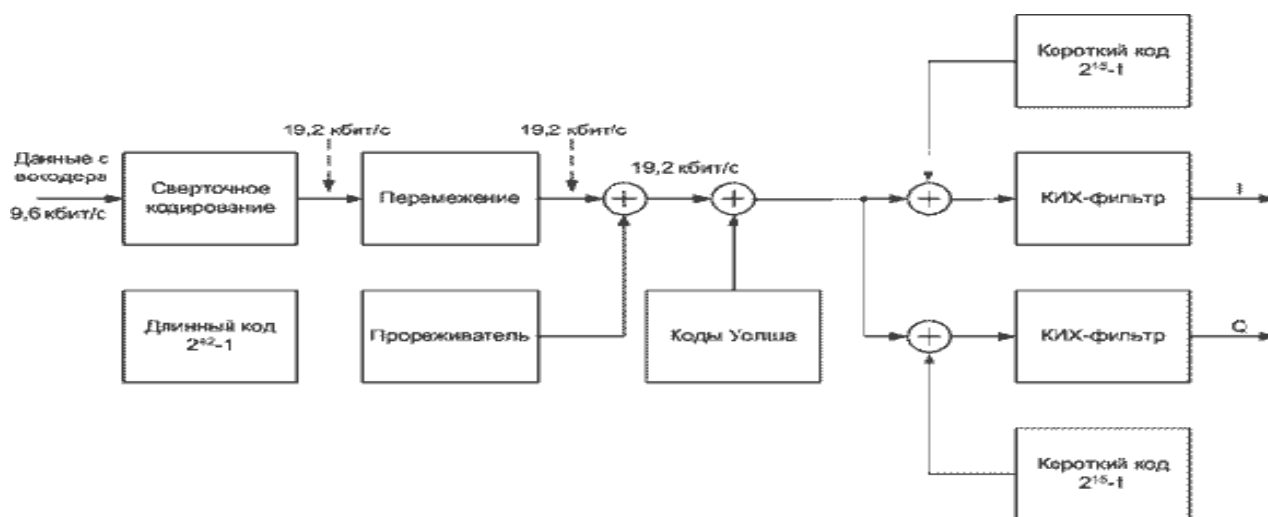


Рис. 7.17. Схема кодирования в обратном канале.

В обратном канале (от абонента к базовой станции) применяется другая схема кодирования. Подвижная станция не может использовать преимуществ трансляции опорного сигнала. В этом случае необходимо было бы передавать два сигнала, что значительно усложнило бы демодуляцию в приемнике базовой станции. В обратном канале применяется такой же, как и в прямом, вокодер и сверточное кодирование со скоростью 1/3, что повышает скорость передачи данных с базовой 9,6 до 28,8 кбит/с, и перемежение в пакете длительностью 20 мс. После перемежения выходной поток разбивается на слова по шесть битов в каждом. Шестибитовому слову можно поставить в соответствие один из 64 кодов Уолша. Таким образом, каждый абонентский терминал использует весь их набор. После этой операции скорость потока данных повышается до 307,2 Кбит/с. Далее поток преобразуется с помощью длинного кода, аналогичного используемому базовой станцией. На этом этапе

происходит разделение пользователей. Абонентская емкость системы определяется обратным каналом. Для ее увеличения применяется регулирование мощности в обратном канале, методы пространственного разнесения приема на базовой станции и др. Окончательное формирование потоков данных происходит таким же образом, как и в базовой станции, за исключением дополнительного элемента задержки на $1/2$ длительности символа в Q-канале для реализации, смещенной QPSK.

В системе CDMA применяются квадратурная фазовая манипуляция (QPSK) в базовой и смещенная QPSK в подвижных станциях. При этом информация извлекается путем анализа изменения фазы сигнала, поэтому фазовая стабильность системы - критичный фактор при обеспечении минимальной вероятности появления ошибки в сообщениях. Применение смещенной QPSK позволяет снизить требования к линейности усилителя мощности подвижной станции, так как амплитуда выходного сигнала при этом виде модуляции изменяется значительно меньше. До того, как интерференционные помехи будут подавлены методами цифровой обработки сигналов, они должны пройти через высокочастотный тракт приемника и не вызвать насыщения малошумящего широкополосного усилителя (МШУ) и смесителя. Это заставляет разработчиков системы искать баланс между динамическими и шумовыми характеристиками приемника.



Рис. 7.18. Структурная схема CDMA

Моделирование CDMA2000 1xRTT

Модель состоит из трех основных блоков:

Базовая станция (передатчик);

Канал;

Мобильная станция (приемник).

Канал имеет три режима работы:

Нет канала;

Канал с шумами;

Канал с многолучевым распространением.

Мобильный приемник состоит из декодера и приемника, которые выполняют все операции необходимые декодирования сигнала.

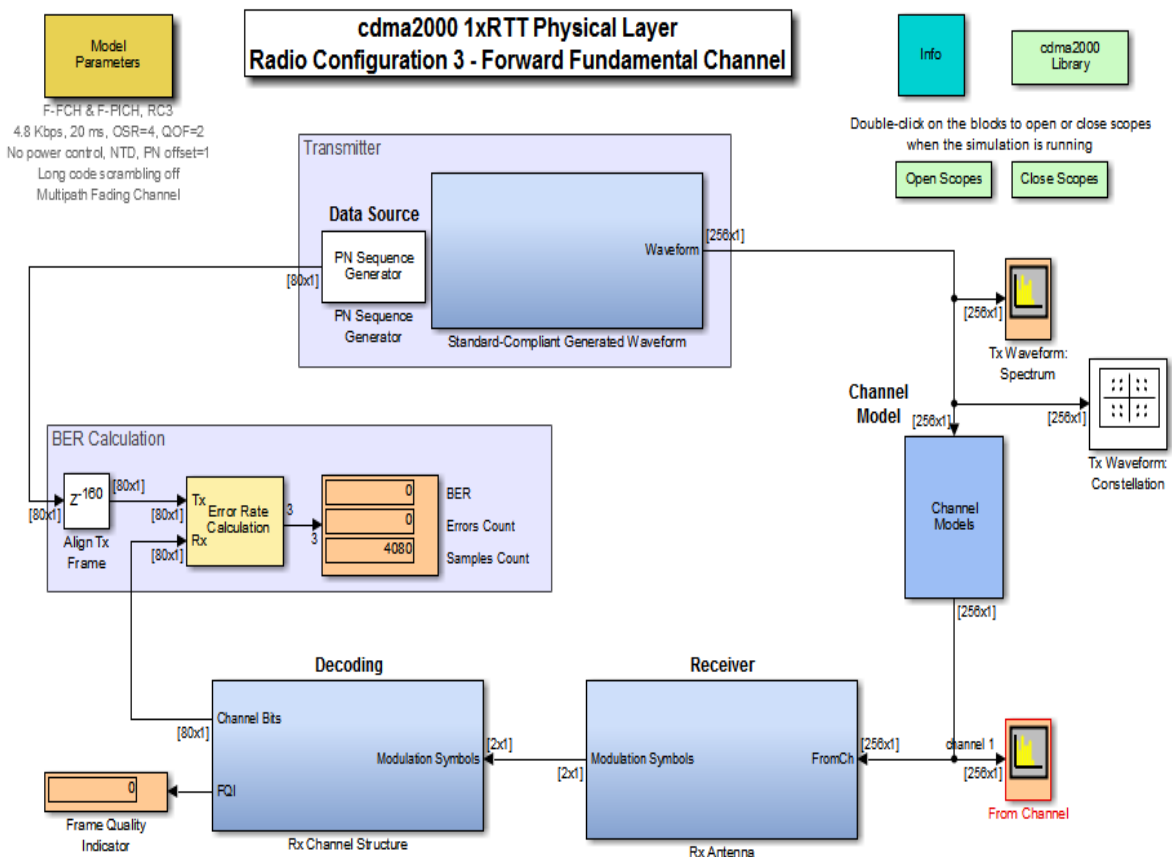


Рис.7.19. Модель CDMA2000 1xRTT в MATLAB R2015b

Развернутая модель передатчика представлена на рисунке 5.20.

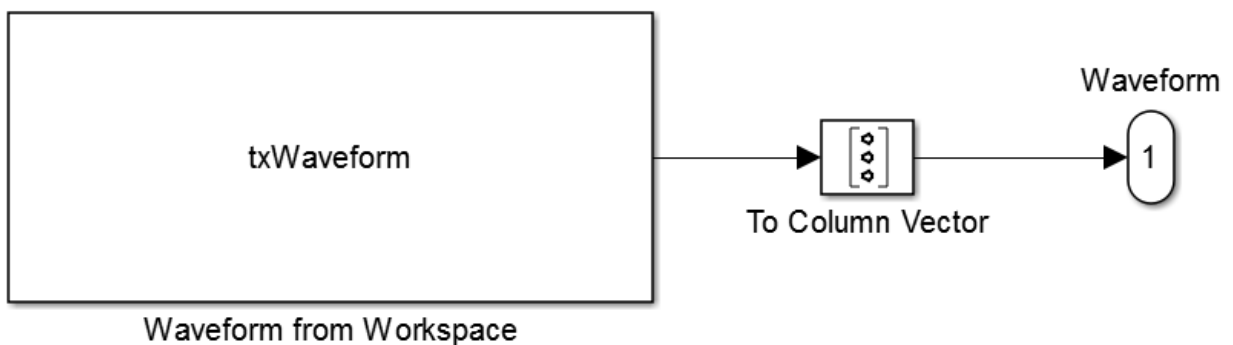


Рис. 7.20. Модель передатчика

Блок txWaveform содержит в себе длинный программный код посредством которого и генерируется сигнал, далее этот сигнал формируется в вектор с помощью блока To Column Vector. Этот вектор передается по каналу и затем поступает в приемник. Развернутая модель приемника представлена на рисунке 7.21.

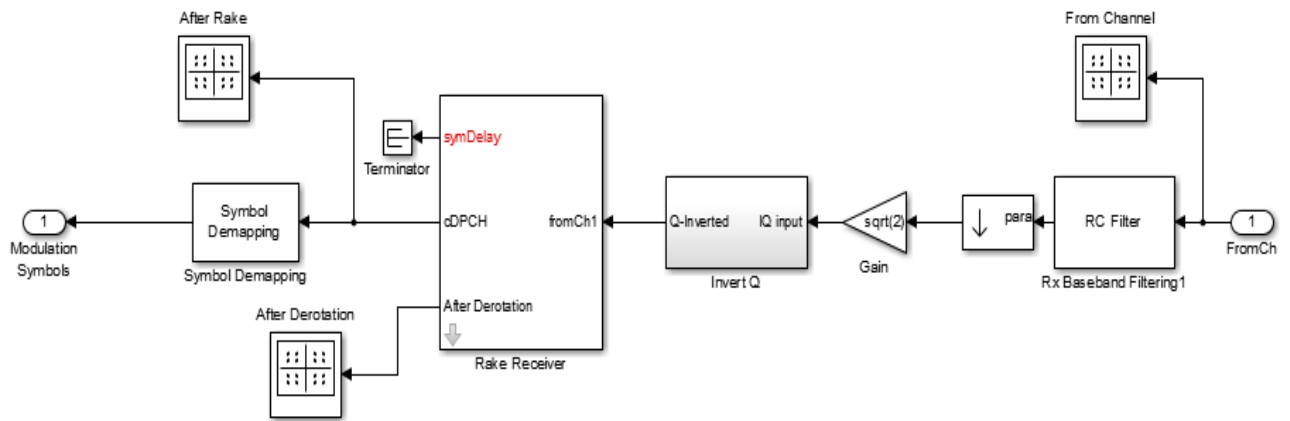


Рис. 7.21. Модель приемника

Принятый сигнал поступает на фильтр RC Filter, АЧХ которого представлена на рисунке 6, и затем усиливается с помощью блока Gain в корень из двух раз, после чего сигнал поступает в блок Invert Q, который разделяет его на реальную и мнимую части, умножает мнимую часть на -1 и затем объединяет реальную и мнимую части обратно. Далее восстанавливается созвездие с помощью блока Rake Receiver, после чего сигнал поступает в блок Symbol Demapping для демодуляции. Полученные символы модуляции поступают на декодер, развернутая модель которого представлена на рисунке 5.22.

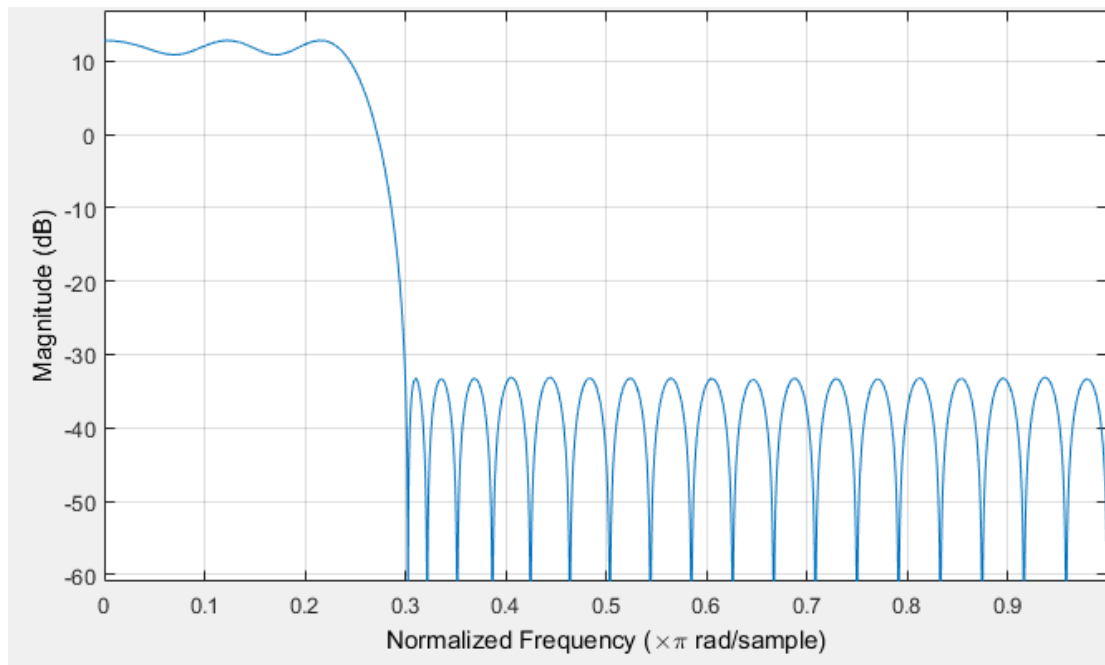


Рис. 7.22. АЧХ фильтра приемника

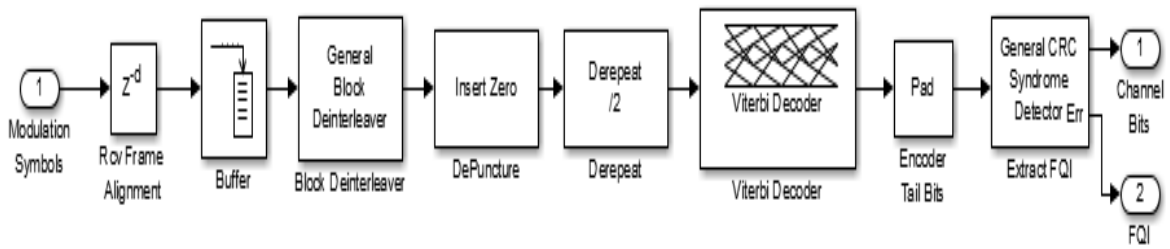


Рис. 7.23. Модель декодера.

Полученные символы модуляции поступают в блок Rcv Frame Alignment, который представляет собой задержку на 768 тактов, далее символы поступают в блок Buffer для накопления 768 символов. Накопленные символы поступают в блок Block Deinterleaver для обратного перемежения, далее данные поступают в блок Insert Zero, который возвращает последовательности нулей, замененных на специальные символы, далее данные поступают в блок Derepeat, обратное преобразование кодов с повторением с коэффициентом повторения 2, далее данные поступают на декодер Витерби и наконец в блок Encoder Tail Bits, который добавляет нули или урезает число бит если оно не равно 80.

Параметры модели

Модель позволяет изменять такие настройки как скорость потока и вид канала. В зависимости от вида канала можно задавать значение отношения сигнал/шум, а также параметры многолучевого распространения сигнала: максимальное Доплеровское отклонение частоты, вектор задержки и вектор ослабления/усиления. Длины векторов определяют количество лучей в канале.

Результаты моделирования

Компонент расчета BER сравнивает декодированный сигнал и сигнал, сгенерированный базовой станцией. Если BER равен нулю, то сигнал не подвергся каким-либо изменениям либо ошибки удалось исправить. Сигнал с базовой станции перед попаданием в блок расчета BER проходит через задержку для того что бы выровнять фреймы.

Для того что бы отобразить все возможные графики необходимо два раза кликнуть по кнопке Open Scores в правом верхнем углу. В результате чего отобразятся следующие графики:

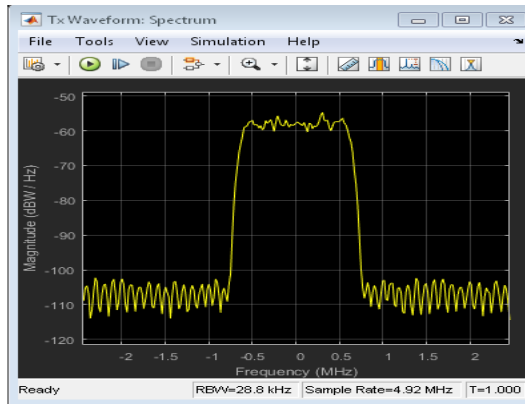


Рис. 7.24. Спектр сигнала сгенерированного базовой станцией.

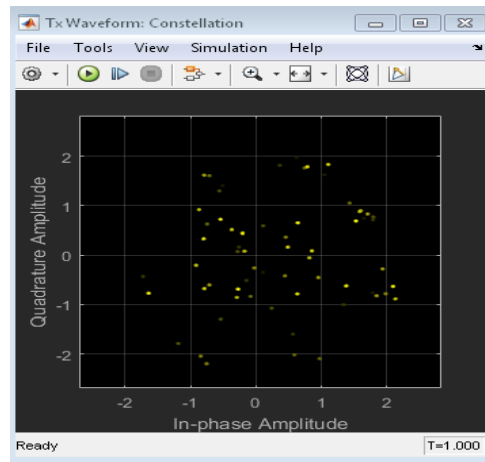


Рис. 7.25. Сгенерированный базовой станцией сигнал на I-Q диаграмме

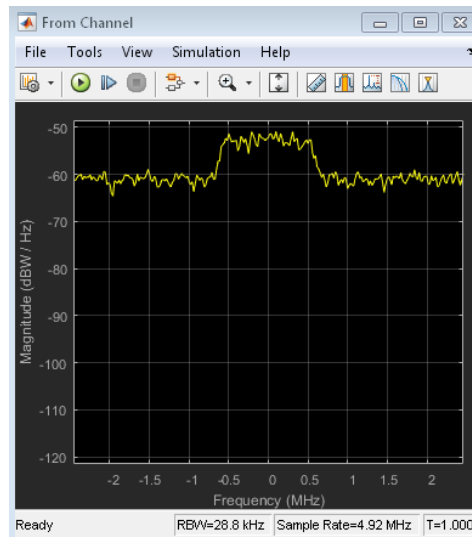


Рис. 7.26. Спектр принимаемого мобильной станцией сигнала после прохождения через канал

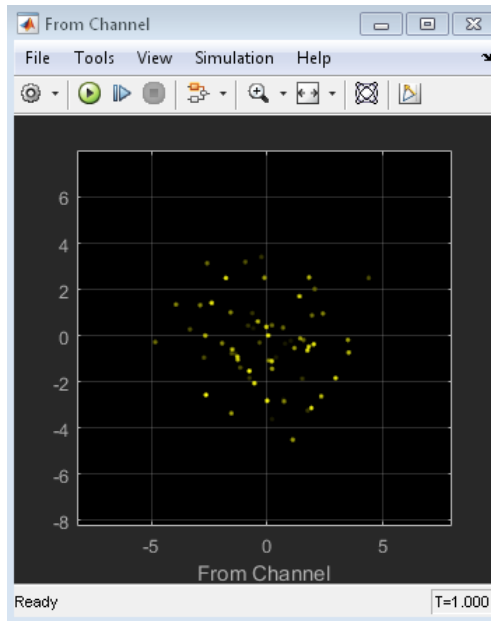


Рис. 7.27. Сигнал принимаемый мобильной станцией после прохождения через канал на I-Q диаграмме.

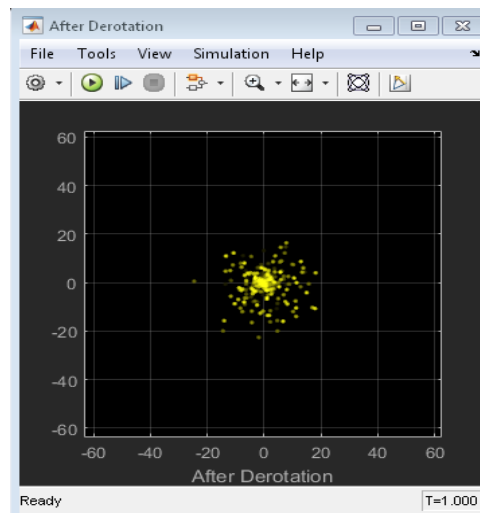


Рис. 7.28. Сигнал, принятый мобильной станцией

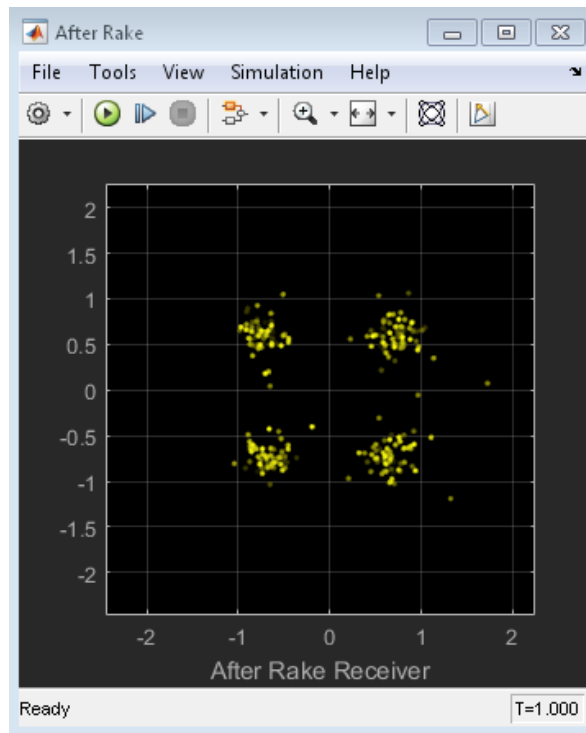


Рис. 7.29. Сигнал, декодированный мобильной станцией, на I-Q диаграмме.

Исследование модели

В блоке Model Parameters во вкладке Channel Settings выберем Channel Model: No Channel.

Результат моделирования:

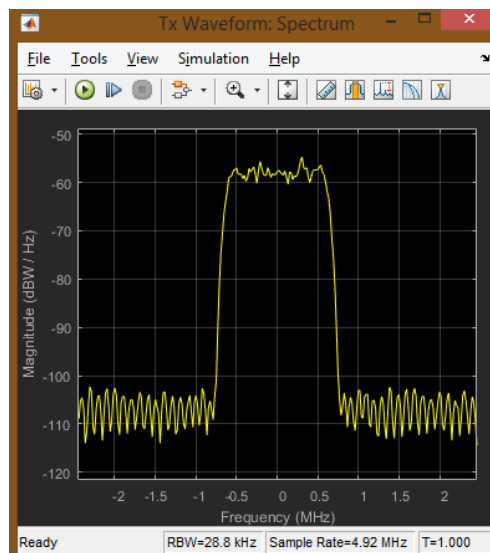


Рис. 7.30. Спектр сигнала сгенерированного базовой станцией

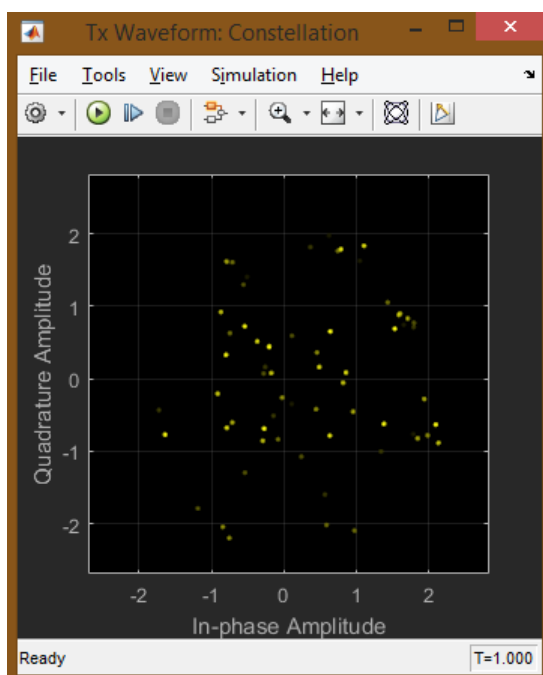


Рис. 7.31. Сгенерированный базовой станцией сигнал на I-Q диаграмме.

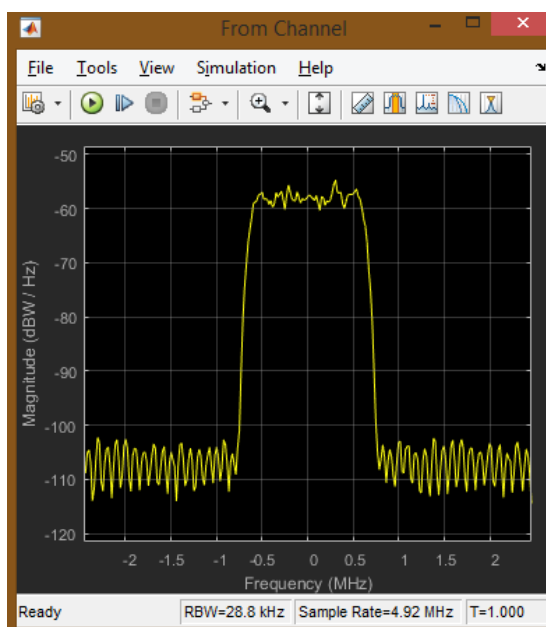


Рис. 7.32. Спектр сигнала после канала

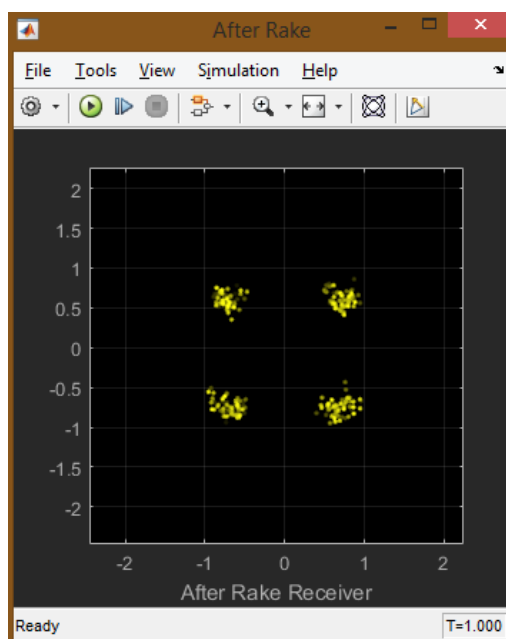


Рис. 7.33. Сигнал, декодированный мобильной станцией, на I-Q диаграмме

Видно, что спектр сигнала не изменился, так как в канале не было потерь. По результатам моделирования BER равен нулю.

В блоке Model Parameters во вкладке Channel Settings выберем Channel Model: AWGN Channel.

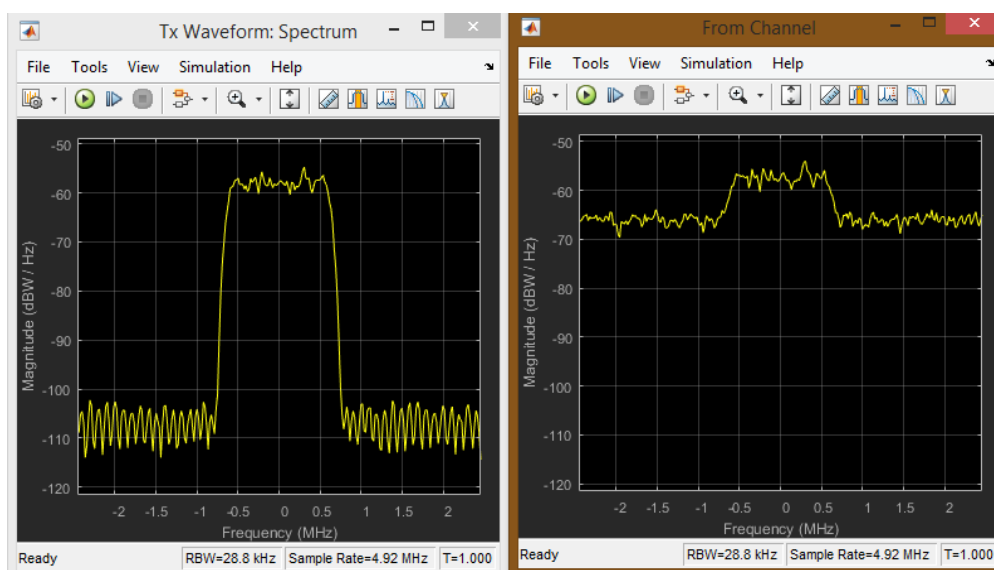


Рис. 7.34. Спектр сигнала до и после канала при отношении сигнал/шум 5 дБ

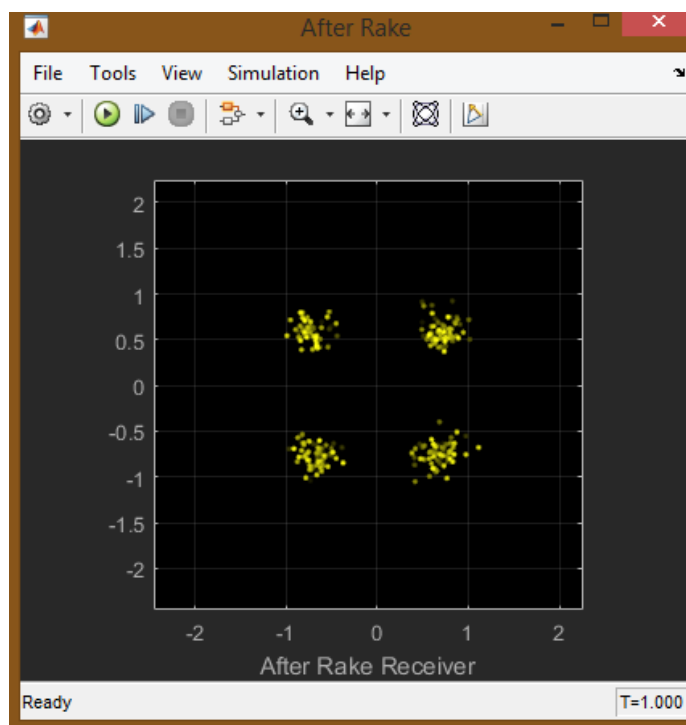


Рис. 7.35. Сигнал, декодированный мобильной станцией, на I-Q диаграмме.

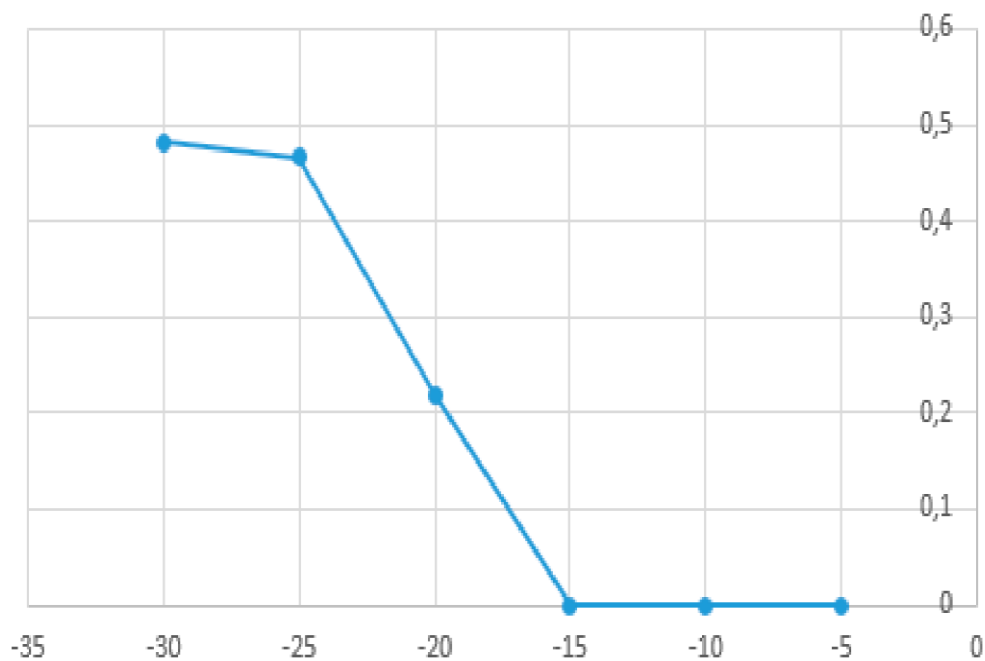


Рис. 7.36. Зависимость BER от SNR в канале с шумами.

Таблица 7.1. Зависимость BER от SNR в канале с шумами.

SNR	-30	-25	-20	-15	-10	-5
BER	0,4814	0,4662	0,2186	0	0	0

В блоке Model Parameters во вкладке Channel Settings выберем Channel Model: Multipath Fading Channel.

И установим следующие параметры

Maximum Doppler Frequency shift (in Hz):

450

Multipath Profile - Delay Vector (s):

[0 260e-9 521e-9 781e-9]

Multipath Profile - Gain Vector (dB):

[0 -3 -6 -9]

Рис. 7.37. Заданные параметры канала с многолучевым распространением.

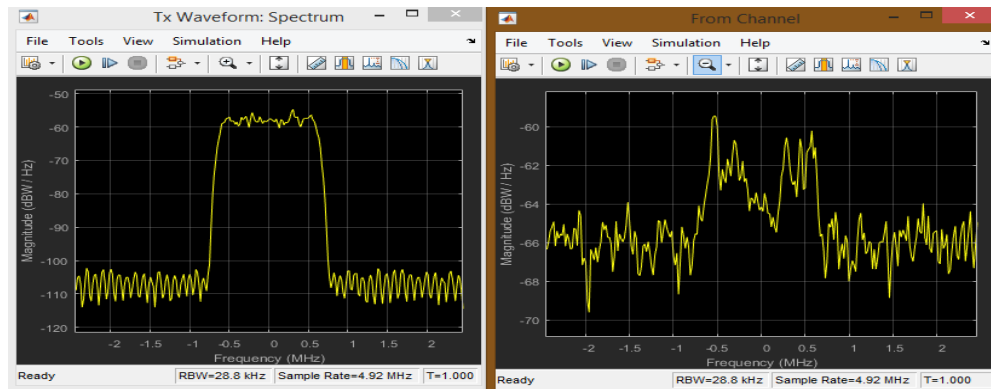


Рис. 7.38. Спектры сигнала до и после канала при отношении сигнал/шум 5 дБ.

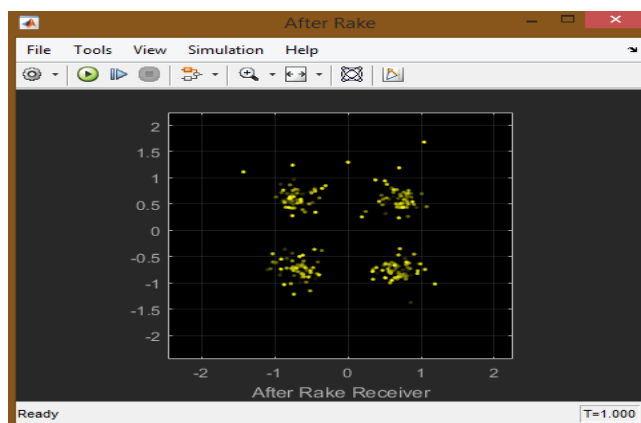


Рис. 7.39. Сигнал, декодированный мобильной станцией, на I-Q диаграмме.

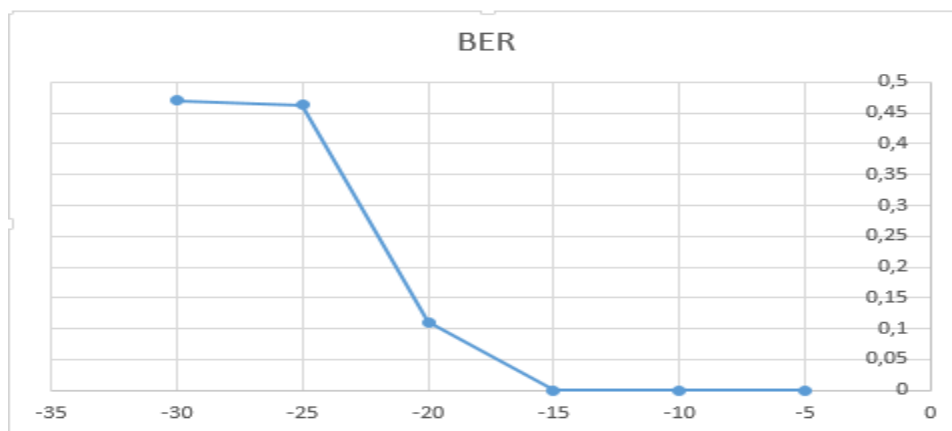


Рис. 7.40. Зависимость BER от SNR в канале с многолучевым распространением.

Таблица 7.2. Зависимость BER от SNR в канале с многолучевым распространением

SNR	-30	-25	-20	-15	-10	-5
-----	-----	-----	-----	-----	-----	----

BER	0,4708	0,4637	0,1105	0	0	0
-----	--------	--------	--------	---	---	---

В блоке Model Parameters во вкладк*е Channel Settings выберем Channel Model: Multipath Fading Channel.

И установим следующие параметры

Maximum Doppler Frequency shift (in Hz):

600

Multipath Profile - Delay Vector (s):

[0 280e-9 541e-9 801e-9]

Multipath Profile - Gain Vector (dB):

[0 -4 -7 -10]

Рис. 7.41. Заданные параметры канала с многолучевым распространением

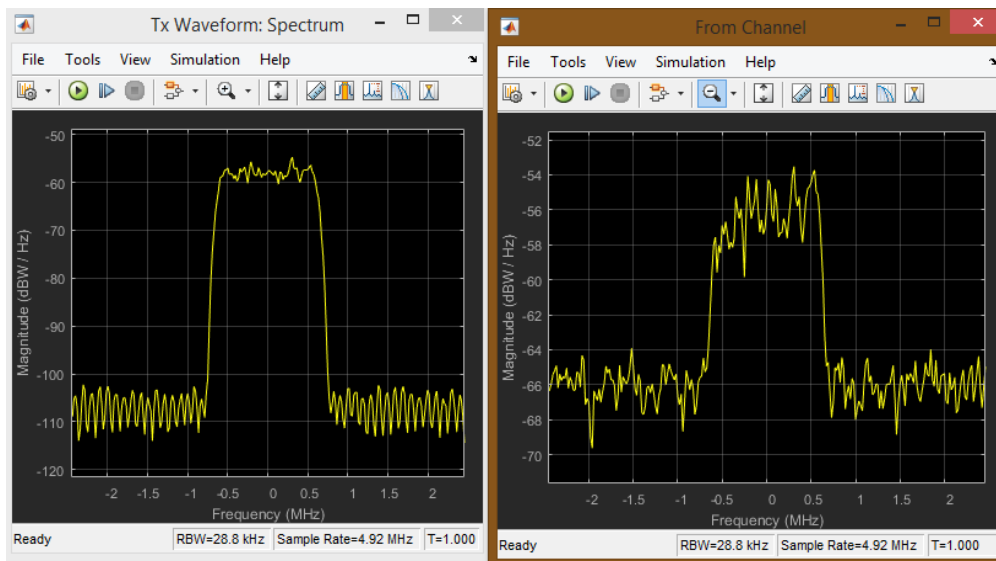


Рис. 7.42. Спектры сигнала до и после канала при отношении сигнал/шум 5 дБ

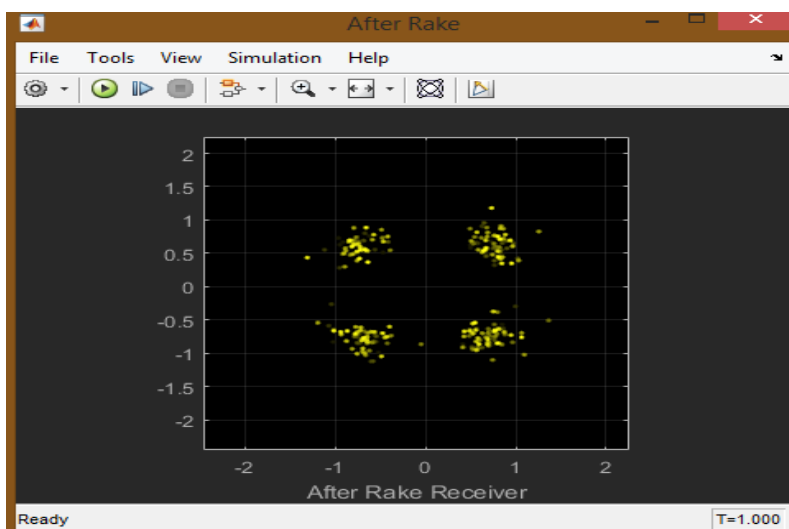


Рис. 7.43. Сигнал, декодированный мобильной станцией, на I-Q диаграмме

Таблица 7.3. Зависимость BER от SNR в канале с многолучевым распространением

SNR	-30	-25	-20	-15	-10	-5
BER	0,5007	0,4657	0,1532	0	0	0

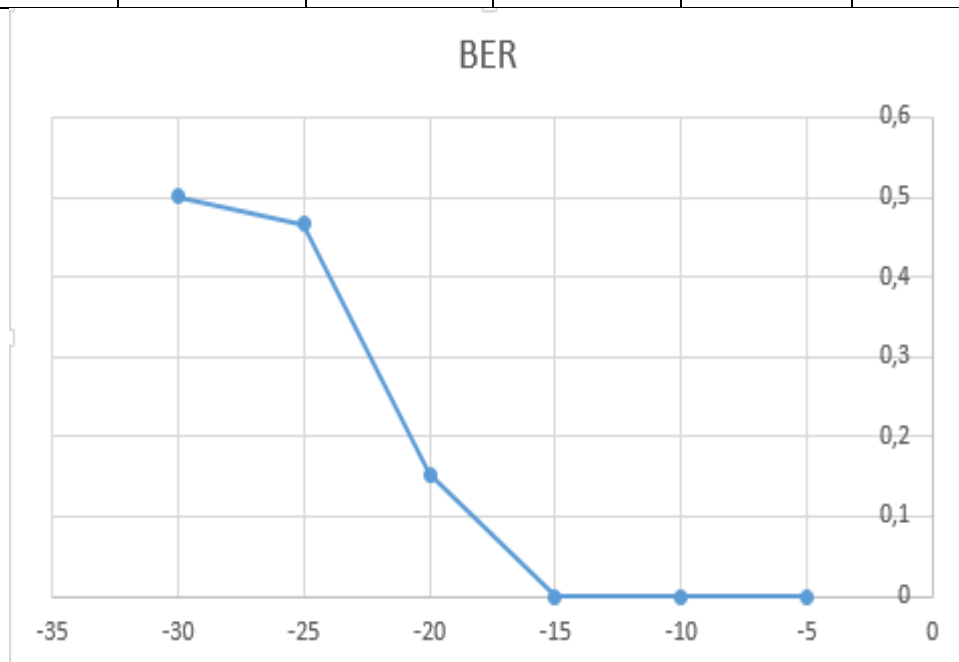


Рис. 7.44. Зависимость BER от SNR в канале с многолучевым распространением

Таким образом, в разделе было сделано:

Проведен аналитический обзор существующих методов и средств систем мобильной связи с кодовым разделением канала CDMA;

Разработана структурная схема DownLink канала CDMA2000 и приведена в приложении Б;

Приведена модель DownLink канала CDMA2000 реализованная в MATLAB R2015b;

Приведено исследование данной модели, а также методика проведения исследования, представленная в приложении А. Данную методику можно использовать для проведения учебных лабораторных работ.

На основе проведенного исследования можно сделать следующие выводы:

Система мобильной связи CDMA2000 обладает рядом преимуществ: возможность декодировать сигналы при отношении сигнал/шум меньше единицы, т.е. уровень передаваемого сигнала ниже уровня шума, что делает сигнал скрытым, а значит более защищенным.

Формируемый сигнал возможно принять и декодировать без ошибок даже при наличии многолучевости, однако при большом Доплеровском отклонении частоты и больших задержках, например, 1МГц и 1 мкс ошибки будут даже при высоком отношении сигнал/шум, например, 40 дБ. Но такие плохие характеристики канала довольно редки.

Для большей защищенности в аппаратуре стандарта CDMA длинный код формируется в результате нескольких последовательных логических операций с псевдослучайной двоичной последовательностью, генерируемой в 42-разрядном регистре сдвига, и двоичной 32-битовой маской, которая определяется индивидуально для каждого абонента. Такой регистр сдвига применяется во всех базовых станциях этого стандарта для обеспечения режима синхронизации всей сети. Длина M-последовательности при этом составляет 4 398 046 511 103 бит и если ее элементы формируются с тактовой частотой, например, 450 МГц, то период повторения будет составлять 9773,44 с = 2 ч 43 мин. Это значит, что если даже удастся засинхронизировать приемник в случае несанкционированного перехвата, то чтобы определить структуру сигнала-носителя необходимо вести наблюдение в течение почти 3-х часов, а с применением индивидуальной 32-битовой маски "подслушивание" практически исключено.

Таблица 7.4. Характеристики CDMA2000

Характеристика	Значение
Базовая скорость передачи данных в канале	9.6 кбит/с
Длительность пакетов, на которые разбивается базовый поток	20 мс
Цифровая модуляция DownLink	QPSK
Цифровая модуляция UpLink	OQPSK
Размер матрицы Адамара	64x64
Разрядность регистра сдвига для	42

формирования длинного кода	
Длина М-последовательности длинного кода	4 398 046 511 103
Количество бит в индивидуальной маске пользователя	32
Разрядность регистра сдвига для формирования короткого кода	15
Длина М-последовательности короткого кода	32768
Частота среза КИХ-фильтра	615 кГц

Методика проведения измерений работы:

Запустить MATLAB R2015b от имени администратора;

В командной строке ввести команду «cdma2000SimulinkExample»;

Два раза кликнуть левой кнопкой мыши по блоку Model Parameters;

Во вкладке Channel Settings выбрать Channel Model: No Channel;

Два раза кликнуть левой кнопкой мыши по блоку Open Scores;

Запустить моделирование;

После отображения всех графиков сохранить полученные данные и убедиться, что спектр сигнала, до и после канала, не изменился;

Не закрывая окна с графиками два раза кликнуть левой кнопкой мыши по блоку Model Parameters;

Во вкладке Channel Settings выбрать Channel Model: AWGN Channel и изменяя значение отношения сигнал/шум построить зависимость BER от SNR, и сохранить полученные диаграммы хотя бы для одного измерения;

Не закрывая окна с графиками два раза кликнуть левой кнопкой мыши по блоку Model Parameters;

Во вкладке Channel Settings выбрать Channel Model: Multipath Fading Channel и изменяя значение отношения сигнал/шум построить зависимость BER от SNR, и сохранить полученные диаграммы хотя бы для одного измерения;

Не закрывая окна с графиками два раза кликнуть левой кнопкой мыши по блоку Model Parameters;

Во вкладке Channel Settings изменить параметры доплеровского отклонения частоты (Maximum Doppler Frequency shift), вектора задержки (Multipath Profile – Delay Vector),

вектора усиления (Multipath Profile – Gain Vector) и повторить пункт 11. Длины векторов задержки и усиления должны совпадать.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №5

ТЕСТИРОВАНИЕ И ДИАГНОСТИКА СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ СТАНДАРТА IEEE 802.11 (WIFI)

На современном этапе развития сетевых технологий, технология беспроводных сетей Wi-Fi является наиболее удобной в условиях, требующих мобильность, простоту установки и использования. Как правило, технология Wi-Fi используется для организации беспроводных локальных компьютерных сетей, а также создания так называемых горячих точек высокоскоростного доступа в Интернет.

Беспроводные сети обладают, по сравнению с традиционными проводными сетями, немалыми преимуществами, главным из которых, конечно же, является:

Простота развёртывания;

Гибкость архитектуры сети, когда обеспечивается возможность динамического изменения топологии сети при подключении, передвижении и отключении мобильных пользователей без значительных потерь времени;

Быстрота проектирования и реализации, что критично при жестких требованиях к времени построения сети;

В то же время беспроводные сети на современном этапе их развития не лишены серьёзных недостатков. Прежде всего, это зависимость скорости соединения и радиуса действия от наличия преград и от расстояния между приёмником и передатчиком. Один из способов увеличения радиуса действия беспроводной сети заключается в создании распределённой сети на основе нескольких точек беспроводного доступа. При создании таких сетей появляется возможность превратить здание в единую беспроводную зону и увеличить скорость соединения вне зависимости от количества стен (преград). Аналогично решается и проблема масштабируемости сети, а использование внешних направленных антенн позволяет эффективно решать проблему препятствий, ограничивающих сигнал.

В соответствии с техническим заданием основными задачами данной работы являлись:

1. Аналитический обзор существующих методов и средств;
2. Разработка структурной схемы программного комплекса;
3. Разработка алгоритма программы;
4. Разработка программного интерфейса для исследования характеристик и визуализации основных преобразований;

5. Разработка методики и проведение исследования основных технических характеристик, анализ результатов исследования.

Полученная в результате разработка позволяет исследовать беспроводные сети на базе стандарта 802.11b.

История развития

В 1990 г. Комитет по стандартам IEEE 802 (Institute of Electrical and Electronic Engineers) сформировал рабочую группу по стандартам для беспроводных локальных сетей 802.11. Это группа занялась разработкой всеобщего стандарта для радиооборудования и сетей, работающих на частоте 2.4 ГГц со скоростями 1 и 2 Мбит/с. Работа по созданию стандарта были завершены через семь лет, и в июне 1997 г. была ратифицирована первая спецификация 802.11 [1].

Стандарт IEEE 802.11 стал первым стандартом для продуктов WLAN от независимой международной организации. Однако к моменту выхода стандарта в свет первоначально заложенная в нем скорость передачи данных оказалась недостаточной. Это послужило причиной последующих доработок, поэтому сегодня можно говорить о группе стандартов.

Методы построения радиосигнала в WiFi-сетях

В настоящее время при разработке аппаратуры для беспроводных сетей используются два метода построения сигнала:

С непосредственной модуляцией несущей частоты (Direct-Sequence Spread Spectrum – DSSS).

Информационный сигнал домножается на псевдослучайный код (Pncode – Pseudo Random Noise Code). Полученный результат используют для модуляции несущей. В приемнике полученный сигнал умножают на тот же код и выделяют полезный сигнал.

Основной проблемой, возникающей при использовании метода прямой последовательности, является эффект близко расположенного передатчика, т.е. уровень сигнала мешающего передатчика гораздо выше уровня нужного передатчика, что может привести к потере связи.

Со скачкообразной перестройкой частоты (Frequency-Hopping Spread Spectrum – FHSS).

Частота несущей изменяется согласно уникальной последовательности. Для реализации этого метода необходим скоростной синтезатор частот.

Недостаток: сложность получения высокого значения базы сигнала, что необходимо для увеличения числа пользователей, помехоустойчивости, повышения конфиденциальности.

Достоинство: меньшая подверженность эффекту близкого передатчика.

Оба метода основаны на принципе приемапередачи с «расширенным спектром», который обеспечивает защиту от помех и конфиденциальность передаваемой информации. Обычно

при выборе сетевого продукта учитывают следующие факторы: скорость передачи данных, дальность устойчивой связи, соответствие стандартам, эксплуатационные характеристики и стоимость. Выбор типа аппаратуры для беспроводной сети определяется как условиями эксплуатации, так и стоимостью изделия. Следует отметить, что устройства, работающие по методу FHSS, можно получить миниатюрный и недорогой адаптер для портативного ПК [2].

Описание стандарта

Из всех существующих стандартов беспроводной передачи данных IEEE 802.11 на практике чаще всего используются всего три стандарта, определенные Инженерным институтом электротехники и радиоэлектроники (IEEE): 802.11b, 802.11a и 802.11g.

В стандарте IEEE 802.11b благодаря высокой скорости передачи данных (до 11 Мбит/с), практически эквивалентной пропускной способности обычных проводных локальных сетей Ethernet, а также ориентации на диапазон 2,4 ГГц, этот стандарт завоевал наибольшую популярность у производителей оборудования для беспроводных сетей.

Поскольку оборудование, работающее на максимальной скорости 11 Мбит/с, имеет меньший радиус действия, чем на более низких скоростях, стандартом 802.11b предусмотрено автоматическое снижение скорости при ухудшении качества сигнала.

Стандарт IEEE 802.11a имеет большую ширину полосы из семейства стандартов 802.11 при скорости передачи данных до 54 Мбит/с.

В отличие от базового стандарта, ориентированного на область частот 2,4 ГГц, спецификациями 802.11a предусмотрена работа в диапазоне 5 ГГц. В качестве метода модуляции сигнала выбрано ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM).

К недостаткам 802.11a относятся более высокая потребляемая мощность радиопередатчиков для частот 5 ГГц, а также меньший радиус действия.

Стандарт IEEE 802.11g является логическим развитием 802.11b и предполагает передачу данных в том же частотном диапазоне. Кроме того, стандарт 802.11g полностью совместим с 802.11b, то есть любое устройство 802.11g должно поддерживать работу с устройствами 802.11b. Максимальная скорость передачи в стандарте 802.11g составляет 54 Мбит/с, поэтому на сегодня это наиболее перспективный стандарт беспроводной связи.

При разработке стандарта 802.11g рассматривались две отчасти конкурирующие технологии: метод ортогонального частотного разделения OFDM и метод двоичного пакетного сверточного кодирования PBCC, опционально реализованный в стандарте 802.11b. В результате стандарт 802.11g содержит компромиссное решение: в качестве базовых применяются технологии OFDM и ССК, а опционально предусмотрено использование технологии PBCC.

Физические уровни стандарта

Основное назначение физических уровней стандарта 802.11 - обеспечить механизмы беспроводной передачи для подуровня MAC, а также поддерживать выполнение вторичных функций, таких как оценка состояния беспроводной среды и сообщение о нем подуровню MAC. Уровни MAC и PHY разрабатывались так, чтобы они были независимыми. Именно независимость между MAC и подуровнем PHY и позволила использовать дополнительные высокоскоростные физические уровни, описанные в стандартах 802.11b, 802.11a и 802.11g.

Каждый из физических уровней стандарта 802.11 имеет два подуровня:

Physical Layer Convergence Procedure (PLCP). Процедура определения состояния физического уровня.

Physical Medium Dependent (PMD). Подуровень физического уровня, зависящий от среды передачи.

На рис.1 показано, как эти подуровни соотносятся между собой и с вышестоящими уровнями в модели взаимодействия открытых систем (Open System Interconnection - OSI).

Подуровень PLCP по существу является уровнем обеспечения взаимодействия, на котором осуществляется перемещение элементов данных протокола MAC (MAC Protocol Data Units - MPDU) между MAC-станциями с использованием подуровня PMD, на котором реализуется тот или иной метод передачи и приема данных через беспроводную среду. Подуровни PLCP и PMD отличаются для разных вариантов стандарта 802.11.

Перед тем как приступить к изучению физических уровней, рассмотрим одну из составляющих физического уровня, до сих пор не упомянутую, а именно - скремблирование.

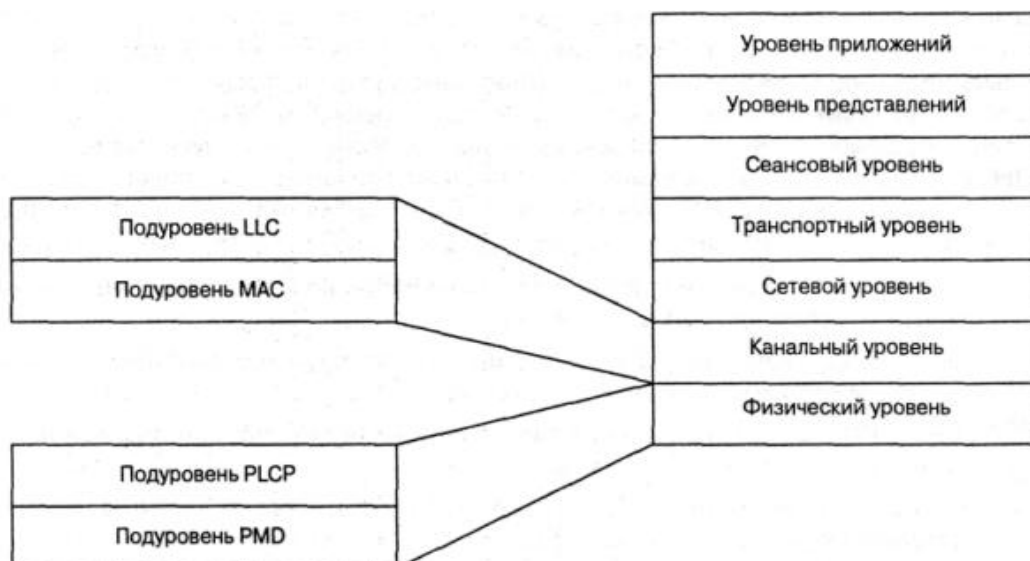


Рис. 7.45. Подуровни уровня РНУ

Одна из особенностей, лежащих в основе современных передатчиков, благодаря которой данные можно передавать с высокой скоростью, - это предположение о том, что данные, которые предлагаются для передачи, поступают, с точки зрения передатчика, случайным образом. Без этого предположения многие преимущества, получаемые за счет применения остальных составляющих физического уровня, остались бы нереализованными.

Однако бывает, что принимаемые данные не вполне случайны и на самом деле могут содержать повторяющиеся наборы и длинные последовательности нулей и единиц.

Скрэмблирование (перестановка элементов) - это метод, посредством которого принимаемые данные делаются более похожими на случайные; достигается это путем перестановки битов последовательности таким образом, чтобы превратить ее из структурированной в похожую на случайную. Эту процедуру иногда называют "отбеливанием потока данных". Дескрэмблер приемника затем выполняет обратное преобразование этой случайной последовательности с целью получения исходной структурированной последовательности. Большинство способов скрэмблирования относится к числу самосинхронизирующихся; это означает, что дескрэмблер способен самостоятельно синхронизироваться со скрэмблером.

IEEE 802.11

Исходный стандарт 802.11 определяет три метода передачи на физическом уровне:

Передача в диапазоне инфракрасных волн.

Технология расширения спектра путем скачкообразной перестройки частоты (FHSS) в диапазоне 2,4 ГГц.

Технология широкополосной модуляции с расширением спектра методом прямой последовательности (DSSS) в диапазоне 2,4 ГГц.

Передача в диапазоне инфракрасных волн

Средой передачи являются инфракрасные волны диапазона 850 нм, которые генерируются либо полупроводниковым лазерным диодом, либо светодиодом (LED). Так как инфракрасные волны не проникают через стены, область покрытия LAN ограничивается зоной прямой видимости. Стандарт предусматривает три варианта распространения излучения: ненаправленную антенну, отражение от потолка и фокусное направленное излучение. В первом случае узкий луч рассеивается с помощью системы линз. Фокусное направленное излучение предназначено для организации двухточечной связи, например между двумя зданиями.

Беспроводные локальные сети со скачкообразной перестройкой частоты (FHSS)

Беспроводные локальные сети FHSS поддерживают скорости передачи 1 и 2 Мбит/с. Устройства FHSS делят предназначенную для их работы полосу частот от 2,402 до 2,480 ГГц на 79 неперекрывающихся каналов (это справедливо для Северной Америки и большей части Европы). Ширина каждого из 79 каналов составляет 1 МГц, поэтому беспроводные локальные сети FHSS используют относительно высокую скорость передачи символов - 1 МГц - и намного меньшую скорость перестройки с канала на канал.

Последовательность перестройки частоты должна иметь следующие параметры: частота перескоков не менее 2,5 раз в секунду как минимум между шестью (6 МГц) каналами. Чтобы минимизировать число коллизий между перекрывающимися зонами покрытия, возможные последовательности перескоков должны быть разбиты на три набора последовательностей, длина которых для Северной Америки и большей части Европы составляет 26. В таблице 1 представлены схемы скачкообразной перестройки частоты, обеспечивающие минимальное перекрытие.

По сути, схема скачкообразной перестройки частоты обеспечивает неторопливый переход с одного возможного канала на другой таким образом, что после каждого скачка покрывается полоса частот, равная как минимум 6 МГц, благодаря чему в многосотовых сетях минимизируется возможность возникновения коллизий.

Таблица 7.5 - Схема FHSS для Северной Америки и Европы	
Набор	Схема скачкообразной перестройки частоты
1	{0,3,6,9,12,15,18,21,24,27,30,33,36,39,42,45,48,51,54,57,60,63,66,69,72,75}
2	{1,4,7,10,13,16,19,22,25,28,31,34,37,40,43,46,49,52,55,58,61,64,67,70,73,76}
3	{2,5,8,11,14,17,20,23,26,29,32,35,38,41,44,47,50,53,56,59,62,65,68,71,74,77}

После того как уровень MAC пропускает MAC-фрейм, который в локальных беспроводных сетях FHSS называется также служебным элементом данных PLCP, или PSDU (PLCP Service Data Unit), подуровень PLCP добавляет два поля в начало фрейма, чтобы сформировать таким образом фрейм PPDU (PPDU - элемент данных протокола PLCP). На рис.2 представлен формат фрейма FHSS подуровня PLCP.

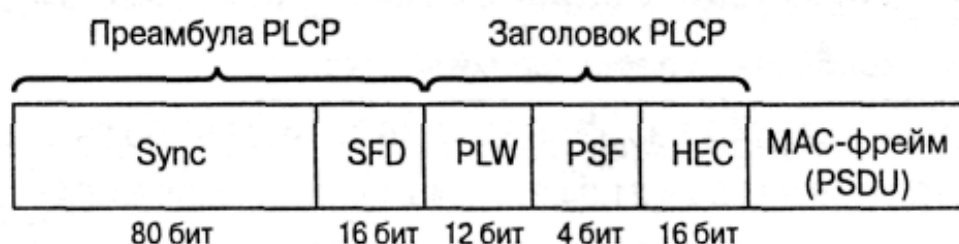


Рис. 7.46. Формат фрейма FHSS подуровня PLCP

Преамбула PLCP состоит из двух подполей:

Подполе Sync размером 80 бит. Строка, состоящая из чередующихся 0 и 1, начинается с 0. Приемная станция использует это поле, чтобы принять решение о выборе антенны при наличии такой возможности, откорректировать уход частоты (frequency offset) и синхронизировать распределение пакетов (packet timing).

Подполе флага начала фрейма (Start of Frame Delimiter, SFD) размером 16 бит. Состоит из специфической строки (0000 1100 1011 1101, крайний слева бит первый) в обеспечение синхронизации фреймов (frame timing) для приемной станции.

Заголовок фрейма PLCP состоит из трех подполей:

Слово длины служебного элемента данных PLCP (PSDU), PSDU Length Word (PLW) размером 12 бит. Указывает размер фрейма MAC (PSDU) в октетах.

Сигнальное поле PLCP (Signaling Field PLCP - PSF) размером 4 бит. Указывает скорость передачи данных конкретного фрейма.

HEC (Header Error Check). Контрольная сумма фрейма.

Служебный элемент данных PLCP (PSDU) проходит через операцию скремблирования с целью отбеливания (рандомизации) последовательности входных битов. Получившийся в результате PSDU представлен на рис.3. Заполняющие символы вставляются между всеми 32-символьными блоками. Эти заполняющие символы устраняют любые систематические отклонения в данных, например, когда единиц больше, чем нулей, или наоборот, которые могли бы привести к нежелательным эффектам при дальнейшей обработке.

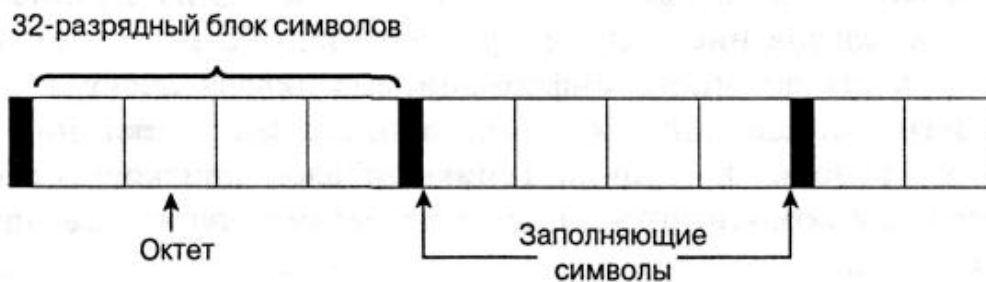


Рис. 7.47. Скремблированный PSDU в технологии FHSS

Подуровень PLCP преобразует фрейм в поток битов и передает его на подуровень PMD. Подуровень PMD технологии FHSS модулирует поток данных с использованием модуляции, основанной на гауссовой частотной модуляции (Gaussian Frequency Shift Keying - GFSK).

Беспроводные локальные сети, использующие широкополосную модуляцию DSSS с расширением спектра методом прямой последовательности

В спецификации стандарта 802.11 оговорено использование и другого физического уровня - на основе технологии широкополосной модуляции с расширением спектра методом

прямой последовательности (DSSS). Как было указано в стандарте 802.11 разработки 1997 года, технология DSSS поддерживает скорости передачи 1 и 2 Мбит/с.

Аналогично подуровню PLCP, используемому в технологии FHSS, подуровень PLCP технологии DSSS стандарта 802.11 добавляет два поля во фрейм MAC, чтобы сформировать PPDU: преамбулу PLCP и заголовок PLCP. Формат фрейма представлен на рис.7.48.

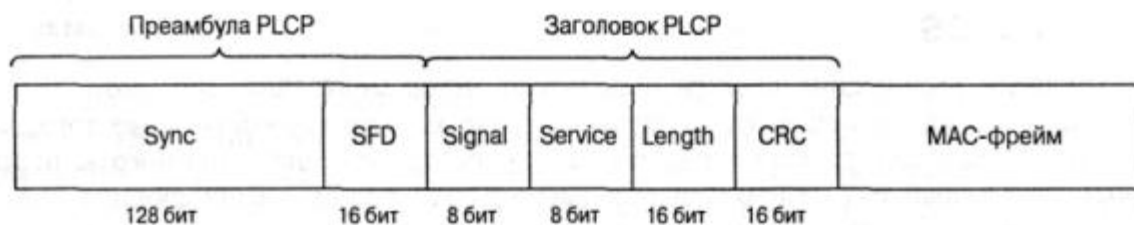


Рис. 7.48. Формат фрейма DSSS подуровня PLCP

Преамбула PLCP состоит из двух подполей:

Подполе Sync шириной 128 бит, представляющее собой строку, состоящую из единиц. Задача этого подполя - обеспечить синхронизацию для приемной станции.

Подполе SFD шириной 16 бит; в нем содержится специфичная строка 0xF3A0; его задача - обеспечить тайминг (timing) для приемной станции.

Заголовок PLCP состоит из четырех подполей:

Подполе Signal шириной 8 бит, указывающее тип модуляции и скорость передачи для данного фрейма.

Подполе Service шириной 8 бит зарезервировано. Это означает, что во время разработки спецификации стандарта оно осталось неопределенным; предполагается, что оно пригодится в будущих модификациях стандарта.

Подполе Length шириной 16 бит, указывающее количество микросекунд (из диапазона 16-216), необходимое для передачи части MAC-фрейма.

Подполе CRC. 16-битная контрольная сумма.

Подуровень PLCP преобразует фрейм в поток битов и передает данные на подуровень PMD. Весь PPDU проходит через процесс скремблирования с целью рандомизации данных.

Скремблированная преамбула PLCP всегда передается со скоростью 1 Мбит/с, в то время как скремблированный фрейм MPDU передается со скоростью, указанной в подполе Signal. Подуровень PMD модулирует отбеленный поток битов, используя следующие методы модуляции:

Двоичная относительная фазовая модуляция (Differential Binary Phase Shift Keying - DBPSK) для скорости передачи 1 Мбит/с.

Квадратурная относительная фазовая модуляция (Differential Quadrature Phase Shift Key - DQPSK) для скорости передачи 2 Мбит/с.

IEEE 802.11b

На физическом уровне к MAC-кадрам (MPDU) добавляется заголовок физического уровня, состоящий из преамбулы и собственно PLCP-заголовка.

Преамбула содержит стартовую синхропоследовательность (SYNC) для настройки приемника и 16-битный код начала кадра (SFD) - число F3A016. PLCP-заголовок включает поля SIGNAL (информация о скорости и типе модуляции), SERVICE (дополнительная информация, в том числе о применении высокоскоростных расширений и PBCC-модуляции) и LENGTH (время в микросекундах, необходимое для передачи следующей за заголовком части кадра). Все три поля заголовка защищены 16-битной контрольной суммой CRC.

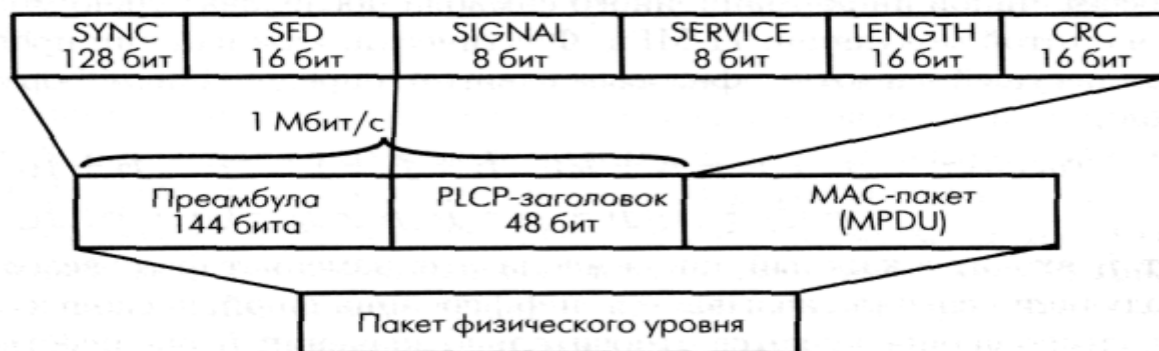


Рис. 7.49. Структура кадров сети IEEE 802.11b физического уровня

В стандарте IEEE 802.11b предусмотрено два типа заголовков: длинный и короткий (51).



Рис. 7.50. Короткий заголовок кадров сети 802.11b

Они отличаются длиной синхропоследовательности (128 и 56 бит), способом ее генерации, а также тем, что символ начала кадра в коротком заголовке передается в обратном порядке. Кроме того, если все поля длинного заголовка передаются со скоростью 1 Мбит/с, то при коротком заголовке преамбула транслируется на скорости 1 Мбит/с, другие

поля заголовка - со скоростью 2 Мбит/с. Остальную часть кадра можно передавать на любой из допустимых стандартом скоростей передачи, указанных в полях SIGNAL и SERVICE. Короткие заголовки физического уровня предусмотрены спецификацией IEEE 802.11b для увеличения пропускной способности сети.

Из описания процедур связи сети IEEE 802.11 видно, что "накладные расходы" в этом стандарте выше, чем в проводной сети Ethernet. Поэтому крайне важно обеспечить высокую скорость передачи данных в канале. Повысить пропускную способность канала с заданной шириной полосы частот можно, разрабатывая и применяя новые методы модуляции. По этому пути пошла группа разработчиков IEEE 802.11b.

Напомним, что изначально стандарт IEEE 802.11 предусматривал работу в режиме DSSS с использованием так называемой Баркеровской последовательности (Barker) длиной 11 бит: $B1 = (10110111000)$. Каждый информационный бит замещается своим произведением по модулю 2 (операция "исключающее ИЛИ") с данной последовательностью, т. е. каждая информационная единица заменяется на B1, каждый ноль - на инверсию B1. В результате бит заменяется последовательностью 11 чипов. Далее сигнал кодируется посредством дифференциальной двух- или четырехпозиционной фазовой модуляции (DBPSK или DQPSK, один или два чипа на символ соответственно). При частоте модуляции несущей 11 МГц общая скорость составляет в зависимости от типа модуляции 1 и 2 Мбит/с.

Стандарт IEEE 802.11b дополнительно предусматривает скорости передачи 11 и 5,5 Мбит/с. Для этого используется так называемая ССК-модуляция (Complementary Code Keying - кодирование комплементарным кодом).

Хотя механизм расширения спектра, используемый для получения скоростей 5,5 и 11 Мбит/с с применением ССК, относится к методам, которые применяются для скоростей 1 и 2 Мбит/с, он по-своему уникален. В обоих случаях применяется метод расширения, но при использовании модуляции ССК расширяющий код представляет собой код из 8 комплексных чипов, в то время как при работе со скоростями 1 и 2 Мбит/с применяется 11-разрядный код. 8-чиповый код определяется или 4, или 8 битами - в зависимости от скорости передачи данных. Скорость передачи чипов составляет 11 Мчип/с, т.е. при 8 комплексных чипах на символ и 4 или 8 битов на символ можно добиться скорости передачи данных 5,5 и 11 Мбит/с.

Для того чтобы передавать данные со скоростью 5,5 Мбит/с, нужно сгруппировать скремблированный поток битов в символы по 4 бита (b_0, b_1, b_2 и b_3). Последние два бита (b_2 и b_3) используются для определения 8 последовательностей комплексных чипов, как показано в таблице 6, где $\{c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, c_6, c_7, c_8\}$ представляют чипы

последовательности. В таблицн j представляет мнимое число, корень квадратный из -1 , и откладывается по мнимой, или квадратурной, оси комплексной плоскости.

Таблица 3.6. Последовательность чипов ССК								
(b2, b3)	1	2	3	4	5	6	7	C8
00				1			1	1
01	j	1	j				j	1
10	j		j	1	j			1
11		1			j			1

Теперь, имея последовательность чипов, определенную битами (b2, b3), можно использовать первые два бита (b0, b1) для определения поворота фазы, осуществляемого при модуляции по методу DQPSK, который будет применен к последовательности (таблица 3). Вы должны также пронумеровать каждый 4-битовый символ PSDU, начиная с 0, чтобы можно было определить, преобразуете вы четный либо нечетный символ в соответствии с этой таблицей. Следует помнить, что речь идет об использовании DQPSK, а не QPSK, и поэтому представленные в таблице изменения фазы отсчитываются по отношению к предыдущему символу или, в случае первого символа PSDU, по отношению к последнему символу предыдущего DQPSK-символа, передаваемого со скоростью 2 Мбит/с.

Таблица 3.7. Поворот фазы при модуляции ССК		
(b0, b1)	Изменение фазы четных символов	Изменение фазы нечетных символов
00	0	π
01	$\pi/2$	$-\pi/2$
11	π	0
10	$-\pi/2$	$\pi/2$

Это вращение фазы применяется по отношению к 8 комплексным чипам символа, затем осуществляется модуляция на подходящей несущей частоте.

Чтобы передавать данные со скоростью 11 Мбит/с, скремблированная последовательность битов PSDU разбивается на группы по 8 символов. Последние 6 битов выбирают одну последовательность, состоящую из 8 комплексных чипов, из числа 64 возможных последовательностей, почти так же, как использовались биты (b2, b3) для выбора одной из четырех возможных последовательностей. Биты (b0,b1) используются таким же образом, как при модуляции ССК на скорости 5,5 Мбит/с для вращения фазы последовательности и дальнейшей модуляции на подходящей несущей частоте.

В чем достоинство ССК-модуляции? Дело в том, что чипы символа определяются на основе последовательностей Уолша-Адамара. Последовательности Уолша-Адамара хорошо изучены, обладают отличными автокорреляционными свойствами. Что немаловажно, каждая такая последовательность мало коррелирует сама с собой при фазовом сдвиге - очень полезное свойство при борьбе с переотраженными сигналами. Нетрудно заметить, что теоретическое операционное усиление ССК-модуляции - 3 дБ (в два раза), поскольку без кодирования QPSK-модулированный с частотой 11 Мбит/с сигнал может транслировать 22 Мбит/с. Как видно, ССК-модуляция представляет собой вид блочного кода, а потому достаточно проста при аппаратной реализации. Совокупность этих свойств и обеспечила ССК место в стандарте IEEE 802.11b в качестве обязательного вида модуляции.

На практике важно не только операционное усиление. Существенную роль играет и равномерность распределения символов в фазовом пространстве - они должны как можно дальше отстоять друг от друга, чтобы минимизировать ошибки их детектирования. И с этой точки зрения ССК-модуляция не выглядит оптимальной, ее реальное операционное усиление не превышает 2 дБ. Поэтому изначально прорабатывался другой способ модуляции - пакетное бинарное сверточное кодирование PBCC (Packet Binary Convolutional Coding). Этот метод вошел в стандарт IEEE 802.11b как дополнительная (необязательная) опция. Механизм PBCC (5.51) позволяет добиваться в сетях IEEE 802.11b пропускной способности 5,5, 11 и 22 Мбит/с.

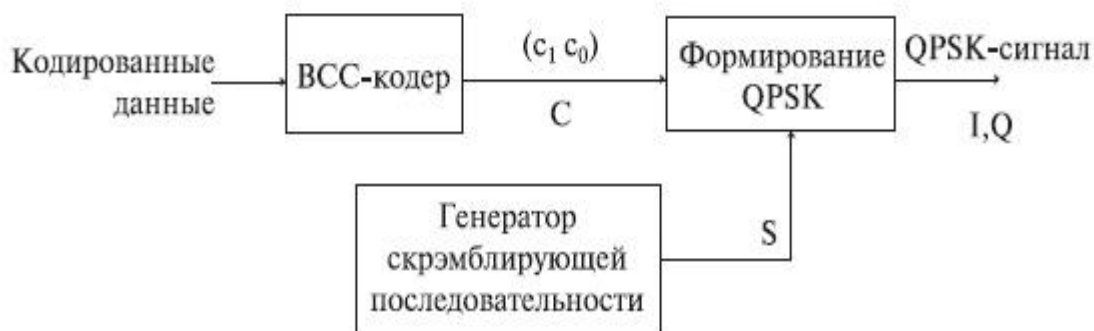


Рис. 7.51. Общая схема PBCC-модуляции

Как следует из названия, метод основан на сверточном кодировании. Для скоростей 5,5 и 11 Мбит/с поток информационных битов поступает в шестизрядный сдвиговый регистр с сумматорами (5.52). В начальный момент времени все триггеры сдвигового регистра инициализируют нулем. В результате каждый исходный бит d заменяется двумя битами кодовой последовательности (c_0, c_1). При скорости 11 Мбит/с c_0 и c_1 задают один символ четырехпозиционной QPSK-модуляции. Для скорости 5,5 Мбит/с используют двухпозиционную BPSK-модуляцию, последовательно передавая кодовые биты c_0 и c_1 . Если же нужна скорость 22 Мбит/с, схема кодирования усложняется (рис.5.9): три кодовых бита (c_0 - c_2) определяют один символ в 8-позиционной 8-PSK-модуляции.

После формирования PSK-символов происходит скремблирование. В зависимости от сигнала s (5.51) символ остается без изменений ($s = 0$), либо его фаза увеличивается на $\pi/2$ ($s = 1$). Значение s определяет 256-битовая циклически повторяющаяся последовательность S . Она формируется на основе начального вектора $U = 338Bh$, в котором равное число нулей и единиц.

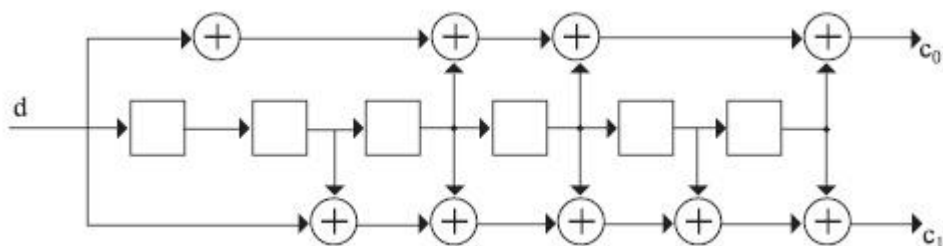


Рис. 7.52. Сверточное кодирование с двумя битами кодовой последовательности

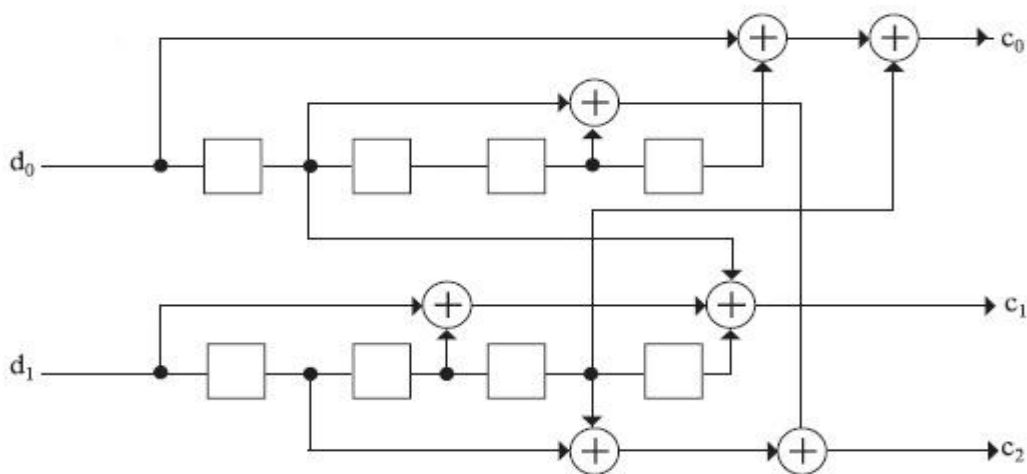


Рис. 7.53. Сверточное кодирование с тремя битами кодовой последовательности

У шестиразрядного сдвигового регистра, применяемого в РВСС для скоростей 11 и 5,5 Мбит/с, 64 возможных выходных состояния. Так что при модуляции РВСС информационные биты в фазовом пространстве оказываются гораздо дальше друг от друга, чем при ССК-модуляции. Поэтому РВСС и позволяет при одном и том же соотношении "сигнал-шум" и уровне ошибок вести передачу с большей скоростью, чем в случае ССК. Однако плата за более эффективное кодирование - сложность аппаратной реализации данного алгоритма.

IEEE 802.11a

Стандарт IEEE 802.11a появился практически одновременно с IEEE 802.11b, в сентябре 1999 года. Эта спецификация была ориентирована на работу в диапазоне 5 ГГц и основана на принципиально ином, чем описано выше, механизме кодирования данных - на частотном мультиплексировании посредством ортогональных несущих (OFDM).

Стандарт 802.11a определяет характеристики оборудования, применяемого в офисных или городских условиях, когда распространение сигнала происходит по многолучевым каналам из-за множества отражений.

В IEEE 802.11a каждый кадр передается посредством 52 ортогональных несущих, каждая с шириной полосы порядка 300 КГц (20 МГц/64). Ширина одного канала - 20 МГц. Несущие модулируют посредством BPSK, QPSK, а также 16- и 64-позиционной квадратурной амплитудной модуляции (QAM). В совокупности с различными скоростями кодирования (1/2 и 3/4, для 64-QAM - 2/3 и 3/4) образуется набор скоростей передачи 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 и 54 Мбит/с. В таблице 5.8 показано, как необходимая скорость передачи данных преобразуется в соответствующие параметры узлов передатчика OFDM.

Таблица 7.8. Параметры передатчика стандарта 802.11a

Скорость передачи данных (Мбит/с)	Модуляция	Скорость сверточного кодирования	Число канальных битов на поднесущую	Число канальных битов на символ	Число битов данных на символ OFDM
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16-QAM	1/2	4	192	96
36	16-QAM	3/4	4	192	144
48	64-QAM	2/3	6	288	192

54	64-QAM	3/4	6	288	216
----	--------	-----	---	-----	-----

Из 52 несущих 48 предназначены для передачи информационных символов, остальные 4 - служебные. Структура заголовков физического уровня отличается от принятого в спецификации IEEE 802.11b, но незначительно (рис.7.54).

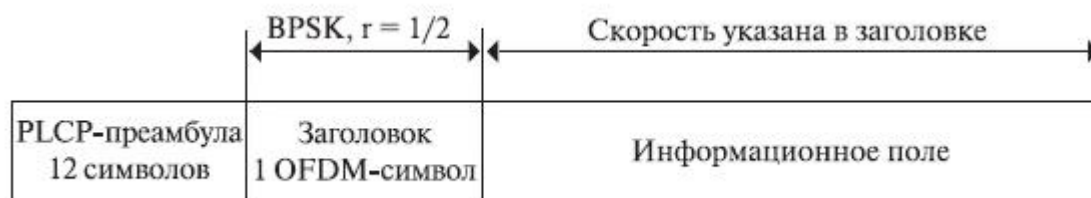


Рис. 7.54. Структура заголовка физического уровня стандарта IEEE 802.11a

Кадр включает преамбулу (12 символов синхропоследовательности), заголовок физического уровня (PLCP-заголовок) и собственно информационное поле, сформированное на MAC-уровне. В заголовке передается информация о скорости кодирования, типе модуляции и длине кадра. Преамбула и заголовок транслируются с минимально возможной скоростью (BPSK, скорость кодирования $r = 1/2$), а информационное поле - с указанной в заголовке, как правило, максимальной, скоростью, в зависимости от условий обмена. OFDM-символы передаются через каждые 4 мкс, причем каждому символу длительностью 3,2 мкс предшествует защитный интервал 0,8 мкс (повторяющаяся часть символа). Последний необходим для борьбы с многолучевым распространением сигнала - отраженный и пришедший с задержкой символ попадет в защитный интервал и не повредит следующий символ.

Естественно, формирование/декодирование OFDM-символов происходит посредством быстрого преобразования Фурье (обратного/прямого, ОБПФ/БПФ). Функциональная схема трактов приема/передачи (рис. 5.54) достаточно стандартна для данного метода и включает сверточный кодер, механизм перемежения/перераспределения (защита от пакетных ошибок) и процессор ОБПФ. Фурье-процессор, собственно, и формирует суммарный сигнал, после чего к символу добавляется защитный интервал, окончательно формируется OFDM-символ и посредством квадратурного модулятора/конвертера переносится в заданную частотную область. При приеме все происходит в обратном порядке.

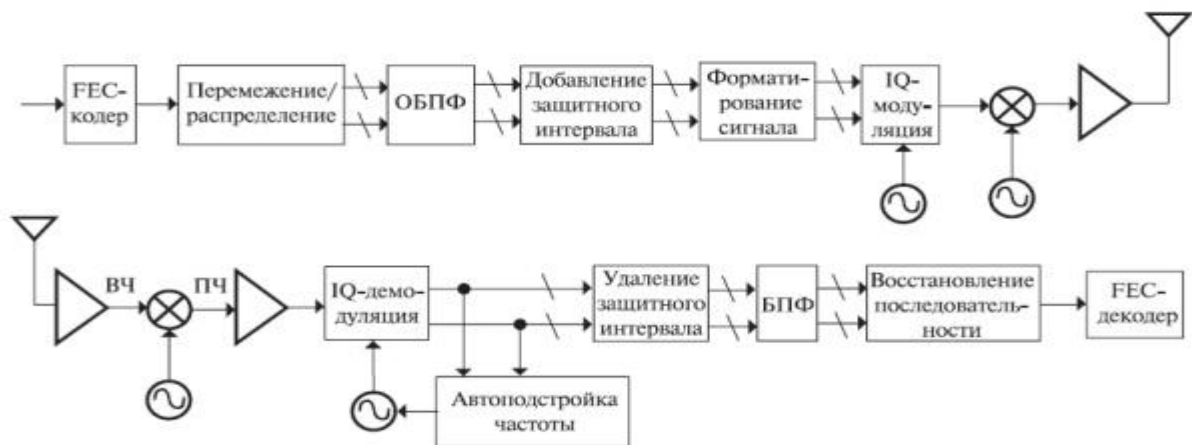


Рис. 7.55. Функциональная схема трактов приема/передачи стандарта IEEE 802.11a

IEEE 802.11g

Стандарт IEEE 802.11g по сути представляет собой перенесение схемы модуляции OFDM, прекрасно зарекомендовавшей себя в 802.11a, из диапазона 5 ГГц в область 2,4 ГГц при сохранении функциональности устройств стандарта 802.11b. Это возможно, поскольку в стандартах 802.11 ширина одного канала в диапазонах 2,4 и 5 ГГц схожа - 22 МГц.

Одним из основных требований к спецификации 802.11g была обратная совместимость с устройствами 802.11b. Действительно, в стандарте 802.11b в качестве основного способа модуляции принята схема ССК (Complementary Code Keying), а в качестве дополнительной возможности допускается модуляция PBCC (Pocket Binary Convolutional Coding).

Разработчики 802.11g предусмотрели ССК-модуляцию для скоростей до 11 Мбит/с и OFDM для более высоких скоростей. Но сети стандарта 802.11 при работе используют принцип CSMA/CA - множественный доступ к каналу связи с контролем несущей и предотвращением коллизий. Ни одно устройство 802.11 не должно начинать передачу, пока не убедится, что эфир в его диапазоне свободен от других устройств. Если в зоне слышимости окажутся устройства 802.11b и 802.11g, причем обмен будет происходить между устройствами 802.11g посредством OFDM, то оборудование 802.11b просто не поймет, что другие устройства сети ведут передачу, и попытается начать трансляцию. Последствия очевидны.

Чтобы не допустить подобной ситуации, предусмотрена возможность работы в смешанном режиме - ССК-OFDM. Информация в сетях 802.11 передается кадрами. Каждый информационный кадр включает два основных поля: преамбулу с заголовком и информационное поле (рис.5.56).



Рис. 7.56. Кадры IEEE 802.11g в различных режимах модуляции

Преамбула содержит синхропоследовательность и код начала кадра, заголовок - служебную информацию, в том числе о типе модуляции, скорости и продолжительности передачи кадра. В режиме ССК-OFDM преамбула и заголовок модулируются методом ССК (реально - путем прямого расширения спектра DSSS посредством последовательности Баркера, поэтому в стандарте 802.11g этот режим именуется DSSS-OFDM), а информационное поле - методом OFDM. Таким образом, все устройства 802.11b, постоянно "прослушивающие" эфир, принимают заголовки кадров и узнают, сколько времени будет транслироваться кадр 802.11g. В этот период они "молчат". Естественно, пропускная способность сети падает, поскольку скорость передачи преамбулы и заголовка - 1 Мбит/с.

Видимо, данный подход не устраивал лагерь сторонников технологии PBCC, и для достижения компромисса в стандарт 802.11g в качестве дополнительной возможности ввели, так же как и в 802.11b, необязательный режим - PBCC, в котором заголовок и преамбула передаются так же, как и при ССК, а информационное поле модулируется по схеме PBCC и передается на скорости 22 или 33 Мбит/с. В результате устройства стандарта 802.11g должны оказаться совместимыми со всеми модификациями оборудования 802.11b и не создавать взаимных помех. Диапазон поддерживаемых им скоростей отражен в таблице 7.9, зависимость скорости от типа модуляции - на рис.7.57.

Скорость, Мбит/с	Тип модуляции	
	Обязательно	Допустимо
1	Последовательность Баркера	

2	Последовательность Баркера	
5,5	ССК	PBCC
6	OFDM	OFDM
9		OFDM, ССК-OFDM
11	ССК	PBCC
12	OFDM	ССК-OFDM
18		OFDM, ССК-OFDM
22		PBCC
24	OFDM	ССК-OFDM
33		PBCC
36		OFDM, ССК-OFDM
48		OFDM, ССК-OFDM
54		OFDM, ССК-OFDM

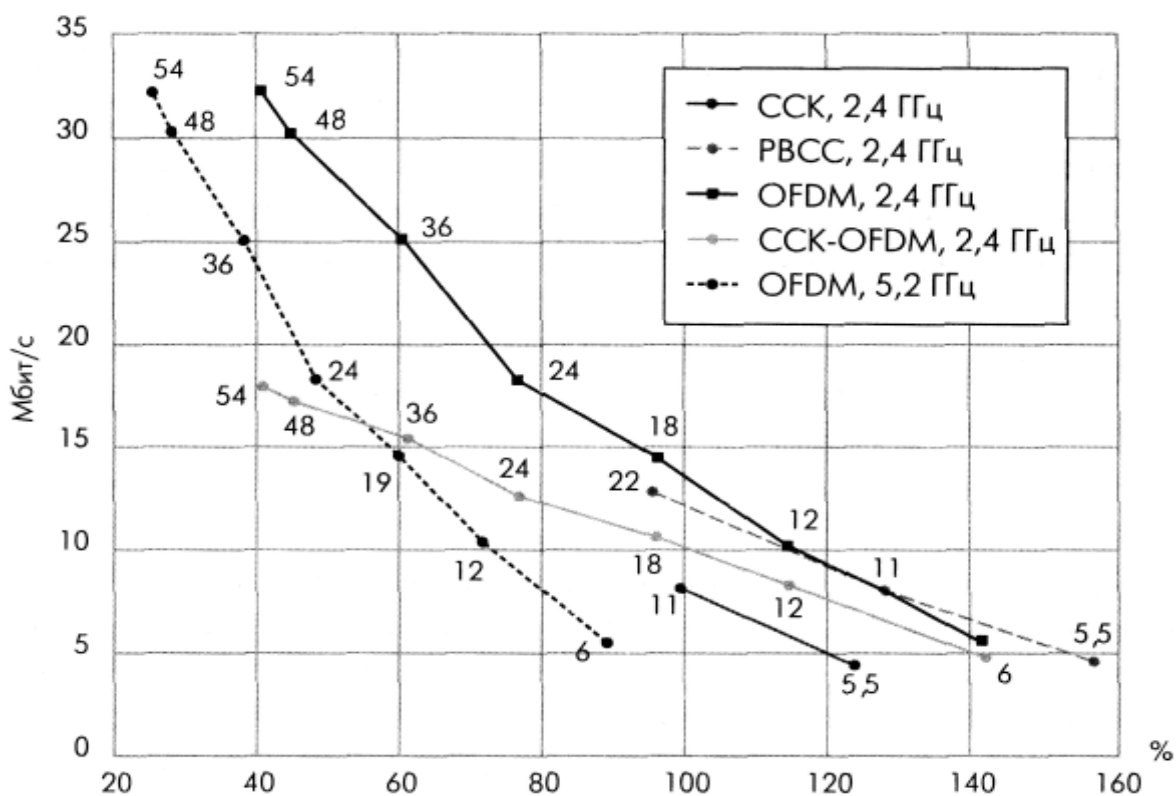


Рис. 7.57. Зависимость скорости передачи от расстояния для различных технологий передачи. Расстояние приведено в процентах, 100% - дальность передачи с модуляцией ССК на скорости 11 Мбит/с

Очевидно, что устройствам стандарта IEEE 802.11g достаточно долго придется работать в одних сетях с оборудованием 802.11b. Также очевидно, что производители в массе своей не будут поддерживать режимы CCK-OFDM и PBCC в силу их необязательности, ведь почти все решает цена устройства. Поэтому одна из основных проблем данного стандарта - как обеспечить бесконфликтную работу смешанных сетей 802.11b/g.

Основной принцип работы в сетях 802.11 - "слушать, прежде чем вещать". Но устройства 802.11b не способны услышать устройства 802.11g в OFDM-режиме. Ситуация аналогична проблеме скрытых станций: два устройства удалены настолько, что не слышат друг друга и пытаются обратиться к третьему, которое находится в зоне слышимости обоих. Для предотвращения конфликтов в подобной ситуации в 802.11 введен защитный механизм, предусматривающий перед началом информационного обмена передачу короткого кадра "запрос на передачу" (RTS) и получение кадра подтверждения "можно передавать" (CTS). Механизм RTS/CTS применим и к смешанным сетям 802.11b/g. Естественно, эти кадры должны транслироваться в режиме CCK, который обязаны понимать все устройства. Однако защитный механизм существенно снижает пропускную способность сети.

Таблица 7.10. Стандарты физического уровня					
Параметр	802.11 DSSS	802.11 FHSS	802.11b	802.11a	802.11g
Частотный диапазон (ГГц)	2,4	2,4	2,4	5	2,4
Максимальная скорость передачи данных (Мбит/с)	2	2	11	54	54
Технология	DSSS	FHSS	CCK	OFDM	OFDM
Тип модуляции (для максимальной скорости передачи)	QPSK	GFSK	QPSK	64-QAM	64-QAM
Число неперекрывающихся каналов	3	3	3	15	3

Создание модели радиointерфейса WiFi 802.11 [21]

IEEE 802.11b

Чтобы открыть модель необходимо в командном окне ввести (Command Window):
 commwlan80211b. Появится модель, изображенная на рис.3.58.

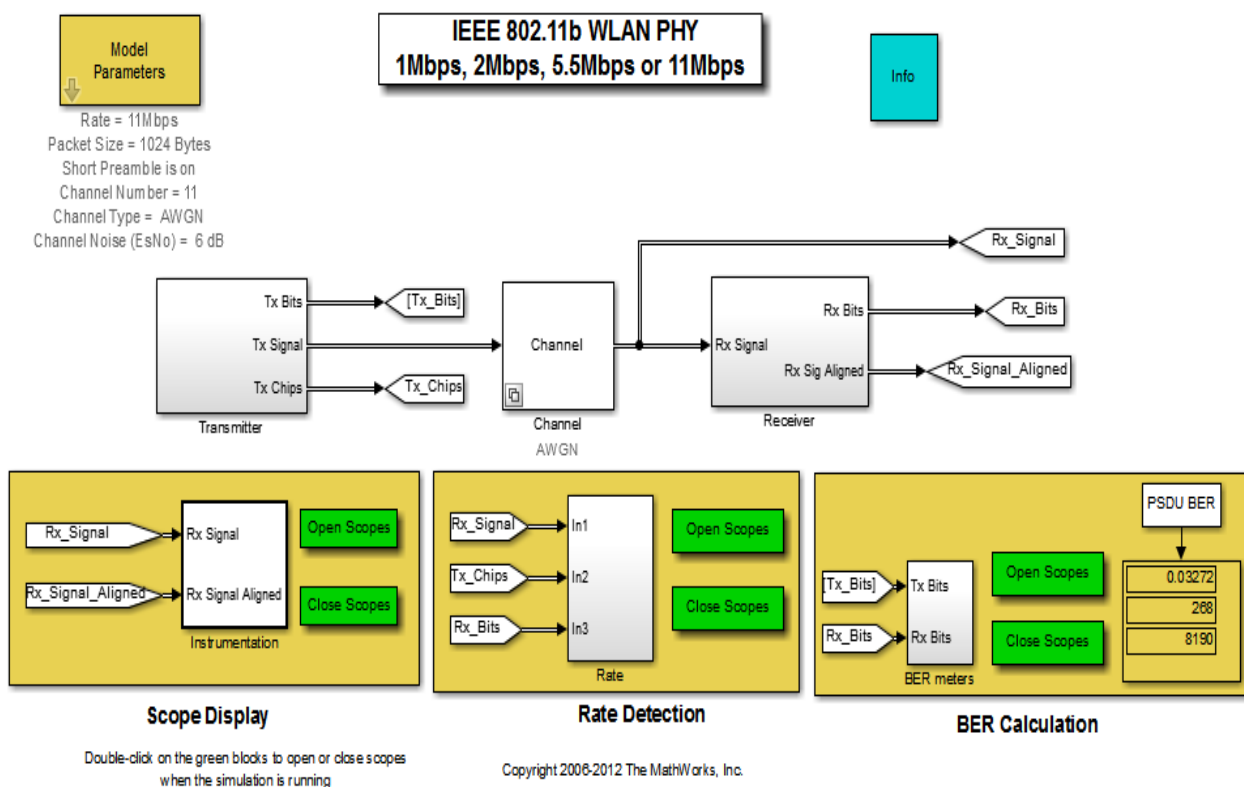


Рис. 7.58. Модель радиointерфейса 802.11b Simulink MATLAB 2015b

С помощью двойного щелчка на элемент Model Parameters можно устанавливать желаемые параметры моделируемой сети:

- скорость передачи данных (Rate),
- размер пакета (Packet Size),
- число каналов (Channel Number),
- тип канала (Channel Type),
- уровень шумов в канале (Channel EsNo).

Двойным щелчком по передатчику, приемнику или каналу передачи можно посмотреть их структурные схемы. Они представлены на рис.7.59, рис.7.60, рис.7.61.

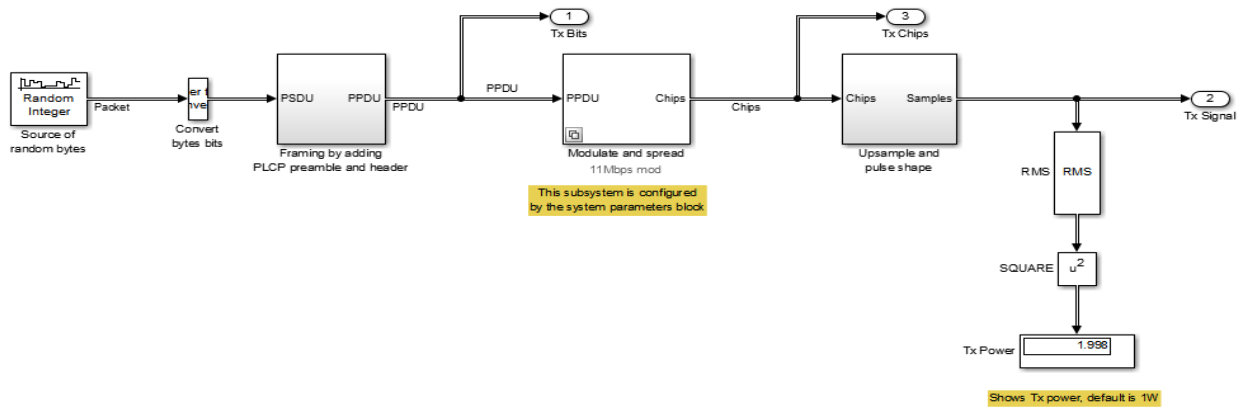


Рис. 7.59. Структурная схема передатчика IEEE 802.11b

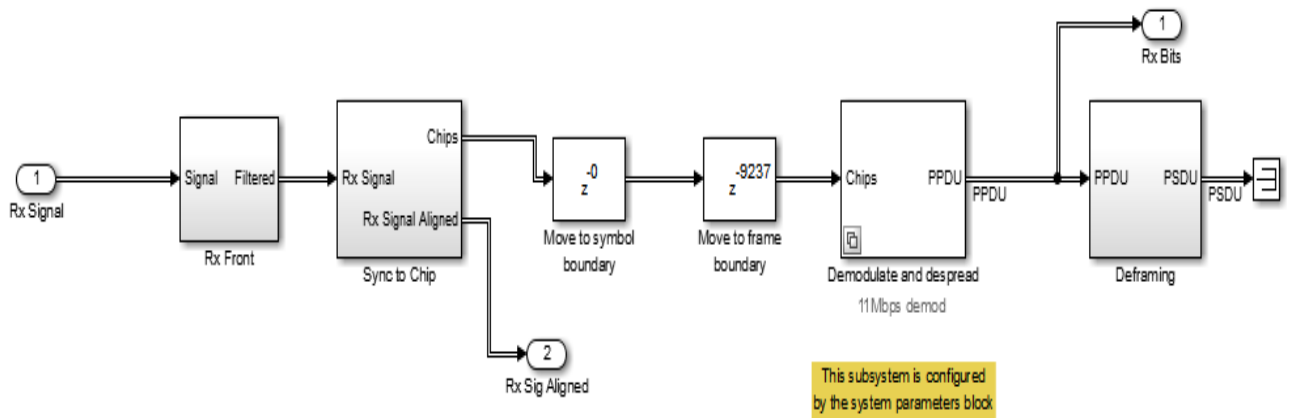


Рис. 7.60. Структурная схема приемника IEEE 802.11b

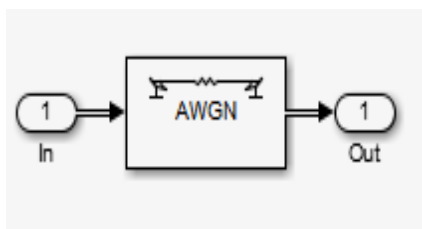


Рис. 7.61. Структурная схема канала передачи IEEE 802.11b

Пример частотной характеристика представлен на рис.7.62, а диаграмма созвездий на рис.7.63.

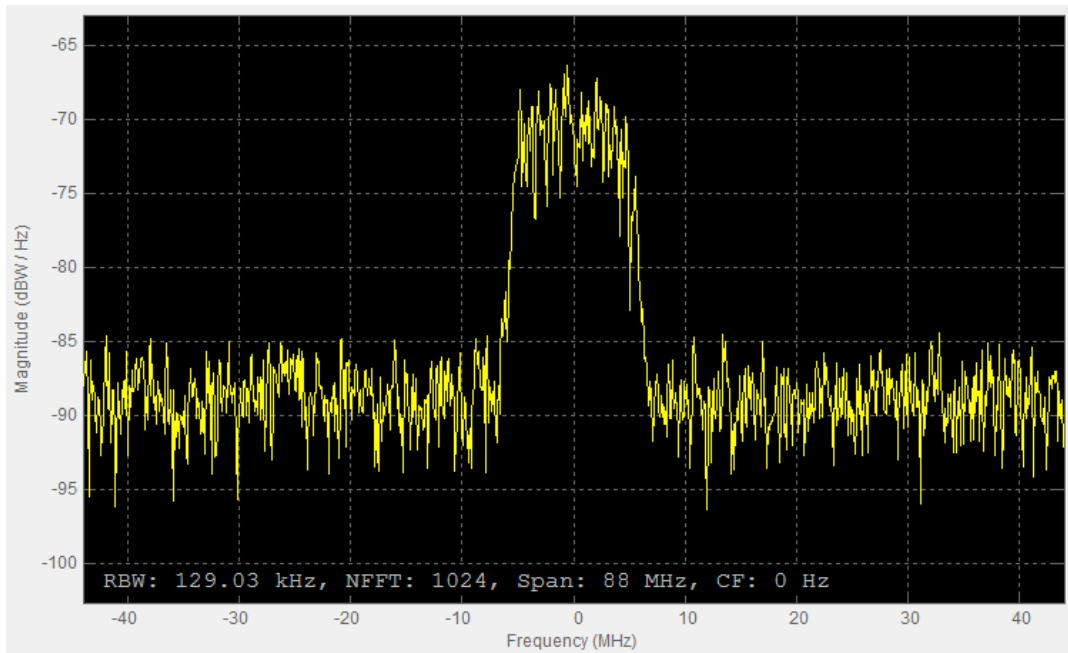


Рис. 7.62. Частотная характеристика для скорости передачи 11 Мбит/с

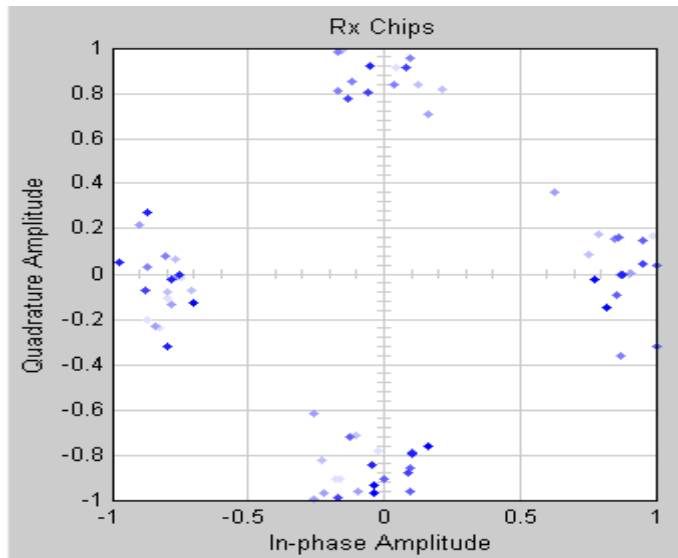


Рис. 7.63. Диаграмма созвездий для скорости передачи 11 Мбит/с

Исследование влияния ошибок BER

BitErrorRate (BER) - коэффициент ошибок, отношение числа неверно принятых битов (0 вместо 1 и наоборот) к полному числу переданных битов при передаче по каналу связи.

Чтобы получить зависимость BER от отношения сигнал/шум необходимо изменять уровень шумов в канале (0-14) и снимать показания в блоке BER Calculation в верхнем дисплее.

Протестировав систему таким образом, были получены зависимости, представленные на рис.7.64.

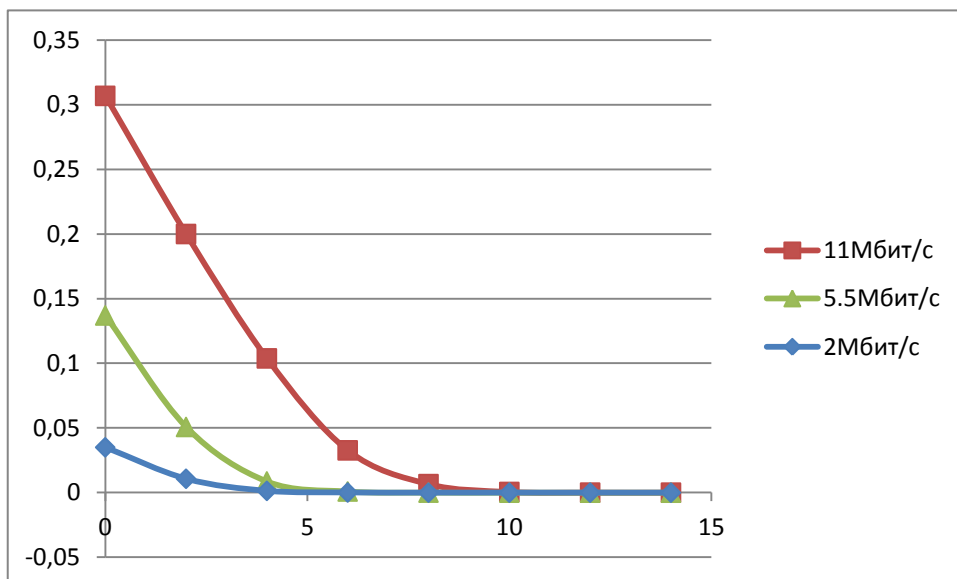


Рис. 7.64. Зависимость ошибки BER от отношения сигнал/шум для различных скоростей IEEE 802.11b

По полученным результатам можно сделать следующие выводы:

- 1) Большим скоростям соответствует большая вероятность появления ошибки
- 2) Для уменьшения ошибки необходимо увеличивать отношение сигнал/шум
- 3) Большим скоростям необходимо более высокое значение отношения сигнал шум для устранения возможных ошибок.

В результате работы изучены стандарты IEEE 802.11.

Рассмотрены и протестированы модели данных стандартов, реализованные в среде Simulink Matlab. Получены графики зависимостей вероятности ошибки (BER) от отношения сигнал/шум для разных скоростей.

Методические указания к моделированию

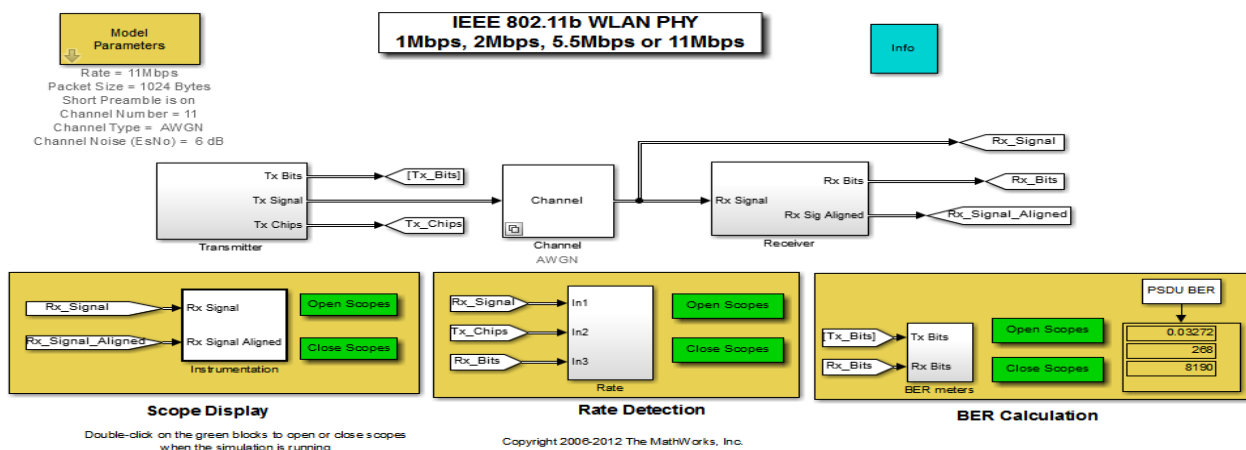


Рис. 7.65. Схем сети IEEE 802.11b MATLAB

1. Запустить модель командой `commwlan80211b` и изучить ее параметры. Сделать скриншоты полной схемы, а также передатчика, приёмника и канала.

2. Снять частотную характеристику, а также диаграмму созвездий для 4-х вариантов максимальной скорости передачи (1, 2, 5, 11 Мбит/с). Параметр «тип канала» (Channel Type) – none.

3. Для каждой скорости изменяя отношение сигнал/шум в канале от 0 до 14дБ снять зависимость BER от Channel EsNo. Параметр «тип канала» (Channel Type) – AWGN.

5. Сделать выводы по проделанной работе.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №6

ТЕСТИРОВАНИЕ И ДИАГНОСТИКА ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ СТАНДАРТА IEEE 802.15.4 ZIGBEE

Среди наиболее известных беспроводных технологий можно выделить: Wi-Fi, Wi-Max, Bluetooth, Wireless USB и относительно новую технологию — ZigBee, которая изначально разрабатывалась с ориентацией на промышленные применения.

Каждая из этих технологий имеет свои уникальные характеристики, которые определяют соответствующие области применения.

Стандарт	802.15.4 ZigBee™		802.15.1 Bluetooth	802.15.3 High Rate WPAN, WiMedia	802.15.3a* UWB	802.11b Wi-Fi	
Приложения	Мониторинг, управление, сети датчиков, домашняя/промышленная автоматика		Голос, данные, замена кабелей	Потоковое мультимедиа, замена кабелей аудио/видеосистем		Данные, видео, ЛВС	
Преимущества	Цена, энергосбережение, размеры сети, менее загруженные диапазоны	Цена, энергосбережение, размеры сети, глобальный диапазон	Цена, энергосбережение, передача голоса, перескоки частоты	Высокая скорость, энергосбережение		Скорость, гибкость	
Частота, ГГц	0,868	0,915	2,4		3,1 – 10,6	2,4	
Макс. скорость	20 Кбит/с	40 Кбит/с	250 Кбит/с	1 Мбит/с	22 Мбит/с (доп. 11, 33, 44, 55 Мбит/с)	110 Мбит/с (10 м), 200 Мбит/с (4 м) (доп. 480 Мбит/с)	11 Мбит/с
Выходная мощность (ном.), дБм	0		0 (класс 3) 4 (класс 2) 20 (класс 1)	0	< 20 (110 Мбит/с) < 24 (200 Мбит/с)	20	
Дальность, м	10 – 100		10 (класс 3) 100 (класс 1)	5 – 50	10 (110 Мбит/с) 4 (200 Мбит/с)	100	
Чувствительность (спецификация, дБм)	-92	-85	-70	-75	-	-76	
Размер стека, Кбайт	4 – 32		> 250	-		> 1000	
Срок службы батареи, дней	100 – 1000+		1 – 7	теоретически более 1000		0,5 – 5	
Размер сети	65536 (16-битные адреса), 2 ⁶⁴ (64-битные адреса)		мастер +7	до 127 на хост		32	

Рис. 7.66. Основные характеристики популярных стандартов беспроводной связи

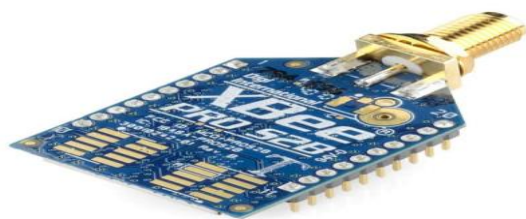


Рис. 7.67. Внешний вид микросхемы ZigBee

Анализ беспроводных технологий показывает, что высокоскоростные технологии Wi-Fi, Wi-Max, Bluetooth, Wireless USB предназначены в первую очередь для обслуживания компьютерной периферии и устройств мультимедиа. Они оптимизированы для передачи больших объемов информации на высоких скоростях, работают в основном по топологии «точка-точка» или «звезда» и малопригодны для реализации сложных разветвленных промышленных сетей с большим количеством узлов. Напротив, технология ZigBee имеет достаточно скромные показатели скорости передачи данных и расстояния между узлами, но обладает следующими важными, с точки зрения применения в промышленности, преимуществами:

Она ориентирована на преимущественное использование в системах распределенного мульти-микропроцессорного управления со сбором информации с интеллектуальных датчиков, где вопросы минимизации энергопотребления и процессорных ресурсов являются определяющими.

Предоставляет возможность организации самоконфигурируемых сетей со сложной топологией, в которых маршрут сообщения автоматически определяется не только числом исправных или включенных/выключенных на текущий момент устройств (узлов), но и качеством связи между ними, которое автоматически определяется на аппаратном уровне.

Обеспечивает масштабируемость — автоматический ввод в работу узла или группы узлов сразу после подачи питания на узел.

Гарантирует высокую надежность сети за счет выбора альтернативного маршрута передачи сообщений при отключениях/сбоях в отдельных узлах.

Поддерживает встроенные аппаратные механизмы шифрации сообщений AES-128, исключая возможность несанкционированного доступа в сеть.

Организация сети ZigBee

ZigBee — относительно новый стандарт беспроводной связи, который изначально разрабатывался как средство для передачи небольших объемов информации на малые расстояния с минимальным энергопотреблением. Фактически этот стандарт описывает правила работы программно-аппаратного комплекса, реализующего беспроводное взаимодействие устройств друг с другом.

Стек протоколов ZigBee представляет собой иерархическую модель, построенную по принципу семиуровневой модели протоколов передачи данных в открытых системах OSI (OpenSystemInterconnection). Стек включает в себя уровни стандарта IEEE 802.15.4, отвечающие за реализацию канала связи, и программные сетевые уровни и уровни поддержки приложений, определенные спецификацией ZigBee. Модель реализации стандарта связи ZigBee представлена на рисунке 7.69.

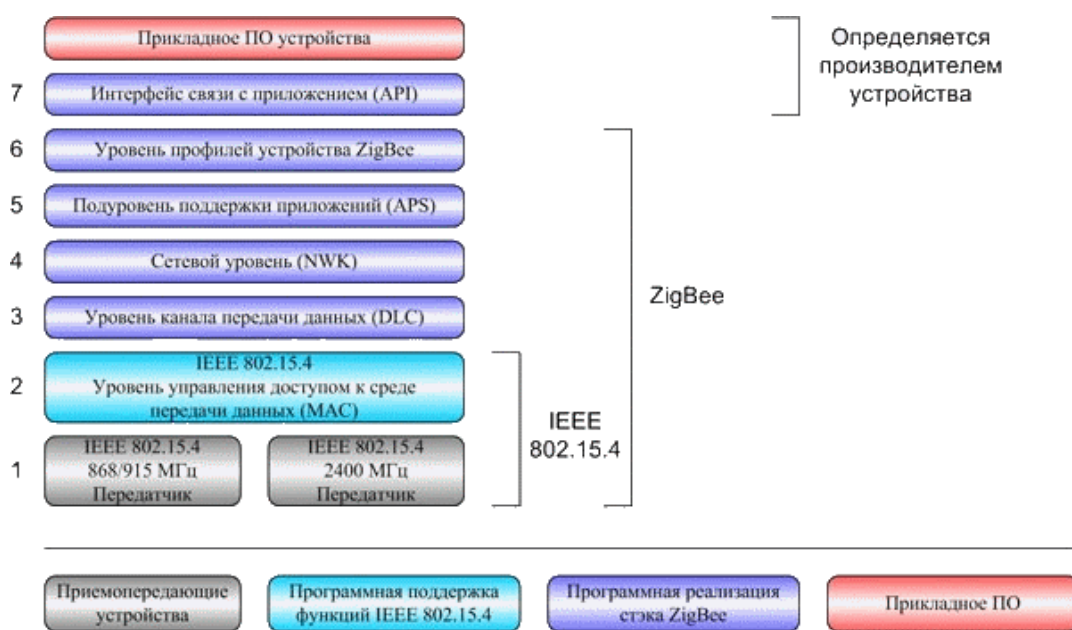


Рис. 7.68. Многоуровневая модель стандарта связи ZigBee

Стандарт IEEE 802.15.4 определяет два нижних уровня стека: уровень доступа к среде (MAC) и физический уровень передачи данных в среде распространения (PHY), то есть нижние уровни протокола беспроводной передачи данных. Альянс определяет программные уровни стека ZigBee от уровня канала передачи данных (DataLinkControl) до уровня профилей устройств (ZigBeeProfiles). Прием и передача данных по радиоканалу осуществляется на физическом уровне PHY, определяющем рабочий частотный диапазон, тип модуляции, максимальную скорость, число каналов. Уровень PHY осуществляет активацию-деактивацию приемопередатчика, детектирование энергии принимаемого сигнала на рабочем канале, выбор физического частотного канала, индикацию качества связи при получении пакета данных и оценку свободного канала. Важно понимать, что стандарт 802.15.4 — это физическое радио (микросхема радио-приемопередатчика), а ZigBee — это логическая сеть и программный стек, обеспечивающие функции безопасности и маршрутизации.

Далее в структуре стека ZigBee следует уровень контроля доступа к среде IEEE 802.15.4 MAC, осуществляющий вход и выход из сети устройств, организацию сети, формирование

пакетов данных, реализацию различных режимов безопасности (включая 128-битное шифрование AES), 16- и 64-битную адресацию.

Уровень MAC обеспечивает различные механизмы доступа в сеть, поддержку сетевых топологий от «точка-точка» до «многочейковая сеть», гарантированный обмен данными (ACK, CRC), поддерживает потоковую и пакетную передачи данных.

Для предотвращения нежелательных взаимодействий возможно использование временного разделения на основе протокола CSMA-CA (протокол множественного доступа к среде с контролем несущей и предотвращением коллизий).

Временное разделение ZigBee базируется на использовании режима синхронизации, при котором подчиненные сетевые устройства, большую часть времени находящиеся в «спящем» состоянии, периодически «просыпаются» для приема сигнала синхронизации от сетевого координатора, что позволяет устройствам внутри локальной сетевой ячейки знать, в какой момент времени осуществлять передачу данных. Данный механизм, основанный на определении состояния канала связи перед началом передачи, позволяет существенно сократить (но не устранить) столкновения, вызванные передачей данных одновременно несколькими устройствами. Стандарт 802.15.4 основывается на полудуплексной передаче данных (устройство может либо передавать, либо принимать данные), что не позволяет использовать метод CSMA-CA для обнаружения коллизий — только для их предотвращения.

В спецификации стека предусмотрены три типа устройств: координатор, маршрутизатор и конечное устройство.

Координатор инициализирует сеть, управляет ее узлами, хранит информацию о настройках каждого узла, задает номер частотного канала и идентификатор сети PAN ID, а в процессе работы может являться источником, приемником и ретранслятором сообщений.

Маршрутизатор отвечает за выбор пути доставки сообщения, передаваемого по сети от одного узла к другому, и в процессе работы также может являться источником, приемником или ретранслятором сообщений. Если маршрутизаторы имеют соответствующие возможности, они могут определять оптимизированные маршруты к определенной точке и хранить их для последующего использования в таблицах маршрутизации.

Конечное устройство не участвует в управлении сетью и ретрансляции сообщений, являясь только источником/приемником сообщений.

Среди свойств ZigBee следует особо выделить поддержку сложных топологий сетей. Именно за счет этого, при относительно малой максимальной дальности связи двух близлежащих устройств, возможно расширить зону покрытия сети в целом. Также этому способствует 16-битная адресация, позволяющая объединять в одну сеть более 65 тыс. устройств.

Спецификация стандарта IEEE 802.15.4

Спецификация ZigBee-стека определяет сетевой уровень, уровни безопасности и доступа к приложению и может использоваться совместно с решениями на базе стандарта 802.15.4 для обеспечения совместимости устройств.

Таблица 7.11. Спецификация стандарта IEEE 802.15.4

Стандарт	802.15.4 ZigBee™		
Частота	868 МГц	915 МГц	2,4 ГГц
Число каналов/шаг	1/–	10/2 МГц	16/5 МГц
География распространения	Европа	Америка	Весь мир
Макс. скорость, модуляция	20 кбит/с, BPSK	40 кбит/с, BPSK	250 кбит/с, O- QPSK
Выходная мощность, ном.	0 dBm (1 мВт)	0 dBm (1 мВт)	0 dBm (1 мВт)
Дальность	10–100м		
Чувствительность (спецификация)	–92dBm	–92dBm	–85dBm
Размер стека	4–32 кбайт		
Срок службы батареи	От 100 до 1000 и более дней		
Размер сети	65536 (16-битные адреса), 264 (64-битные адреса)		

Практическая часть

Задание:

Собрать схему

Подготовить схемы для реализации Стандарта ZigBee 802.15.4 основываясь на примере, представленном в отчете.

Изменять SNR в пределах от 1 до 100 (не менее 4-х точек)

Построить графики зависимости SNR от BER

Все поэтапное исследование представить в отчете.

В рабочем поле необходимо собрать схему для работы стандарта ZigBee 802.15.4. Схема представлена на рисунке 3.70.

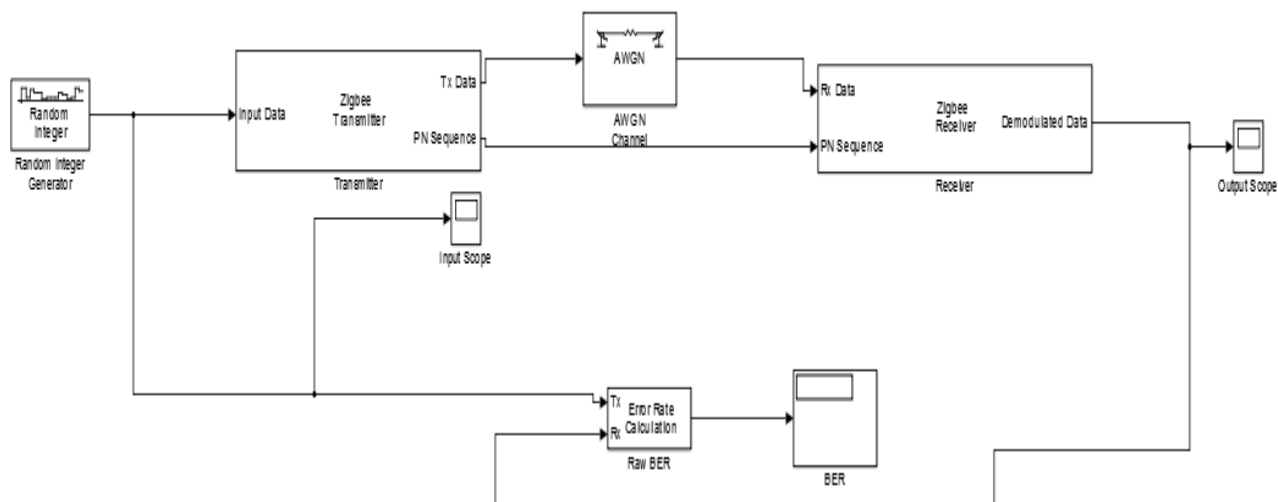


Рис. 7.69. Схема стандарта ZigBee 802.15.4 Simulink MATLAB 2015b

В состав схемы входят:

RandomIntegerGenerator

ZigBeeTransmitter

AWGN Channel (каналпередачи)

ZigBeeReciever

ErrorRateCalculation (анализаторошибок)

Display

Рассмотрим каждый блок отдельно. Все значения, заданные в блоках, помимо отношения Сигнал/шум в канале, остаются неизменными.

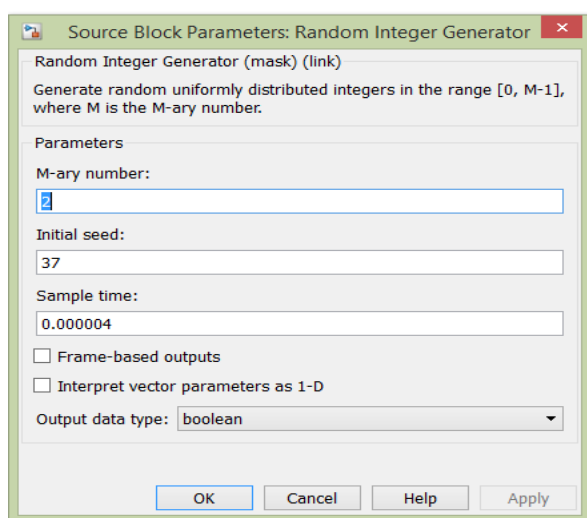


Рис. 7.70. Параметры блока Random Integer Generator

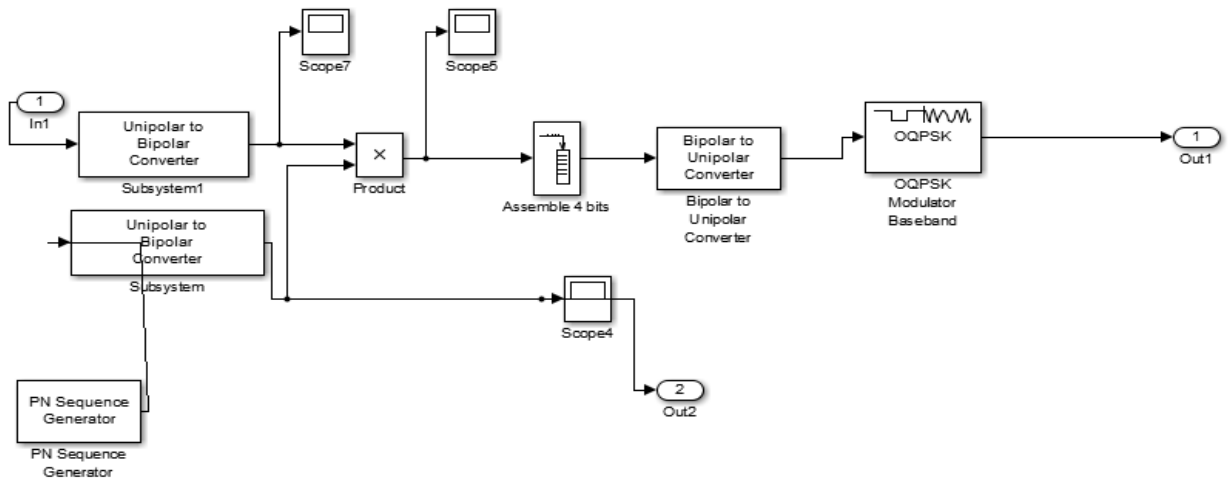


Рис. 7.71. Схема ZigBeeTransmitter

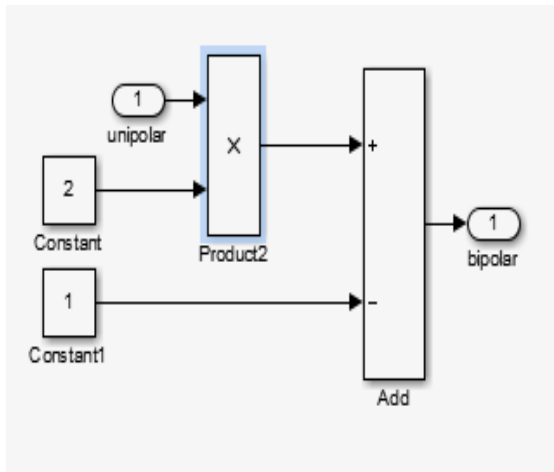


Рис. 7.72. Unipolar to bipolar converter

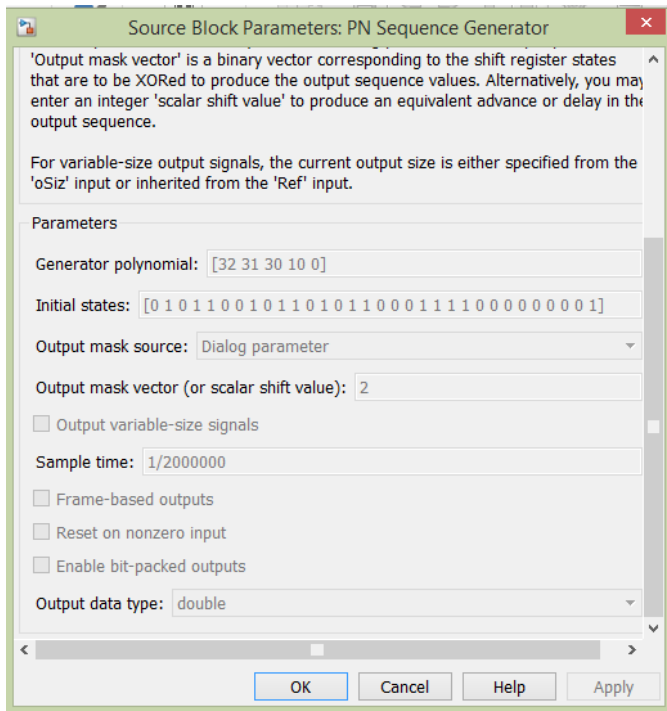


Рис. 7.73. Параметры блока PN sequence generator

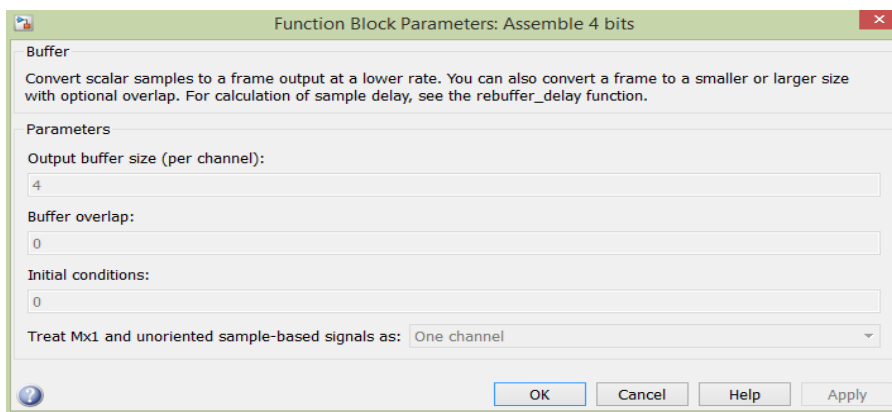


Рис. 7.74. Параметры блока Function block parameters: Assemble 4 bits

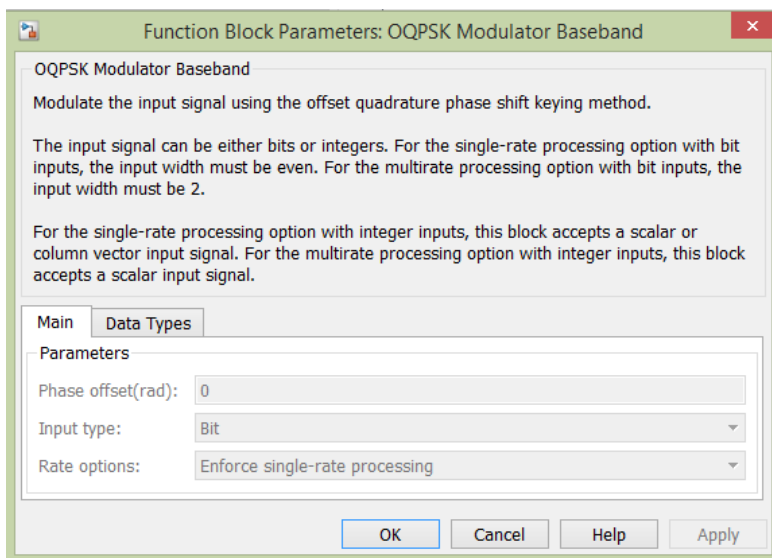


Рис. 7.75. Параметры блока OQPSK modulator baseband

OQPSK - четырехпозиционная фазовая модуляция со сдвигом квадратур (OQPSK), где битовые потоки, подаваемые на модуляторы квадратур I и Q, сдвинуты друг относительно друга на длительность одного бита (половина символьного интервала).

Рассмотрим блок канала с БГШ. В данном блоке необходимо изменять значения в строчке E_b/N_0 от 1 до 100.

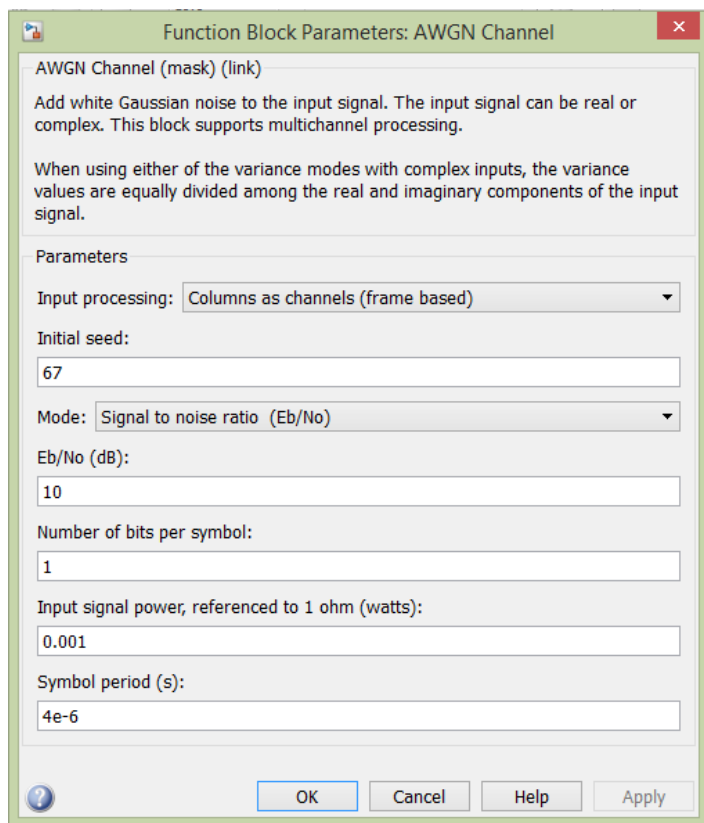


Рис. 7.76. Параметры блока AWGNchannel

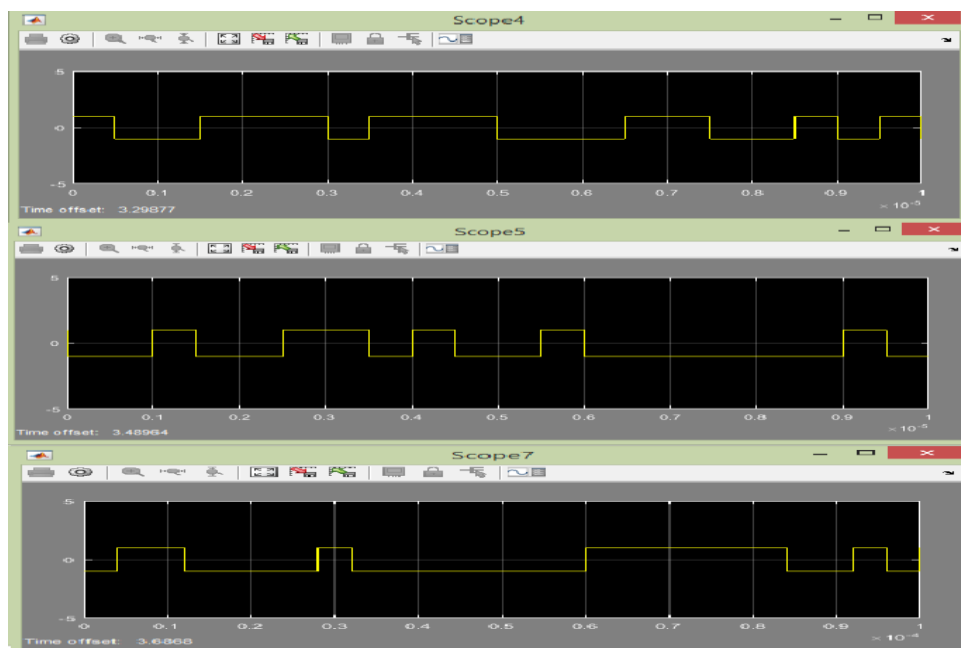


Рис. 7.77. Вид сигнала на осциллографах 4, 5, 7

Рассмотрим подробнее блок ZigBee Receiver.

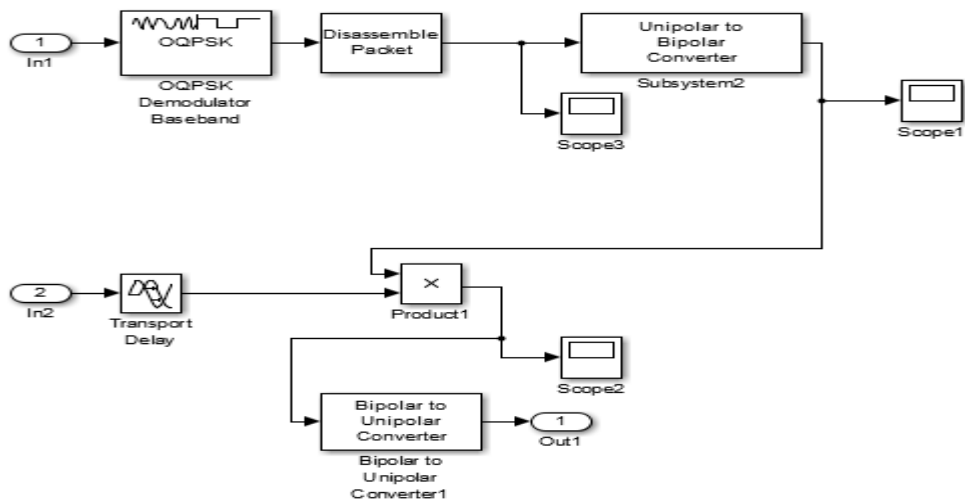


Рис. 7.78. Схема приемника стандарта ZigBee

Рассмотрим каждый блок отдельно. Единственным незнакомым элементом является блок TransportDelay.

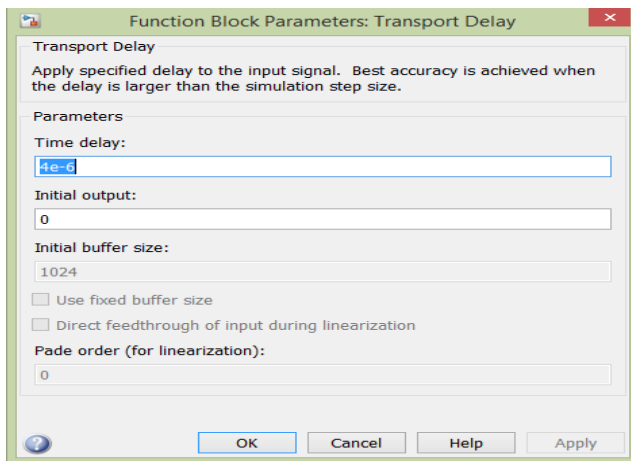


Рис. 7.79. Параметры блока TransportDelay

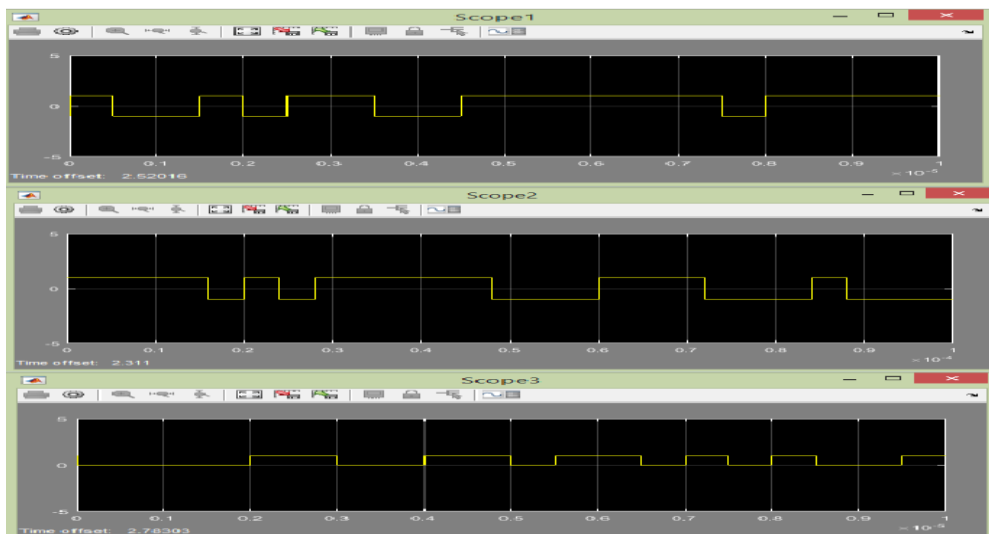


Рис. 7.80. Вид сигнала на осциллографах 1, 2, 3

Вернемся к общей схеме стандарта ZigBee.

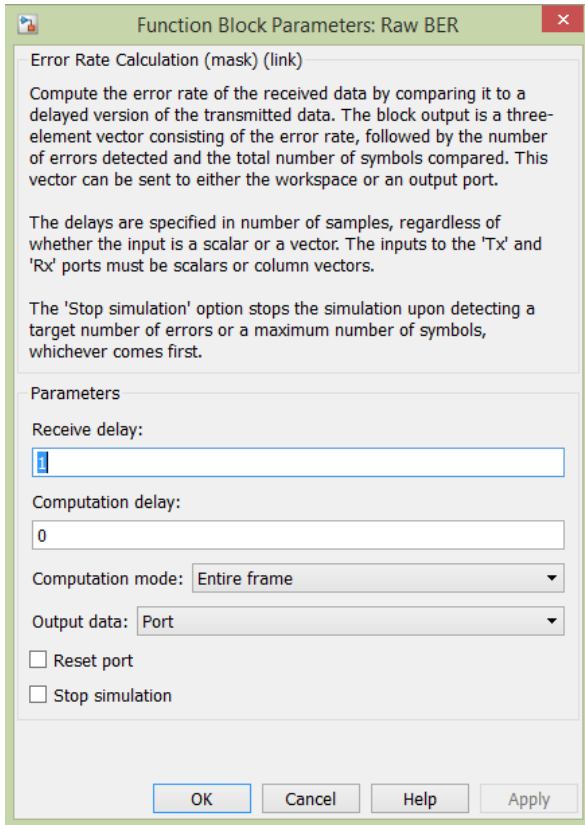


Рис. 7.81. Параметры блока RawBER

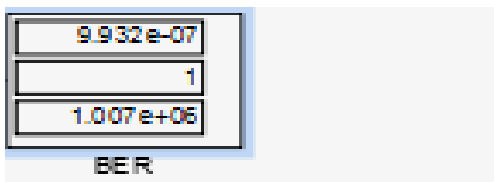


Рис. 7.82. Счетчик ошибок

Для построения графика зависимости BER от SNR, необходимо из счетчика брать первую строку.

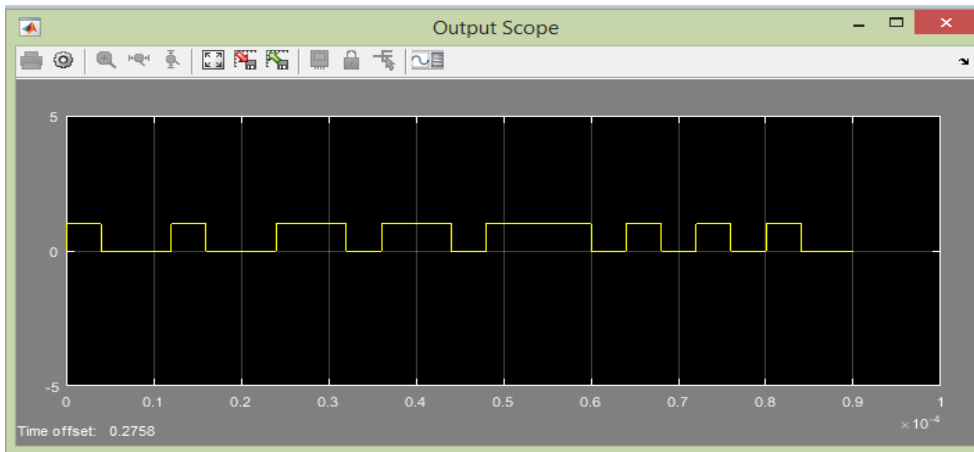


Рис. 7.83. Вид сигнала на выходе

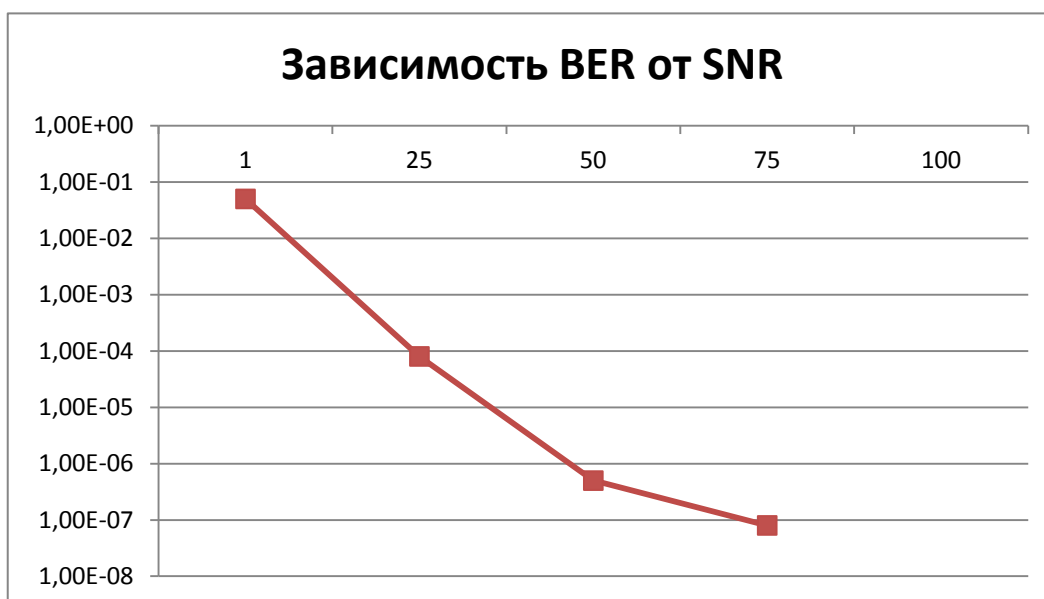


Рис. 7.84. График зависимости BER от SNR

В разделе построена схема стандарта ZigBee 802.15.4 в среде Simulink. Построен график зависимостей зависимости BER от SNR. Из графика (рисунок 5.85) видно, что при увеличении значения сигнал/шум, снижается количество ошибок.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №7

ТЕСТИРОВАНИЕ И ДИАГНОСТИКА ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЗАЩИЩЕННОЙ СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ СТАНДАРТА IEEE 802.15.1 (BLUETOOTH)

Bluetooth

Стандарт Bluetooth является компромиссным с точки зрения соотношения параметров экономичность/дальность/скорость. По своей функциональности и возможности применения в различных приложениях он имеет наибольшее число пересечений с другими стандартами группы Short Range RF. Поэтому для начала рассмотрим именно его.

Основная идея Bluetooth заключалась в создании универсального, надежного и очень дешевого радиointерфейса беспроводного доступа. Технология Bluetooth позволяет обеспечить сопряжение с различным профессиональным и бытовым оборудованием в режимах передачи речи, данных и мультимедиа, при этом гарантируется его электромагнитная совместимость с другим домашним или офисным оборудованием. Как было указано в таблице, существует всего три класса устройств Bluetooth, если градировать их по излучаемой мощности: 1-й — до 100 метров (до 100 мВт); 2-й — до 10 метров (до 2,5 мВт); 3-й — до 1 метра (до 1 мВт).

Для определения модели поведения при установлении соединения между различными типами устройств в технологии Bluetooth введено понятие профиль. Этим термином обозначается набор функций и возможностей, которые использует Bluetooth в качестве механизма транспортировки. Профили гарантируют возможность обмена информацией между устройствами разных производителей. Bluetooth SIG определяет 15 стандартных профилей:

- Generic Access Profile (GAP);
- Service Discover Application Profile (SDAP);
- Serial Port Profile (SPP);
- Dial-up Networking Profile (DUNP);
- Generic Object Exchange Profile (GOEP);
- Object Push Profile (OPP);
- File Transfer Profile (FTP);
- Synchronization Profile (SP);
- AV Control, Headset Profile (HSP);
- Advanced Audio Distribution Profile (A2DP);
- Basic Imaging Profile (BIP);
- Handsfree Profile (HFP);
- Human Interface Device Profile (HID);
- LAN Access Profile (LAP);
- Sim-Card Access Profile (SAP).

По характеру взаимодействия со внешними устройствами и приложениями архитектура всех существующих модулей Bluetooth может быть разделена на три вида (рис. 1). Модули с двухпроцессорной архитектурой (рис. 1а) не содержат в себе программного высокоуровневого стека Bluetooth с поддержкой стандартных профилей. Это значит, что необходимые профили Bluetooth должны быть реализованы на внешнем процессоре. Взаимодействие внешнего процессора с модулем происходит через виртуальный интерфейс HCI (Host Controller Interface). В частном случае HCI может быть реализован через аппаратный интерфейс SPI или UART.

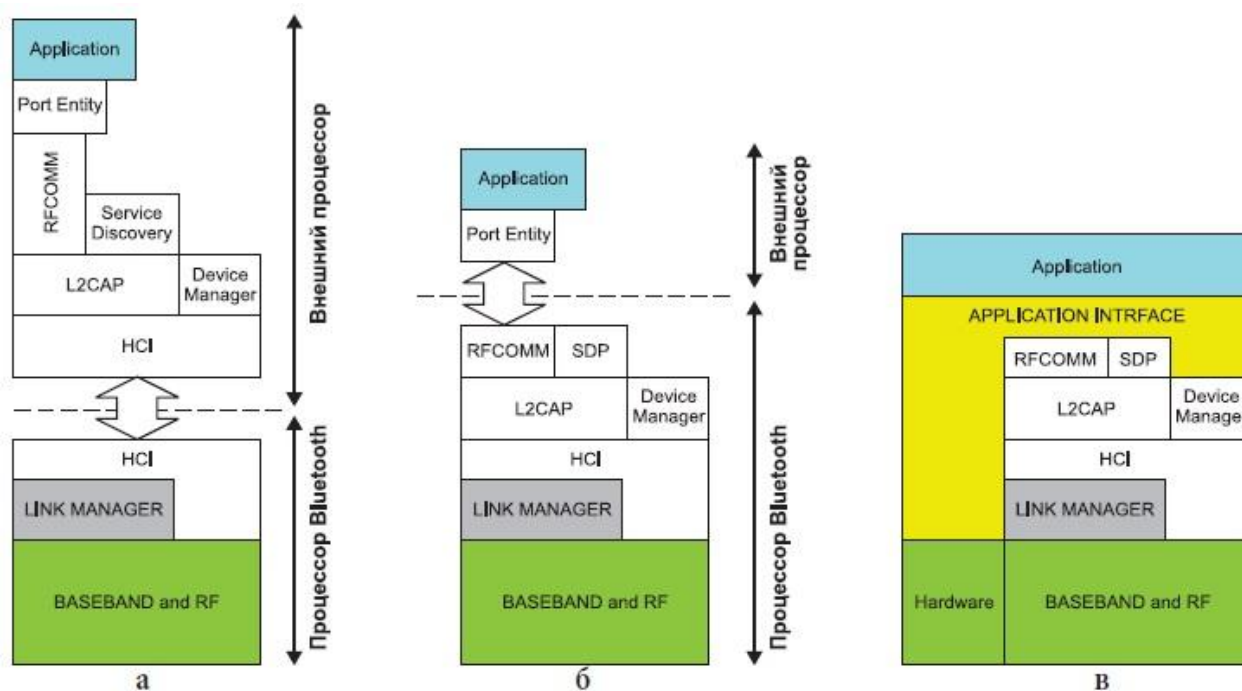


Рис. 7.85. Разновидности архитектуры модулей стандарта Bluetooth: а) двухпроцессорная; б) встроенная двухпроцессорная; в) однопроцессорная

Модули Bluetooth со встроенной двухпроцессорной архитектурой (рис. 3.85б) являются наиболее распространенными. Данная разновидность архитектуры подразумевает наличие стека Bluetooth высокого уровня с поддержкой стандартных профилей непосредственно во внутреннем процессоре модуля. В этом случае приложение, работающее на внешнем процессоре, взаимодействует с модулем Bluetooth через аппаратные интерфейсы.

Однопроцессорная архитектура (рис. 3.85в) является наименее распространенной. Для ее реализации разработчик должен создать специальное приложение, которое будет работать на внутреннем процессоре модуля Bluetooth. В этом случае модуль превращается в автономное устройство, доступ к которому через внешние аппаратные интерфейсы закрыт.

Принадлежность модуля к той или иной архитектуре может определяться как его аппаратной реализацией, так и внутренним программным обеспечением. Например, в частном случае один и тот же модуль Bluetooth может быть отнесен к любой из трех разновидностей архитектуры в зависимости от типа прошивки, загруженной во внутренний процессор модуля. Такой подход пользуется наибольшей популярностью среди зарубежных производителей.

Чтобы получить наиболее полное представление о роли Bluetooth среди других представителей группы Short Range RF, обратимся к истории (рис. 5.86). Развитие Bluetooth с самого начала шло по пути увеличения скорости обмена данными, снижения

энергопотребления, повышения безопасности и надежности соединения. Вплоть до версии 3.0 сохранялась обратная совместимость всех версий Bluetooth между собой. До сих пор в эксплуатации встречаются устройства Bluetooth версий 1.1 и 1.2, которые успешно используются совместно с 2.0 и 2.1.

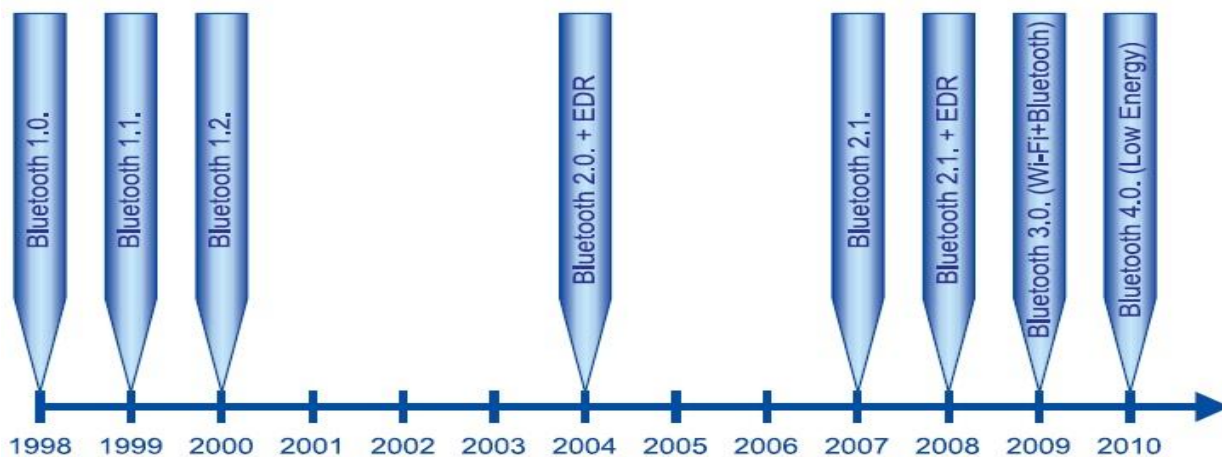


Рис. 7.86. Хронология развития стандарта Bluetooth

Bluetooth 3.0 является чем-то средним между Bluetooth и Wi-Fi. Модули с ее поддержкой соединяют в себе две радиосистемы: первая обеспечивает передачу данных в 3 Мбит/с (стандартная для Bluetooth 2.0) и имеет низкое энергопотребление; вторая совместима со стандартом 802.11 (Wi-Fi) и обеспечивает возможность передачи данных со скоростью до 24 Мбит/с (сравнима со скоростью сетей Wi-Fi). Выбор радиосистемы для передачи данных зависит от размера передаваемого файла. Это один из наиболее ярких примеров объединения двух разных технологий для завоевания новых сегментов рынка. Правда, успеха эта попытка не имела: распространения Bluetooth 3.0 не получил.

Bluetooth 4.0 не имеет обратной совместимости с предыдущими версиями. Сверхнизкое энергопотребление достигается за счет использования специального алгоритма работы. Передатчик включается только на время отправки данных, что обеспечивает возможность работы от одной батарейки типа CR2032 в течение нескольких лет. Стандарт предоставляет скорость передачи данных в 1 Мбит/с при размере пакета 8–27 байт. В новой версии два Bluetooth-устройства смогут устанавливать соединение менее чем за 5 мс и поддерживать его на расстоянии до 100 м. Для этого используется усовершенствованная коррекция ошибок, а необходимый уровень безопасности обеспечивает 128-битное шифрование.

Предполагается, что Bluetooth 4.0 будет конкурировать и вытеснять ZigBee в классе малопотребляющих радиочастотных устройств с поддержкой сложных сетей. Это также является ярким примером пересечения двух разных технологий, в данном случае — ZigBee и Bluetooth.

Проанализировав современное состояние технологии Bluetooth, можно обозначить плюсы и минусы. К достоинствам стандарта относятся:

высокий уровень стандартизации и совместимость между устройствами Bluetooth разных производителей;

защита передаваемых данных;

низкая стоимость;

высокая дальность действия (до 1000 м);

универсальность и большое разнообразие модулей под разные задачи.

Среди недостатков отметим:

Относительно высокое энергопотребление (работа от автономных источников питания не всегда возможна). Предполагается, что этого недостатка будет лишена новая версия спецификации Bluetooth 4.0.

Относительно невысокая скорость обмена данными (до 1 Мбит/с). Как правило, реальная скорость обмена данными ограничивается пропускной способностью внешних аппаратных интерфейсов модуля.

Одно из основных преимуществ стандарта Bluetooth заключается в его высоком уровне стандартизации и широчайшем распространении в составе пользовательских электронных устройств. Это позволяет в ряде случаев практически в два раза сэкономить время и затраты на разработку при проектировании некоторой системы сбора данных, телеметрии или управления на основе Bluetooth, поскольку в качестве одной из сторон беспроводного обмена данными может выступать, например, обычный серийно выпускаемый ноутбук или коммуникатор с поддержкой данной технологии.

Исходя из характерных особенностей модулей Bluetooth, сформировались их области применения в России и за рубежом:

Автомобильная электроника. Модули Bluetooth могут использоваться в бортовых автомобильных системах контроля и управления. Эта область применения характерна для России.

Системы удаленного управления и телеметрии. Здесь устройства Bluetooth могут использоваться наряду с модулями технологий Wi-Fi, ZigBee, Short Range RF 434/868 МГц. Данная область применения в равной степени актуальна как для России, так и для зарубежных стран.

Bluetooth

Ноутбуки, сотовые телефоны, смартфоны, торговые терминалы со встроенной функцией Bluetooth. Bluetooth - это современная технология беспроводной передачи данных, позволяющая соединять друг с другом практически любые устройства: мобильные

телефоны, ноутбуки, принтеры, цифровые фотоаппараты и даже холодильники, микроволновые печи, кондиционеры. Соединить можно все, что соединяется (то есть имеет встроенный микрочип Bluetooth). Технология стандартизирована, следовательно, проблемы несовместимости устройств от конкурирующих фирм быть не должно.

Bluetooth - это маленький чип, представляющий собой высокочастотный (2.4 - 2.48 ГГц) приёмопередатчик, работающий в диапазоне ISM (Industry, Science and Medicine; промышленный, научный и медицинский). Для использования этих частот не требуется лицензия (исключения рассмотрим ниже). Скорость передачи данных, предусмотриваемая стандартом, составляет порядка 720 Кбит/с в асимметричном режиме и 420 Кбит/с в полнодуплексном режиме. Обеспечивается передача трех голосовых каналов, но не видеосигнала. Энергопотребление (мощность передатчика) не должно превышать 10 мВт. Изначально технология предполагала возможность связи на расстоянии не более 10 метров. Сегодня некоторые фирмы предлагают микросхемы Bluetooth, способные поддерживать связь на расстоянии до 100 метров. Как радиотехнология, Bluetooth способна "обходить" препятствия, поэтому соединяемые устройства могут находиться вне зоны прямой видимости. Соединение происходит автоматически, как только Bluetooth-устройства оказываются в пределах досягаемости, причем не только по принципу точка - точка (два устройства), но и по принципу точка - много точек (одно устройство работает с несколькими другими). Естественно, для реализации технологии Bluetooth на практике необходимо определенное программное обеспечение (ПО). Кстати, в новую версию операционной системы MS Windows Whistler встроена поддержка Bluetooth [17].

Передача данных Bluetooth

В стандарте Bluetooth предусмотрена дуплексная передача на основе разделения времени (Time Division Duplexing - TDD). Основное устройство передает пакеты в нечетные временные сегменты, а подчиненное устройство – в четные.

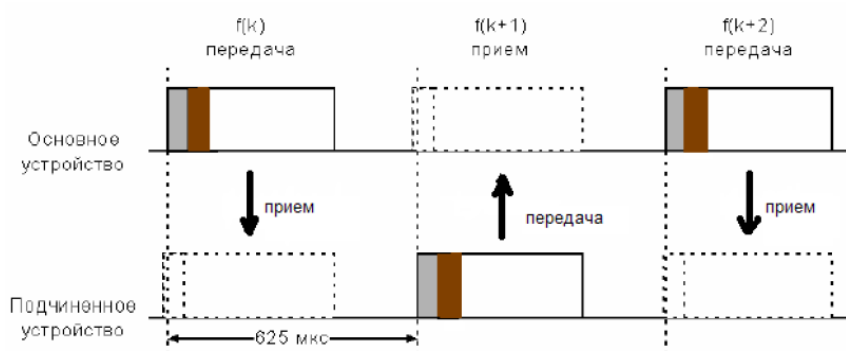


Рис. 7.87. Дуплексная передача с временным разделением

Пакеты в зависимости от длины могут занимать до пяти временных сегментов. При этом частота канала не меняется до окончания передачи пакета.

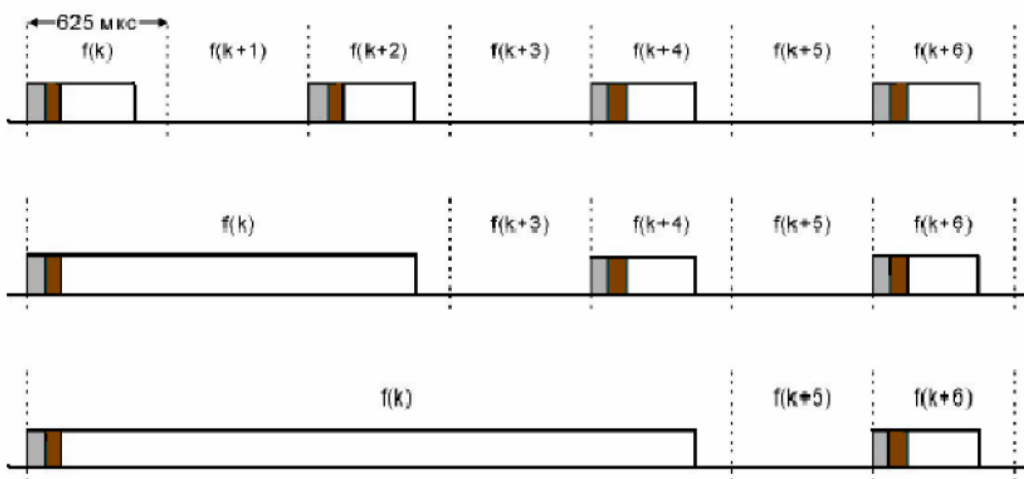


Рис. 7.88. Передача пакетов различной длины

Протокол Bluetooth может поддерживать асинхронный канал данных, до трех синхронных (с постоянной скоростью) голосовых каналов или канал с одновременной асинхронной передачей данных и синхронной передачей голоса. Скорость каждого голосового канала – 64 Кбит/с в каждом направлении, асинхронного в асимметричном режиме – до 723,2 Кбит/с в прямом и 57,6 кбит/с в обратном направлениях или до 433,9 Кбит/с в каждом направлении в симметричном режиме.

Структура пакета

Стандартный пакет Bluetooth содержит код доступа длиной 72 бита, 54-битный заголовок и информационное поле длиной не более 2745 бит. Однако пакеты могут быть различных типов. Так, пакет может состоять только из кода доступа (в этом случае его длина равна 68 битам) или кода доступа и заголовка.

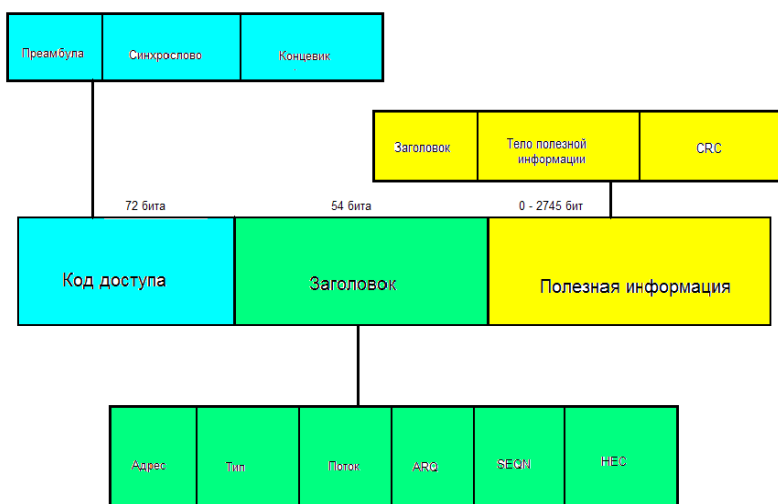


Рис. 7.89. Структура пакета

Код доступа идентифицирует пакеты, принадлежащие одной пикосети, а также используется для синхронизации и процедуры запросов. Он включает преамбулу (4 бита), синхрослово (64 бита) и концевик – 4 бита контрольной суммы.

Заголовок содержит информацию для управления связью и состоит из шести полей:

Адрес (3 бита) - адрес активного элемента;

Тип (4 бита) - код типа данных;

Поток (1 бит) - управление потоком данных, показывает готовность устройства к приему;

ARQ (1 бит) - подтверждение правильного приема;

SEQN (1 бит) - служит для определения последовательности пакетов;

HEC (8 бит) - контрольная сумма.

Заключительной частью общего формата пакета является полезная информация. В этой части есть два типа полей: поле голоса (синхронное) и поле данных (асинхронное). ACL пакеты имеют только поле данных, а SCO пакеты – только поле голоса. Исключением является пакет данных и голоса (Data Voice - DV), который имеет оба поля. Поле данных состоит из трех сегментов: заголовок полезной информации, тело полезной информации и возможно, CRC (Cyclic Redundancy Check) код.

Заголовок полезной информации (8 бит). Только поля данных имеют заголовок полезной информации. Он определяет логический канал, управление потоком в логических каналах, а также имеет указатель длины полезной информации.

Тело полезной информации (0-2721 бит). Тело полезной информации включает пользовательскую информацию. Длина этого сегмента указана в поле длины заголовка полезной информации.

CRC (16 бит). От передаваемой информации вычисляется 16-битный циклический избыточный код (CRC), после чего он прикрепляется к информации.

Существует 4 типа контрольных пакетов: NULL, POLL, FHS, ID. Они одинаковые как для ACL, так и для SCO.

ID-пакеты имеют длину 68 бит и применяются для пейджинга и запросов. Состоит из поля Код Доступа .

NULL-пакеты (126 бит) состоят только из полей Код Доступа и Заголовок, играя роль подтверждений установления соединения или получения данных

Тип POLL (126 бит) аналогичен предыдущему за исключением того, что POLL-пакеты обязывают получателя ответить.

Пакеты FHS (366 бит) содержат информацию об адресе, классе устройства и тактовой частоте его передатчика

Работа Bluetooth

Есть два основных состояния для устройств Bluetooth: Соединение (Connection) и Режим ожидания (Standby). Предусмотрено семь субсостояний, которые используются для

добавления клиента или подключения к пикосети: page, page scan, inquiry, inquiry scan, master response, slave response и inquiry response.

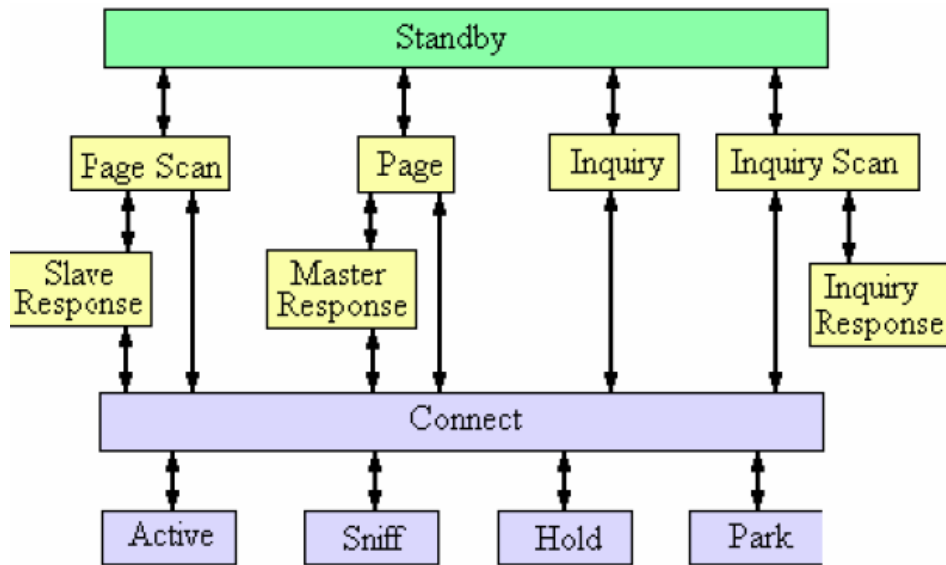


Рис. 7.60. Состояние соединений

Состояние Standby по умолчанию является режимом с пониженным энергопотреблением, работает только внутренний задающий генератор. В состоянии Соединения основной узел (master) и подчиненный (slave) могут обмениваться пакетами, используя код доступа к каналу.

Соединение между устройствами происходит так - если об удаленном устройстве ничего не известно, то используются процедуры inquiry и page. Если некоторая информация о устройстве все-таки есть, то достаточно процедуры page.

Этап 1

Процедура inquiry позволяет устройству определить, какие приборы доступны, выяснить адреса и осуществить синхронизацию.

1.1 Посылаются пакеты inquiry и получаются отклики.

1.2 Если адресат, получивший пакет inquiry, находится в состоянии inquiry scan, тогда он способен принимать такие пакеты

1.3 Получатель переходит в состояние inquiry response и посылает отправителю пакет-отклик.

После того как процедура inquiry завершена, соединение может быть установлено с помощью процедуры paging.

Этап 2

Процедура paging реализует соединение. Для осуществления этой процедуры необходим адрес. Устройство, выполняющее процедуру paging, автоматически становится хозяином этого соединения.

2.1 Посылается пакет paging

2.2 Адресат получит этот пакет (находится в состоянии page Scan)

2.3 Получатель посылает отправителю пакет-отклик (находится в состоянии Slave Response)

2.4 Инициатор посылает адресату пакет FHS (находится в состоянии Master Response).

2.5 Получатель посылает отправителю второй пакет-отклик (находится в состоянии Slave Response)

2.6 Получатель и отправитель устанавливают параметры канала заданные инициатором (находятся в состоянии Master Response & Slave Response)

После установления соединения основной узел (master) посылает пакет POLL, чтобы проверить, синхронизовал ли клиент свои часы и настроился ли на коммутацию частот. Клиент при этом может откликнуться любым пакетом. После успешного обнаружения устройств новое Bluetooth устройство получает набор адресов доступных Bluetooth устройств, после чего выясняет имена всех доступных Bluetooth устройств из списка. У каждого Bluetooth устройства есть свой глобально уникальный адрес, но на уровне пользователя обычно используется не этот адрес, а имя устройства, которое может быть любым, и ему не обязательно быть глобально уникальным. Имя Bluetooth устройства может быть длиной до 248 байт, и использовать кодировку в соответствии с Unicode UTF-8 (при использовании UCS-2, имя может быть укорочено до 82 символов). Также у Bluetooth есть возможность автоматического подключения Bluetooth устройств к службам, предоставляемым другими Bluetooth устройствами. Поэтому, после того как имеется список имён и адресов, выполняется поиск доступных услуг, предоставляемых различными устройствами. Для поиска возможных услуг используется специальный протокол обнаружения услуг (Service Discovery Protocol - SDP).

Устройство Bluetooth при установлении соединения может работать в четырех режимах: Active (активный), Hold (удержание), Sniff (прослушивание) и Park (пассивный).

Таблица 7.12. Режимы работы Bluetooth

Название режима	Описание
Active	В активном режиме устройство Bluetooth участвует в работе канала. Основной узел (master) диспетчеризует обмены на основе запросов трафика, поступающих от участников. Кроме того, этот режим предусматривает регулярные обмены с целью синхронизации клиентов. Активные клиенты прослушивают домены master-to-slave пакетов. Если к активному клиенту нет

	обращений, он может пребывать в пассивном состоянии (sleep) до очередной передачи со стороны главного узла
Sniff	Устройства синхронизованные в рамках пикосети могут перейти в режим экономного расходования энергии, когда их активность понижается. В режиме SNIFF, подчиненное устройство прослушивает пикосеть с пониженной частотой. Этот режим имеет наивысшую скважность рабочего цикла (наименьшая экономия энергии) из 3 экономичных режимов (sniff, hold и park)
Hold	Устройства синхронизованные в рамках пикосети могут перейти в режим экономного расходования энергии, когда их активность понижается. Основной узел пикосети может перевести клиента в режим HOLD, когда работает только внутренний таймер. Подчиненное устройство может запросить перевода в режим HOLD. Передача данных возобновляется мгновенно, когда устройство выходит из режима HOLD. Клиент имеет промежуточную скважность (промежуточный уровень экономии энергии) из указанных 3 режимов (sniff, hold и park)
Park	В режиме PARK, устройство еще синхронизовано в рамках пикосети, но не принимает участия в обменах. Пассивные устройства отказываются от своих MAC-адресов, прослушивают трафик главного модуля с целью ресинхронизации и отслеживают широковещательные сообщения. Данный режим имеет минимально возможную скважность (максимальная экономия энергии) из указанных 3 режимов (sniff, hold и park). Устройства, находящиеся в режиме park, должны посылать пакеты широковещательно, так как лишены собственного активного адреса.

"Частотный конфликт"

Тот факт, что частотный диапазон 2.4 ГГц свободен от лицензирования, вносит определенные сложности в использование Bluetooth-устройств. В этом диапазоне работают также различные медицинские приборы, бытовая техника, беспроводные телефоны, беспроводные локальные сети стандарта IEEE. Вполне логично предположить, что они могут "конфликтовать" друг с другом. Во избежание интерференции с другими беспроводными устройствами Bluetooth работает по принципу скачкообразной перестройки частоты (1600

скачков в секунду). Переход с одной частоты на другую происходит по псевдослучайному алгоритму. Это позволяет "освободить" нужные другим устройствам частоты[3].

Моделирование Bluetooth

Модель состоит из трех основных блоков:

Передатчик;

Канал;

Приемник.

Канал имеет три режима работы:

Нет канала;

AWGN канал;

Также имеется генератор сигнала стандарта 802.11, который как раз может конфликтовать с сигналами Bluetooth, для чего и применяется скачкообразная перестройка частоты.

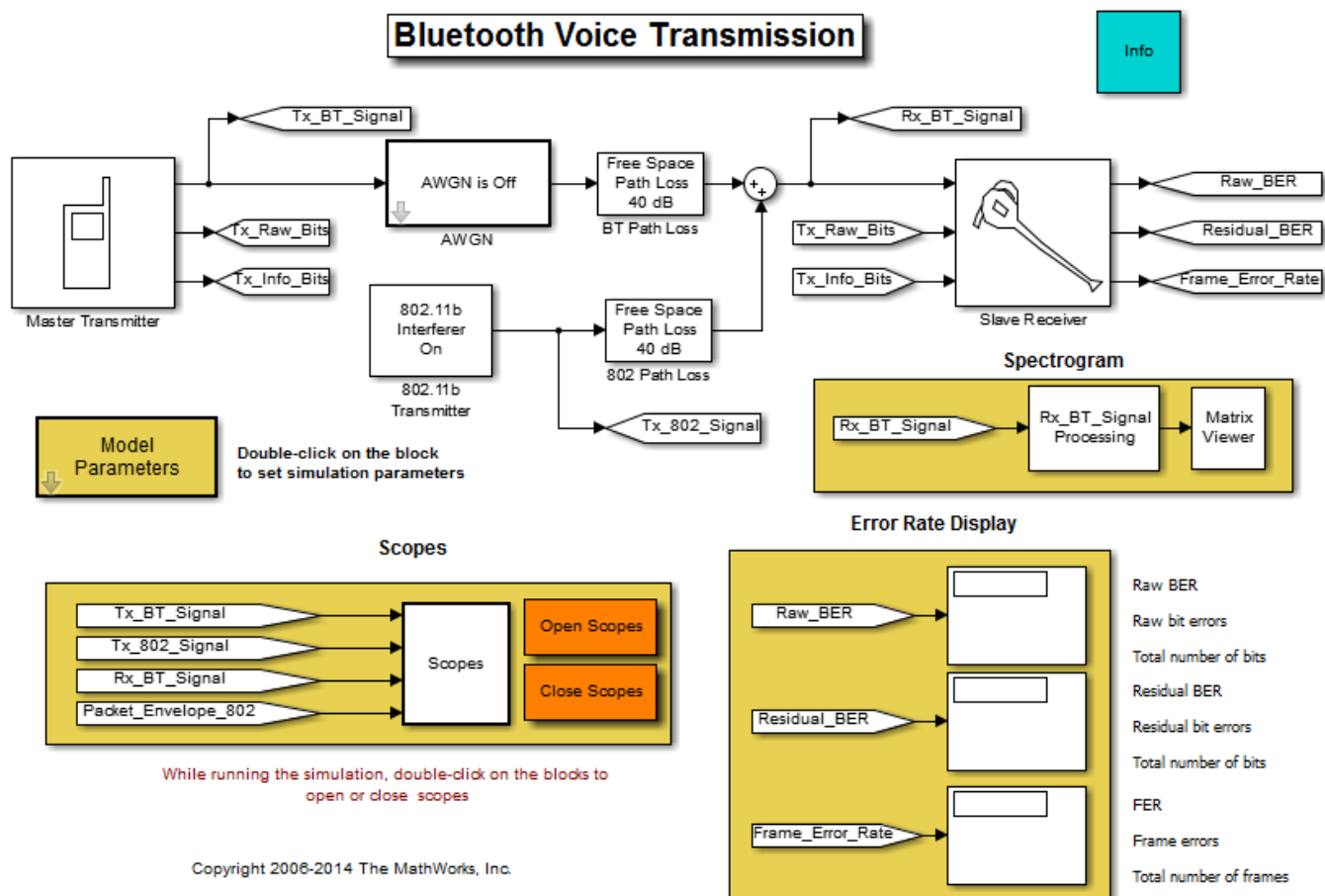


Рис. 7.61. Модель Bluetooth в MATLAB R2015b

Результаты моделирования.

В результате моделирования данной схемы система строит три графика: спектр сигнала, временную форму сигнала и зависимость изменения рабочей частоты во времени(скачкообразная перестройка). На графике ниже представлен спектр Bluetooth

сигнала в один из моментов времени. Одним из минусов метода перестройки частоты в системе Bluetooth являются задержки, которые хорошо видны на данной диаграмме при моделировании, также о них будет сказано ниже.

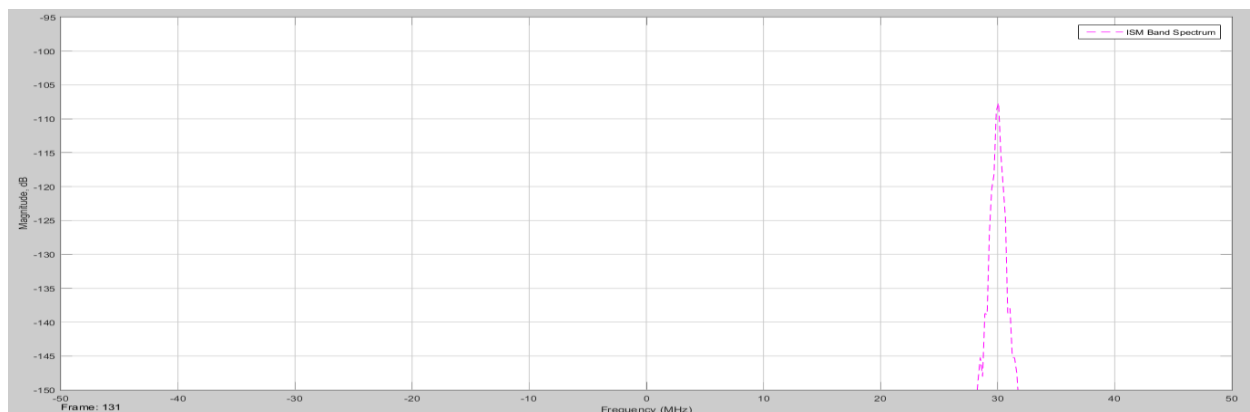


Рис. 7.61. Спектр Bluetooth без мешающего сигнала 802.11

Временная форма сигнала представляет просто набор битов, как и во многих современных системах связи. О значениях каждого бита(структуре кадра) была сказано ранее.

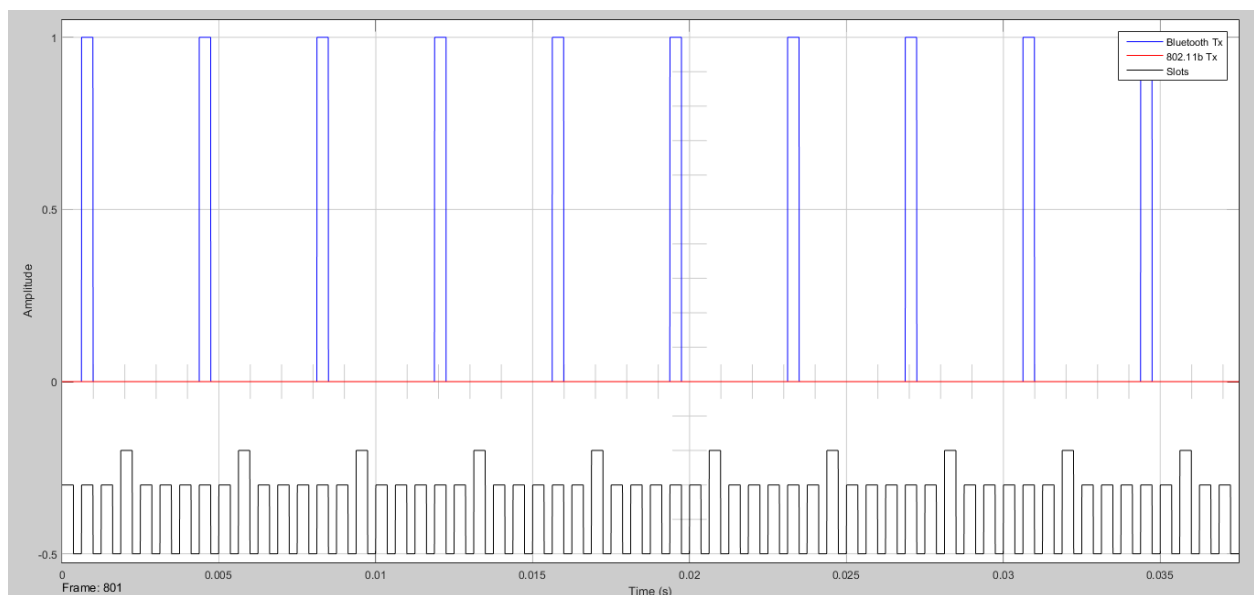


Рис. 7.62. Временная диаграмма Bluetooth без мешающего сигнала 802.11

На рисунке 7.63 хорошо видно изменение частоты от времени. На рисунке на оси абсцисс представлена частота, а на оси ординат время. Видно, что по оси времени перестройка с одной частоты на другую занимает определенное время, что относят к недостаткам системы Bluetooth.

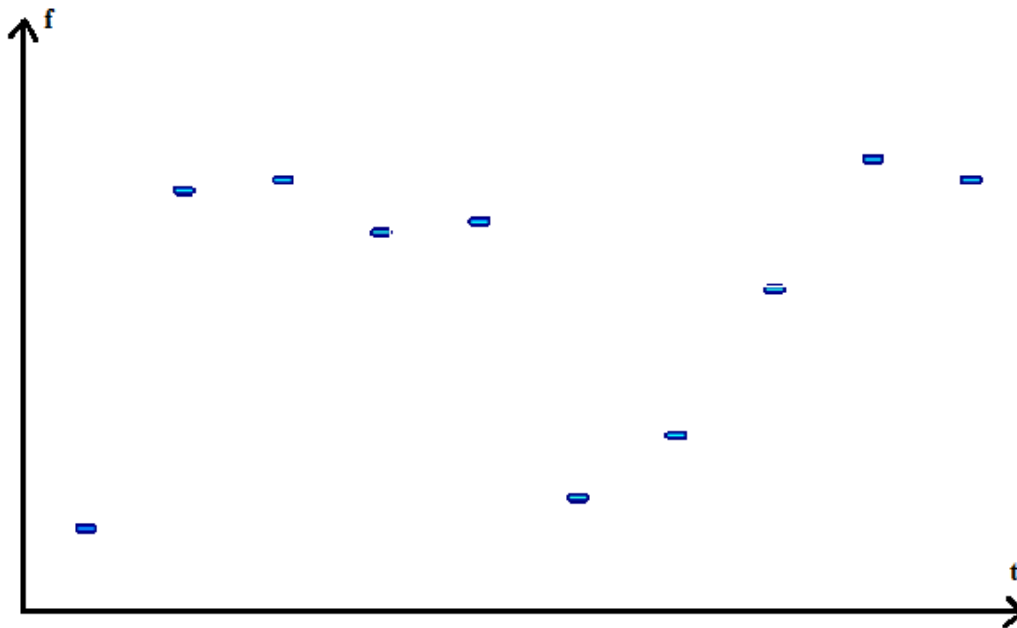


Рис. 7.63. Пример скачков частоты Bluetooth во времени без мешающего сигнала 802.11(WiFi)

На рисунке 7.64 представлен спектр вместе с мешающим сигналам. Здесь прекрасно видно, почему для построения системы Bluetooth был выбран алгоритм FHSS, который позволяет ему работать в одном диапазоне частот со стандартом 802.11 не мешая друг другу.

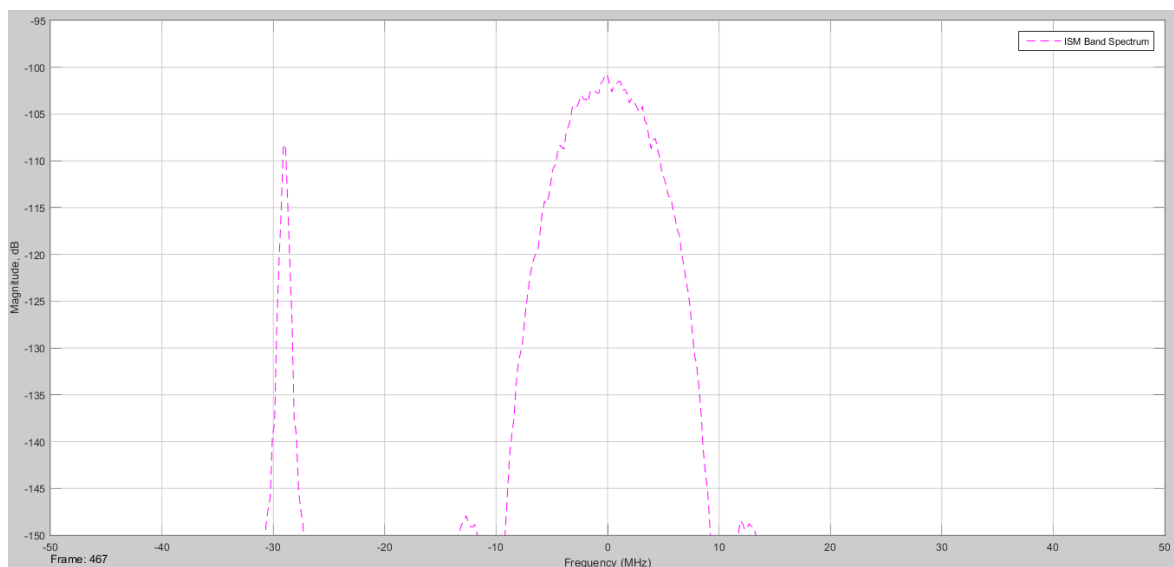


Рис. 7.64. Спектр Bluetooth с мешающим сигналом 802.11

Благодаря тому, что спектры сигналов разнесены в частотной области перекрытие их во временной, не играет большой роли, т.к. сигналы можно без проблем разделить.

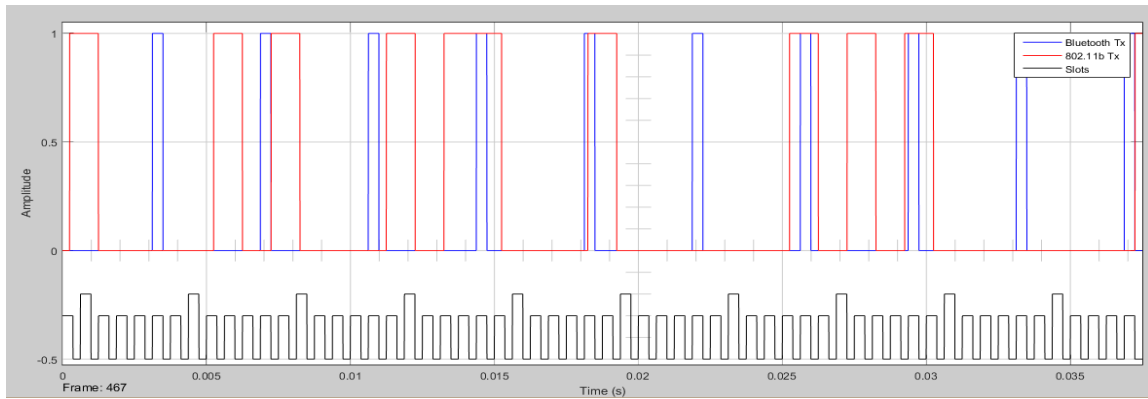


Рис. 7.65. Временная диаграмма Bluetooth с мешающим сигналом 802.11

Из рисунка ниже прекрасно видно, что во время работы устройства стандарта 802.11 рабочая частота системы Bluetooth находится достаточно далеко по спектру, а в некоторые моменты занимает свободный диапазон стандарта 802.11

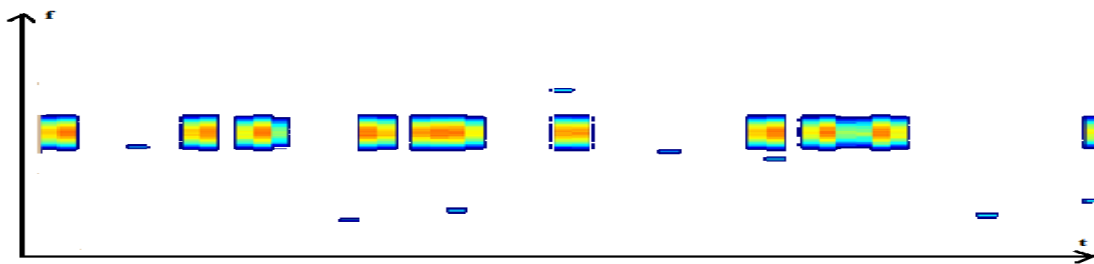


Рис. 7.66. Пример скачков частоты Bluetooth во времени с мешающим сигналом 802.11

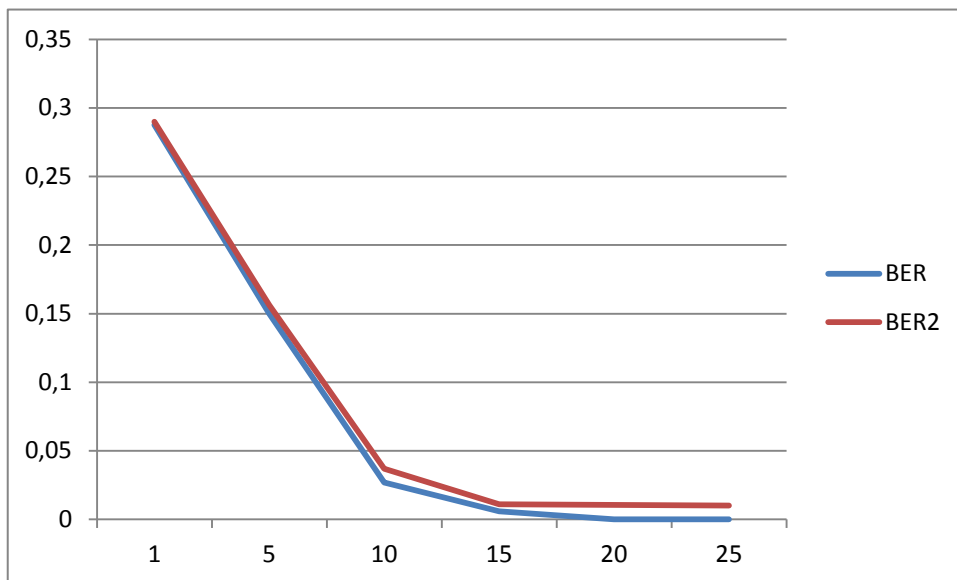


Рис. 7.67. Зависимость BER от SNR. Красным цветом (верхняя кривая) выделен график при включенном мешающем сигнале 802.11

Благодаря алгоритму FHSS система не сильно подвержена влиянию других стандартов передачи данных, работающих в том же диапазоне частот.

В разделе пока не реализована технология передачи данных 802.15.1 Bluetooth, а также использована модель передачи звука по такой системе в системе Simulink.

С помощью модели были построены временная диаграмма сигнала, спектр и FHSS спектр сигнала BLUETOOTH при воздействии мешающего сигнала и без него. Также была построена зависимость BER от SNR.

На основе графиков зависимости BER от SNR (рисунок 5.67) видно, что мешающий сигнал 802.11 оказывает незначительное влияние на передачу данных. На рисунке 5.66 видно, что во время передачи сигнала 802.11, сигнал Bluetooth совершает скачок на другую частоту, что также хорошо видно на рисунке 7.64.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №8

ТЕСТИРОВАНИЕ И ДИАГНОСТИКА ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ СТАНДАРТА IEEE 802.16 (WiMAX)

Существующие системы проводной цифровой связи уже не могут в полной мере удовлетворять растущим потребностям высокоскоростного широкополосного доступа. Важнейшими их недостатками являются длительные сроки прокладки, сложности расширения, высокие затраты, проблема "последней мили". Основной и является так называемая проблема "последней мили". Высокоскоростные цифровые соединительные линии DSL (Digital Subscriber Line) не снимают этой проблемы.

Технология WiMAX позволяет разрешить эту проблему в кратчайшие сроки, так как не требует прокладки соединительных линий к зданиям. Значительно проще развернуть по городу сеть базовых станций (наподобие сети станций сотовой связи). Каждая базовая станция в типовом варианте покрывает зону радиусом 6—8 км (возможны зоны радиусом до 30—50 км). В этой зоне каждая базовая станция (BS) по схеме "точка-многоточка" способна передавать/принимать сигналы от сотен зданий, внутри которых находится телекоммуникационное оборудование пользователей.

Под аббревиатурой WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) понимается технология операторского класса с высоким качеством сервиса, которая основана на семействе стандартов IEEE 802.16, разработанных международным институтом инженеров по электротехнике и электронике (IEEE). Обеспечивает мультисервисность, гибкое распределение частот, задание приоритетов различным видам трафика, возможность обеспечения разного уровня качества (QoS), поддержка интерфейсов IP. Эта технология позволяет параллельно передавать голос, мультимедийную информацию и цифровые данные по одному каналу связи. Важным преимуществом является возможность быстро наращивать емкость и расширять территорию связи.

Технология WiMAX представляет прекрасную возможность обеспечивать беспроводной доступ всем пользователям цифрового оборудования, включая оборудование

беспроводных локальных сетей, технологии Wi-Fi, к глобальным сетям, являясь связующим звеном между локальными сетями и глобальными сетями.

При переходе к созданию систем широкополосного радиодоступа с интеграцией услуг стало понятно, что основополагающие принципы, заложенные в беспроводные системы на предыдущих этапах, нуждаются в существенной корректировке. На сигнальном уровне первостепенное значение приобрело оптимальное использование спектрального ресурса радиоканала при любых соотношениях “скорость - помехоустойчивость”. На уровне протоколов стало необходимым обеспечивать заданный уровень качества обслуживания каждому абоненту сети.

Основным преимуществом сетей WiMAX по сравнению с другими технологиями, призванными решать аналогичные задачи, является относительно быстрое развертывание систем на достаточно больших территориях без проведения работ по прокладке кабеля и предоставление конечным пользователям каналов связи в единицы Мбит/с, что особенно актуально для мест с неразвитой сетевой инфраструктурой. Основным конкурентом сетей WiMAX являются системы связи четвертого поколения LTE E UTRA.

На сегодняшний день беспроводные сети городского масштаба представлены следующими стандартами:

- IEEE 802.16e-2005, 2009 (WiMAX);
- ETSI HiperMAN;
- IEEE 802.20 (WBWA).

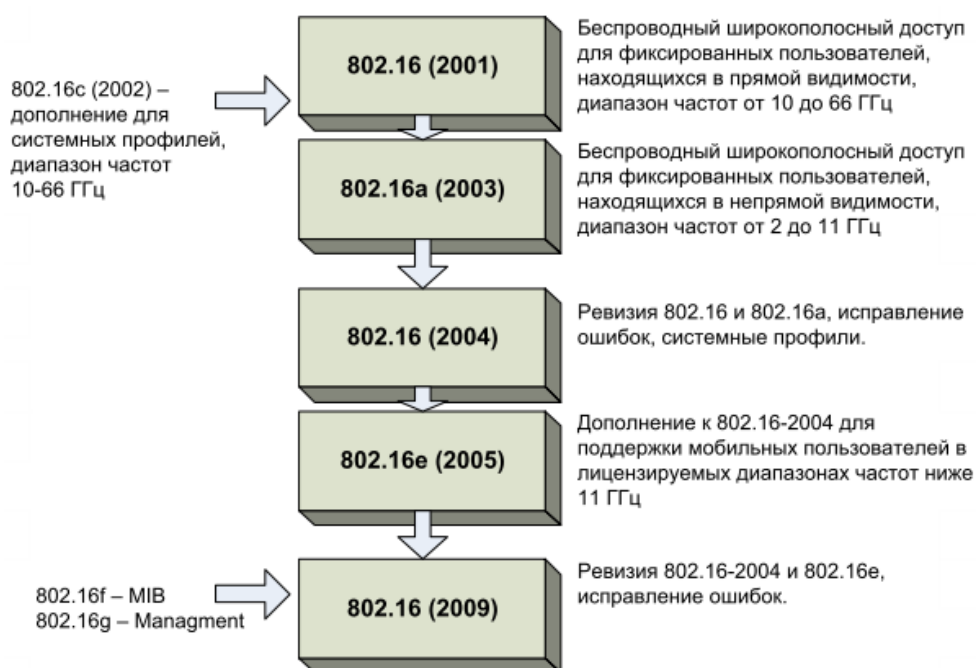


Рисунок 7.68 – Эволюция стандартов IEEE 802.16

Таблица 7.13 – Краткие характеристики стандартов, входящих в семейство IEEE 802.16

Название стандарта	IEEE 802.16	IEEE 802.16a	IEEE 802.16e
Частотный диапазон	10-66 ГГц	2-11 ГГц	2-6 ГГц
Скорость передачи информации	32-135 Мбит/с	до 75 Мбит/с	до 15 Мбит/с
Модуляция	QPSK, 16QAM, 64QAM	OFDM 256, QPSK, 16QAM, 64QAM	OFDM 256, QPSK, 16QAM, 64QAM
Ширина полосы частот	20, 25 и 28 МГц	Регулируемая 1,5 – 20 МГц	Регулируемая 1,5 – 20 МГц
Радиус действия	2-5 км	7-10 км, макс. радиус 50 км	2-5 км
Условия работы	Прямая видимость	Работа на отраженных лучах	Работа на отраженных лучах

Для обеспечения работоспособности систем в диапазоне 10-66 ГГц, вследствие относительно малой длины волны, требуется наличие прямой видимости между передатчиком и приемником. В таких условиях при анализе канала связи многолучевостью среды можно пренебречь. Данные передаются на одной несущей. Ширина полосы частот одного канала составляет 20, 25 или 28 МГц, что позволяет достигать скорости передачи данных до 135 Мбит/с.

В диапазоне частот 2-11 ГГц за счет увеличения длины волны возможен сценарий взаимодействия передатчика и приемника в условиях отсутствия прямой видимости. При этом необходимо применять более сложные (по сравнению с системами, функционирующими в диапазоне частот 10-66 ГГц) методы регулировки мощности, различные способы борьбы с межсимвольной интерференцией. Для передачи данных используется одна или множество несущих (сигналы с OFDM).

Необходимо различать стандарты связи серии IEEE 802.16 и форум WiMAX. Стандарты серии IEEE 802.16 — это множество стандартов, определяющих беспроводные сети городского масштаба (WMAN — Wireless Metropolitan Area Network), разработаны для обеспечения беспроводным широкополосным доступом стационарных и мобильных

пользователей. Форум WiMAX является некоммерческой организацией для продвижения и сертификации устройств беспроводного широкополосного доступа, основанных на согласованном стандарте IEEE 802.16/ETSI HiperMAN. Сотрудничает с поставщиками услуг, производителями оборудования, производителями тестового оборудования, сертификационными лабораториями и поставщиками программно-аппаратных ресурсов для обеспечения соответствия ожиданиям заказчика и государственным стандартам.

Стандарты серии IEEE 802.16 определяет радиointерфейс для систем широкополосного беспроводного доступа (уровни MAC и PHY, рисунок 2.3) с фиксированными и мобильными абонентами в диапазоне частот 1-66 ГГц, рассчитанных на внедрение в городских распределенных беспроводных сетях операторского класса. Сети, построенные на основе этих стандартов, займут промежуточное положение между локальными сетями (IEEE 802.11x) и региональными сетями (WAN), где планируется применение разрабатываемого стандарта IEEE 802.20. Указанные стандарты совместно со стандартом IEEE 802.15 (PAN — Personal Area Network) и IEEE 802.17 (мосты уровня MAC) образуют иерархию стандартов беспроводной связи.

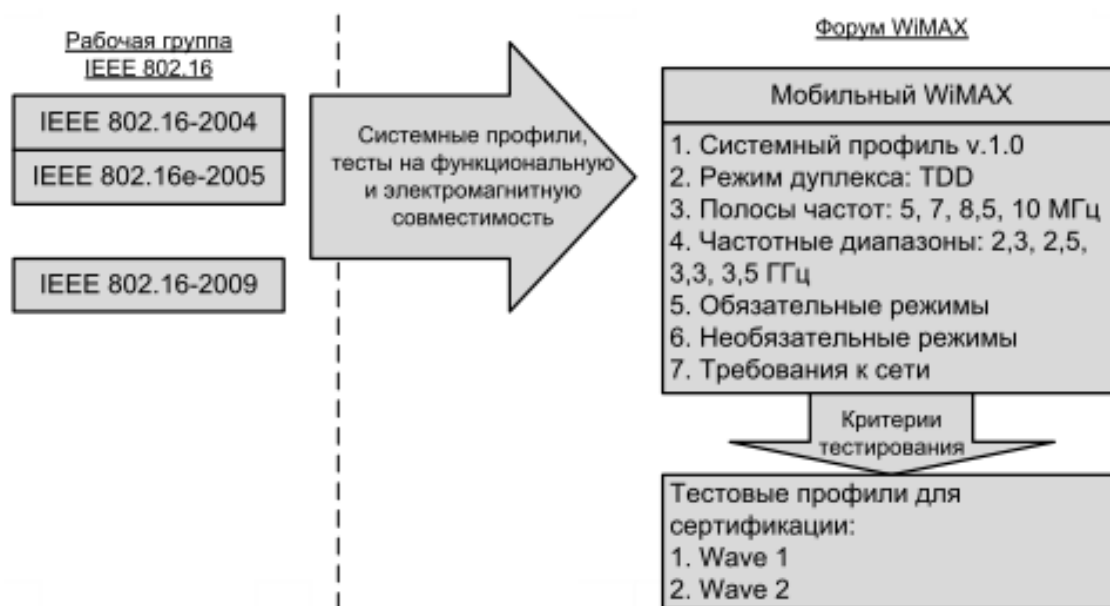


Рисунок 7.67 – Стандарты серии IEEE 802.16 и форум WiMAX

Структура стандартов IEEE 802.16 представлена на рисунке 2.3. Стандарты описывают MAC- и PHY- уровни семиуровневой эталонной модели взаимодействия открытых систем (ЭМВОС). При этом уровень MAC делится на подуровни конвергенции, общей части и безопасности.

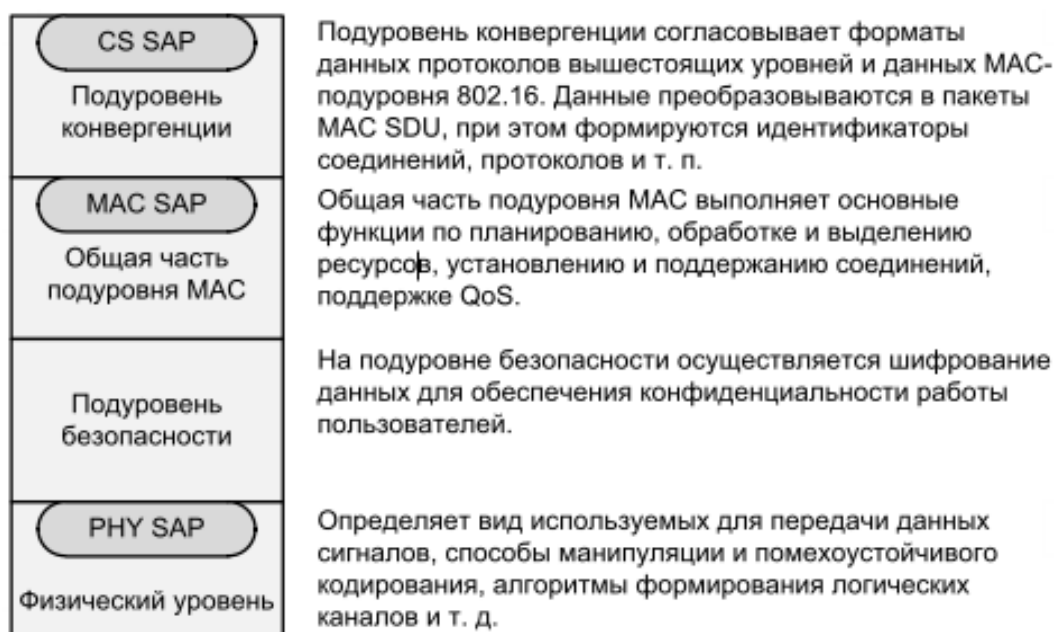


Рисунок 7.68 – Структура стандартов IEEE 802.16

Архитектура сетей WiMAX IEEE 802.16. Сетевой уровень

Базовая станция (БС, BS — Base Station) размещается в здании или на вышке и осуществляет связь с абонентскими станциями (АС, SS — Subscriber Station) по схеме — «точка – мультиточка» (Point to Multipoint — PMP). Возможен сеточный режим связи (Mesh — сетка связей — «точка – точка» — PTP), когда любые клиенты (АС) могут осуществлять связь между собой непосредственно, а антенные системы, как правило, являются ненаправленными. БС предоставляет соединение с основной сетью и радиоканалы к другим станциям. Радиус действия БС может достигать 30 км (в случае прямой видимости) при типовом радиусе сети 6–8 км. АС может быть радиотерминалом или повторителем, который используется для организации локального трафика. Трафик может проходить через несколько повторителей, прежде чем достигнет клиента. Антенны в этом случае являются направленными.

Канал связи предполагает наличие двух направлений передачи: восходящий канал (АС – БС, uplink) и нисходящий (БС – АС, downlink). Эти два канала используют разные неперекрывающиеся частотные диапазоны при частотном дуплексе и различные интервалы времени при временном дуплексе.

Простейший способ представления архитектуры сетей WiMAX заключается в их описании как совокупности БС, которые располагаются на крышах высотных зданий или вышках, и клиентских приемо-передатчиков (рисунок 2.4).



Рисунок 7.69 – Схематичное изображение сети WiMAX

Радиосеть обмена данными между БС и АС работает в СВЧ-диапазоне от 2 до 11 ГГц. Такая сеть в идеальных условиях может обеспечить техническую скорость передачи информации до 75 Мбит/с и не требует того, чтобы БС находилась на расстоянии прямой видимости от пользователя.

Диапазон частот от 10 до 66 ГГц используется для установления соединения между соседними базовыми станциями при условии, что они располагаются в зоне прямой видимости друг от друга. Так как в городской среде это условие может оказаться невыполнимым, связь между базовыми станциями иногда организуют посредством прокладки кабелей.

При более детальном рассмотрении сеть WiMAX можно описать как совокупность беспроводного и базового (опорного) сегментов. Первый описывается в стандарте IEEE 802.16, второй определяется спецификациями WiMAX Forum. Базовый сегмент объединяет все аспекты, не относящиеся к абонентской радиосети, то есть связь базовых станций друг с другом, связь с локальными сетями. Базовый сегмент основывается на IP-протоколе и стандарте IEEE 802.3-2005 (Ethernet). Однако само описание архитектуры в части, не относящейся к беспроводной клиентской сети, содержится в документах WiMAX Forum, объединенных под общим названием – "Network Architecture".

Таблица 7.14 – Основные режимы для стандарта IEEE 802.16 в РФ

Диапазон частот, ГГц	Разрешенные полосы частот, МГц	Общая ширина выделенных полос,	Тип беспроводного

		МГц	доступа
2,5	2500 – 2530 2560 – 2570 2620 – 2630 2660 – 2670 2680 – 2690	70	мобильный
3,5	3400 – 3450 3500 – 3550	100	фиксированный
5	5150 – 5350 5650 – 5725 5725 – 6425	975	фиксированный

В этих спецификациях к сетям WiMAX предъявляются такие требования, как независимость архитектуры от функций и структуры транспортной IP-сети. В то же время, должны обеспечиваться услуги, основанные на применении IP-протокола, а также мобильная телефония на основе VoIP и мультимедийные услуги. Обязательным является условие поддержки архитектурой протоколов IPv4 и IPv6. Сети WiMAX должны быть легко масштабируемыми и гибко изменяемыми и основываться на принципе декомпозиции (строиться на основе стандартных логических модулей, объединяемых через стандартные интерфейсы). Свойства масштабируемости и гибкости необходимо обеспечивать по таким эксплуатационным характеристикам, как плотность абонентов, географическая протяженность зоны покрытия, частотные диапазоны, топология сети, мобильность абонентов. Сети WiMAX должны поддерживать взаимодействие с другими беспроводными или проводными сетями. Большое значение имеет способность обеспечивать различные уровни качества обслуживания QoS.

Физический уровень WiMAX

На физическом уровне систем WiMAX над передаваемыми битами осуществляются следующие канальные процедуры (рисунок 2.5): скремблирование (рандомизация), помехоустойчивое кодирование, перемежение, кодирование повторением и модуляция.

Полученные модуляционные символы делятся на логические подканалы, и с использованием ОБПФ формируется отсчет передаваемого OFDMA-символа.

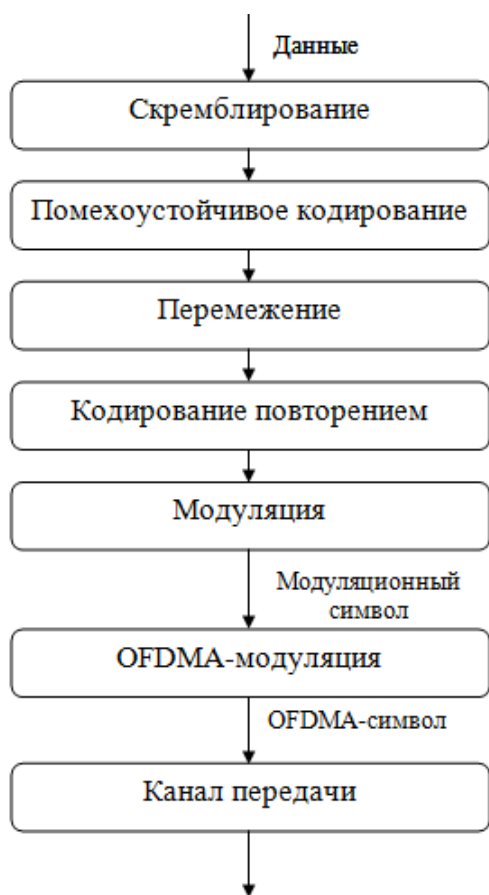


Рисунок 7.70 – Преобразования данных на физическом уровне WiMAX

На физическом уровне в стандарте IEEE 802.16-2004 определены три метода передачи данных: метод модуляции одной несущей (SC), метод ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM) и метод множественного доступа на основе такого мультиплексирования (OFDMA) [2].

Спецификация физического уровня WirelessMAN-OFDM является наиболее интересной с точки зрения практической реализации. Она базируется на технологии OFDM, что значительно расширяет возможности оборудования, в частности, позволяет работать на относительно высоких частотах в условиях отсутствия прямой видимости. Кроме того, в нее включена поддержка топологии «каждый с каждым» (mesh) [3], при которой абонентские устройства могут одновременно функционировать и как базовые станции, что сильно упрощает развертывание сети и помогает преодолеть проблемы прямой видимости.

Скремблирование

Скремблирование — это сложение по модулю два передаваемых битов с элементами ПСП, которую формирует генератор ПСП с задающим полиномом вида $x^{15} + x^{14} + 1$. Генератор ПСП инициализируется вектором 011011100010101.

Скремблирование осуществляется только над информационными битами. При этом при скремблировании каждого блока данных, подлежащих помехоустойчивому кодированию,

сдвигающий регистр скремблера инициализируется заново. Байты данных поступают на вход скремблера начиная со старшего значащего разряда.

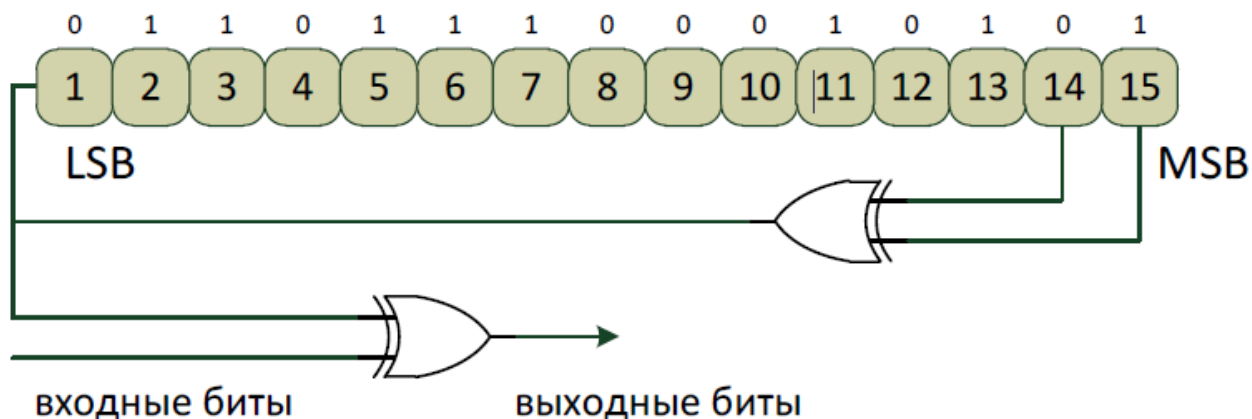


Рисунок 7.71 – Схема скремблера

Помехоустойчивое кодирование

Многолучевое распространение радиосигнала может приводить к ослаблению и даже полному подавлению некоторых поднесущих вследствие интерференции прямого и задержанного сигналов. Для решения этой проблемы используется помехоустойчивое кодирование. В стандарте IEEE 802.16-2004 предусмотрены как традиционные технологии помехоустойчивого кодирования, так и относительно новые методы. К традиционным относится сверточное кодирование с декодированием по алгоритму Витерби и коды Рида-Соломона. К относительно новым — блочные и сверточные турбокоды.

Переमेжение

После осуществления скремблирования и помехоустойчивого кодирования, над битами каждого блока должно быть выполнено двухэтапное перекечение. Первый этап гарантирует, что соседние в исходной последовательности биты будут распределены не в соседние поднесущие. Второй этап обеспечивает распределение соседних битов или в наиболее, или в наименее значимые биты сигнального созвездия, что предотвратит длительные последовательности наименее надежных битов.

Модуляция

В системах беспроводного широкополосного доступа используют сигналы как двоичной (ФМ-2), так и многопозиционной (ФМ-4, КАМ-16, КАМ-64 и т. п.) модуляции. Сигналы многопозиционной фазовой модуляции (МФМ) характеризуются высокой частотной эффективностью, однако при этом вследствие уменьшения евклидовых расстояний между сигнальными точками существенно снижается помехоустойчивость приема, что при фиксированной вероятности ошибки эквивалентно ухудшению энергетической эффективности. Сигналы КАМ являются некоторым компромиссом, выигрывая у МФМ по энергетической эффективности, но уступая по спектральной, что может компенсироваться

применением помехоустойчивого кода. По этой причине в сетях WiMAX IEEE 802.16e-2005, 2009 применяются методы модуляции ФМ-2, ФМ-4, КАМ-16 и КАМ-64.

При отображении бит на сигнальную плоскость применяется манипуляционный код Грея. Соответствующие сигнальные созвездия представлены на рисунке 7.72.

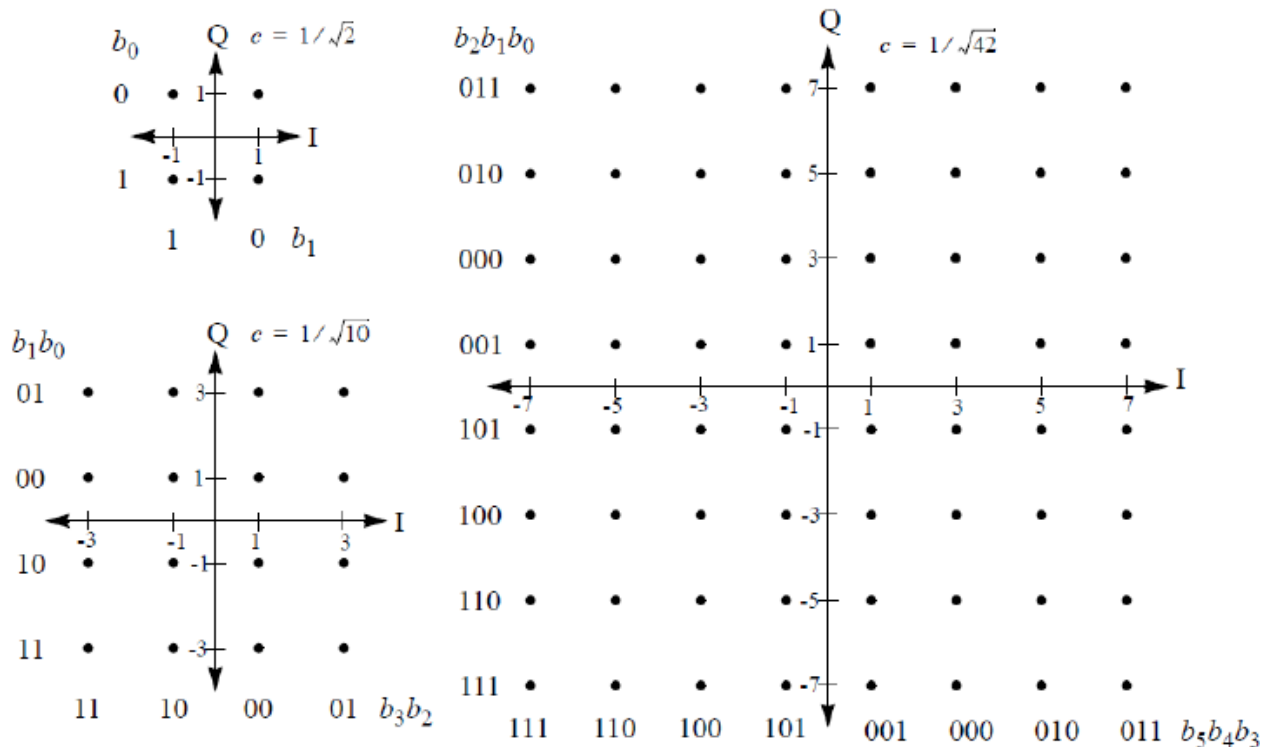


Рисунок 7.72 – Сигнальные созвездия, соответствующие методам модуляции ФМ-4, КАМ-16 и КАМ-64, IEEE 802.16e-2005

Модуляция OFDM

При формировании OFDM-сигнала цифровой поток данных делится на несколько подпотоков, и каждая поднесущая связывается со своим подпотокком данных. Амплитуда и фаза поднесущей вычисляются на основе выбранной схемы модуляции. Согласно стандарту, отдельные поднесущие могут модулироваться с использованием бинарной фазовой манипуляции (BPSK), квадратурной фазовой манипуляции (QPSK) или квадратурной амплитудной манипуляции (QAM) порядка 16 или 64. В передатчике амплитуда как функция фазы преобразуется в функцию от времени с помощью обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ). В приемнике с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) осуществляется преобразование амплитуды сигналов как функции от времени в функцию от частоты.

Применение преобразования Фурье позволяет разделить частотный диапазон на поднесущие, спектры которых перекрываются, но остаются ортогональными. Ортогональность поднесущих означает, что каждая из них содержит целое число колебаний на период передачи символа. Как видно на рисунке 7.73, спектральная кривая любой из

поднесущих имеет нулевое значение для «центральной» частоты смежной кривой. Именно эта особенность спектра поднесущих и обеспечивает отсутствие между ними интерференции.

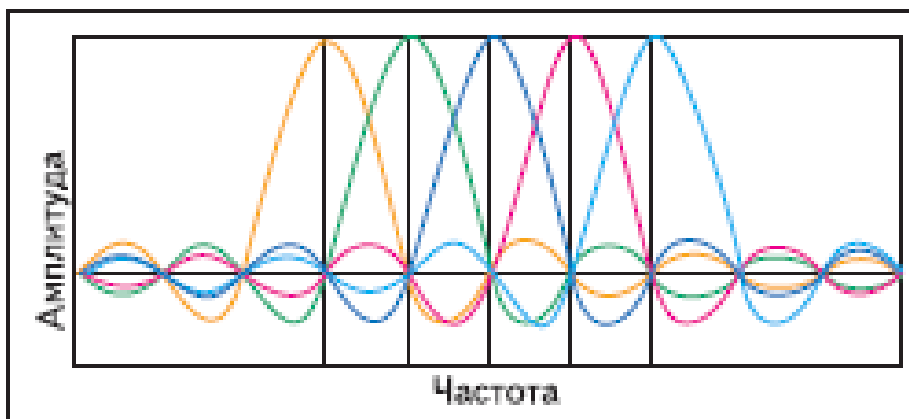


Рисунок 7.73 – Ортогональные поднесущие

Одним из главных преимуществ метода OFDM является его устойчивость к эффекту многолучевого распространения. Эффект вызывается тем, что излученный сигнал, отражаясь от препятствий, приходит к приемной антенне разными путями, вызывая межсимвольные искажения. Этот вид помех характерен для городов с разноэтажной застройкой из-за многократных отражений радиосигнала от зданий и других сооружений. Для того чтобы избежать межсимвольных искажений, перед каждым OFDM-символом вводится защитный интервал, называемый циклическим префиксом. Циклический префикс представляет собой фрагмент полезного сигнала, что гарантирует сохранение ортогональности поднесущих (но только в том случае, если отраженный сигнал при многолучевом распространении задержан не больше, чем на длительность циклического префикса). Кроме того, циклический префикс позволяет выбрать окно для преобразования Фурье в любом месте временного интервала символа (рисунок 7.74).

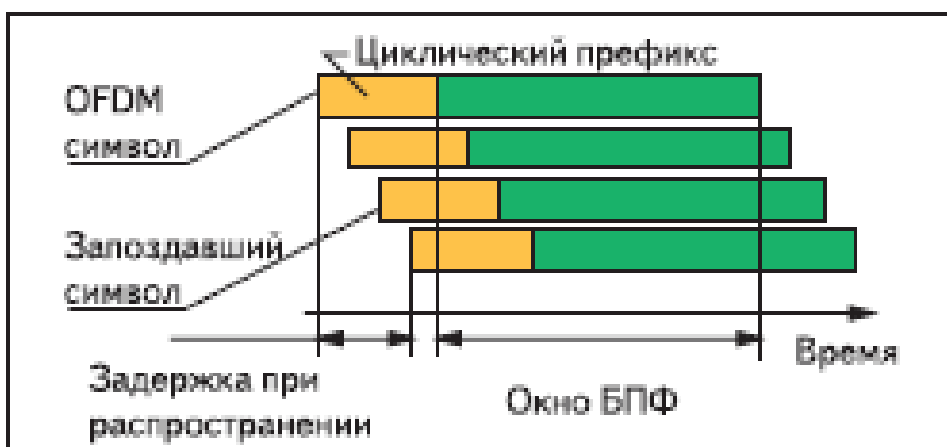


Рисунок 7.74– Обработка OFDM-символа при многолучевом распространении

Защита информации

В соответствии со стандартом, для предотвращения несанкционированного доступа и защиты пользовательских данных осуществляется шифрование всего передаваемого по сети трафика. Базовая станция (БС) WiMAX представляет собой модульный конструктив, в который при необходимости можно установить несколько модулей со своими типами интерфейсов, но при этом должно поддерживаться административное программное обеспечение для управления сетью. Данное программное обеспечение обеспечивает централизованное управление всей сетью. Логическое добавление в существующую сеть абонентских комплектов осуществляется также через эту административную функцию.

Абонентская станция (АС) представляет собой устройство, имеющее уникальный серийный номер, MAC-адрес, а также цифровую подпись X.509, на основании которой происходит аутентификация АС на БС. При этом, согласно стандарту, срок действительности цифровой подписи АС составляет 10 лет. После установки АС у клиента и подачи питания АС авторизуется на базовой станции, используя определенную частоту радиосигнала, после чего базовая станция, основываясь на перечисленных выше идентификационных данных, передает абоненту конфигурационный файл по TFTP-протоколу. В этом конфигурационном файле находится информация о поддиапазоне передачи (приема) данных, типе трафика и доступной полосе, расписание рассылки ключей для шифрования трафика и прочая необходимая для работы АС информация. Необходимый файл с конфигурационными данными создается автоматически, после занесения администратором системы АС в базу абонентов, с назначением последнему определенных параметров доступа.

После процедуры конфигурирования аутентификация АС на базовой станции происходит следующим образом:

1. Абонентская станция посылает запрос на авторизацию, в котором содержится сертификат X.509, описание поддерживаемых методов шифрования и дополнительная информация.

2. Базовая станция в ответ на запрос на авторизацию (в случае достоверности запроса) присылает ответ, в котором содержится ключ на аутентификацию, зашифрованный открытым ключом абонента, 4-битный ключ для определения последовательности, необходимый для определения следующего ключа на авторизацию, а также время жизни ключа.

3. В процессе работы АС через промежуток времени, определяемый администратором системы, происходит повторная авторизация и аутентификация, и в случае успешного прохождения аутентификации и авторизации поток данных не прерывается.

В стандарте используется протокол РКМ (Privacy Key Management), в соответствии с которым определено несколько видов ключей для шифрования передаваемой информации:

- Authorization Key (АК) — ключ, используемый для авторизации АК на базовой станции;
- Traffic Encryption Key (ТЕК) — ключ, используемый для криптозащиты трафика;
- Key Encryption Key (КЕК) — ключ, используемый для криптозащиты передаваемых в эфире ключей.

Согласно стандарту, в каждый момент времени используются два ключа одновременно, с перекрывающимися временами жизни. Данная мера необходима в среде с потерями пакетов (а в эфире они неизбежны) и обеспечивает бесперебойность работы сети. Имеется большое количество динамически меняющихся ключей, достаточно длинных, при этом установление безопасных соединений происходит с помощью цифровой подписи. Согласно стандарту, криптозащита выполняется в соответствии с алгоритмом 3-DES, при этом отключить шифрование нельзя. Опционально предусмотрено шифрование по более надежному алгоритму AES.

Практическая часть. Описание экспериментальной установки и методики измерений

Работа выполняется с использованием симулятора физического уровня стандарта IEEE 802.16-2004 в программной среде Simulink. Для запуска программы, в командную строку MATLAB необходимо ввести "commwman80216dstbc" и нажать Enter.

Схема исследуемой системы приведена на рисунке 7.75.

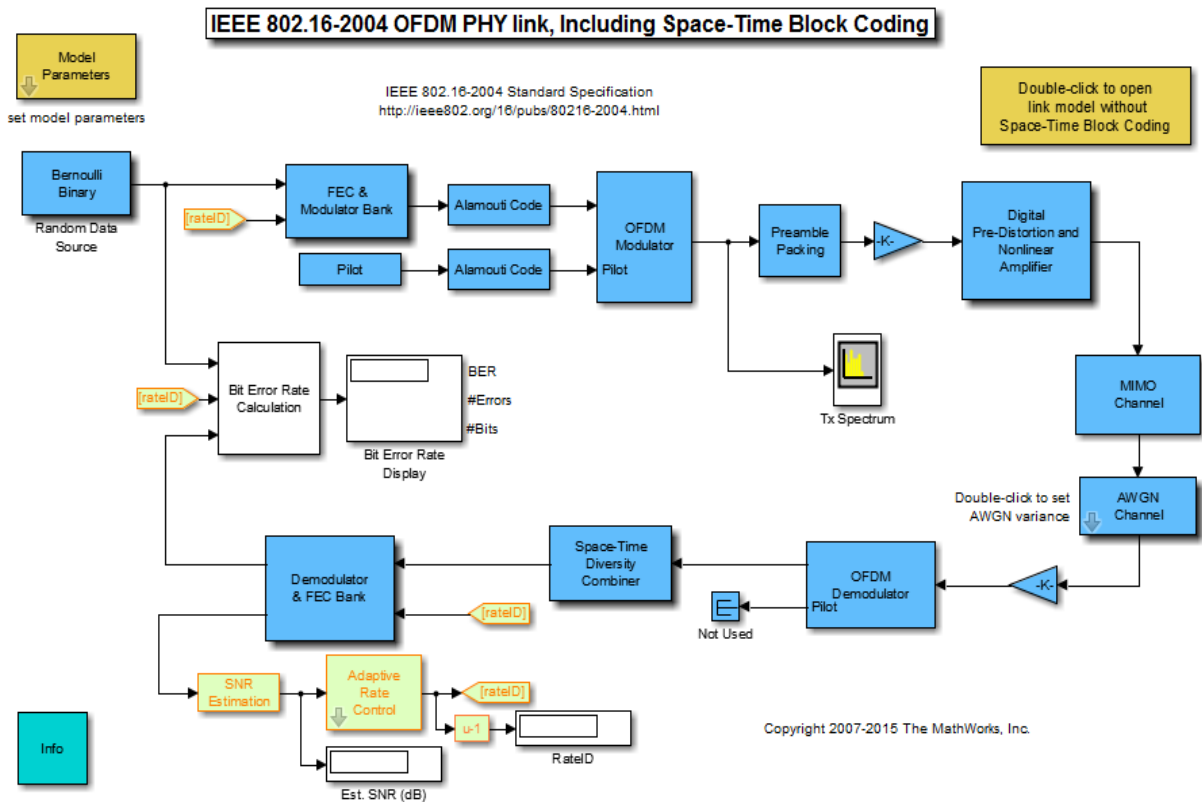


Рисунок 7.75 – Модель IEEE 802.16-2004 OFDM в MATLAB 2015b
 Параметры источника случайной последовательности Bernulli Binary

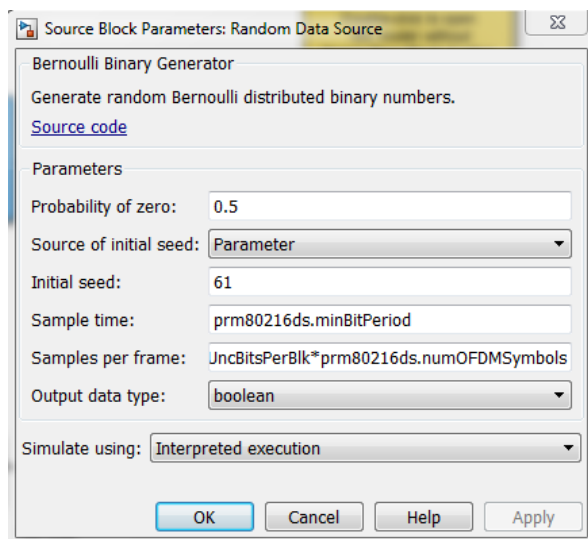


Рисунок 3.76 – Параметры блока Bernulli Binary

При проведении симуляции существует возможность изменения ряда параметров системы в следующих блоках:

Общие параметры модели (блок «Model Parameters», рисунок 7.77).

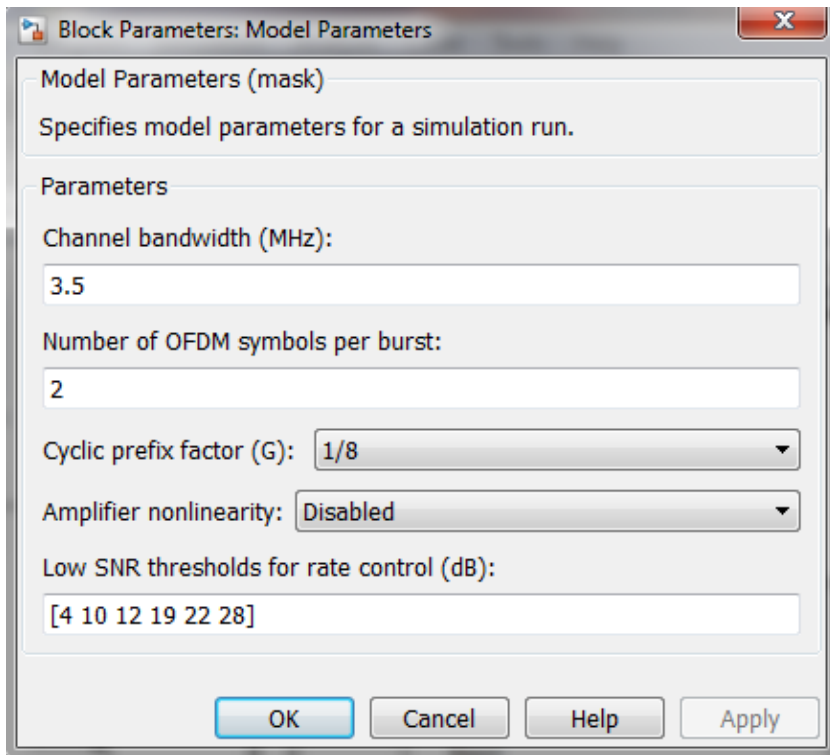


Рисунок 7.77 – Параметры системы, изменяемые в блоке «Model Parameters»

Блок помехоустойчивого кодирования и модуляции («FEC & Modulator Bank», рисунок 7.77) производит формирование сигнально-кодовой конструкции (СКК) определенного вида в зависимости от условий передачи.

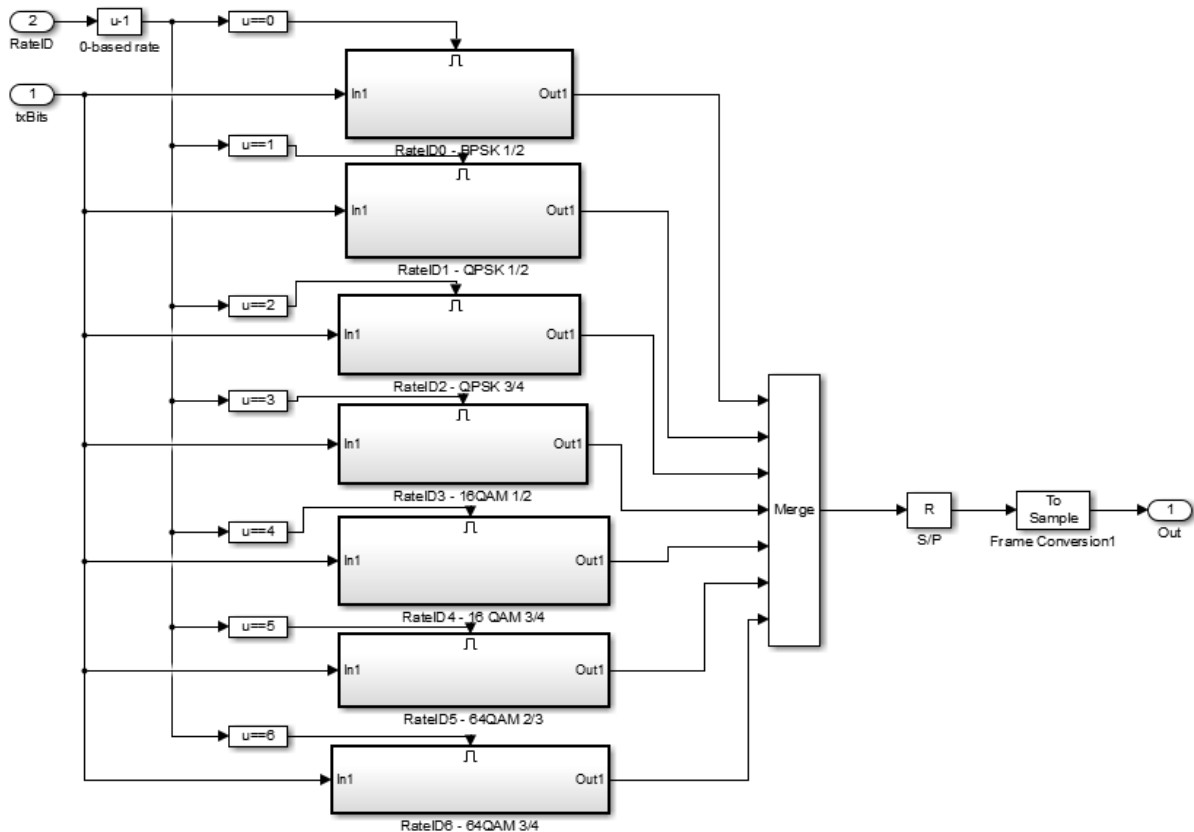


Рисунок 7.78 – Состав блока «FEC & Modulator Bank»

Рассмотрим состав каждого входящего блока:

Состав блока модулятора BPSK 1/2:

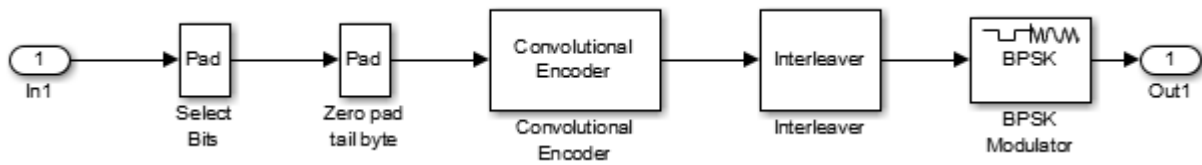


Рисунок 7.79 – Состав блока модулятора «BPSK 1/2»

Состав блока модулятора QPSK 1/2:

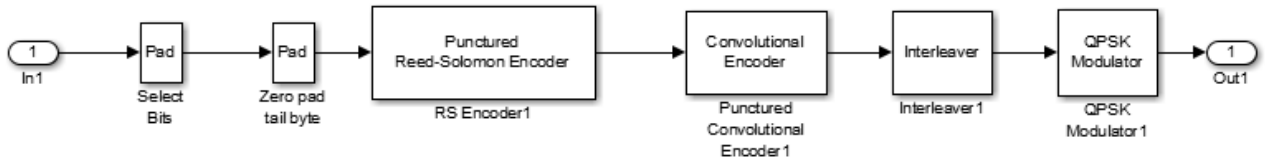


Рисунок 7.80 – Состав блока модулятора «QPSK 1/2»

Состав блока модулятора QPSK 3/4:

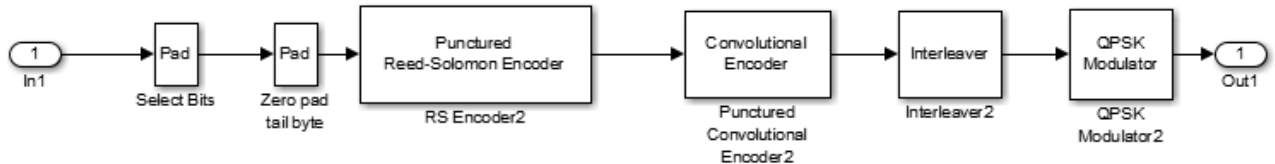


Рисунок 7.81 – Состав блока модулятора «QPSK 3/4»

Состав блока модулятора 16QAM 1/2:

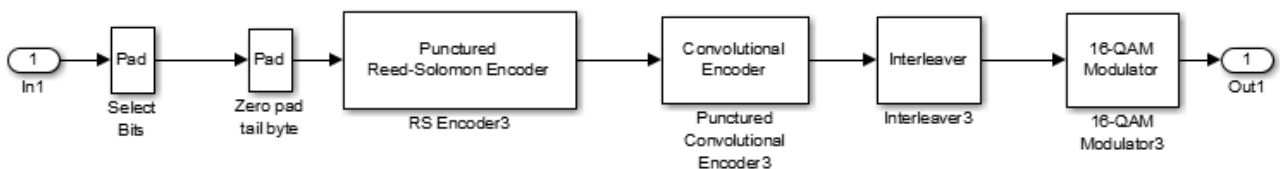


Рисунок 7.82 – Состав блока модулятора «16QAM 1/2»

Состав блока модулятора 16QAM 3/4:

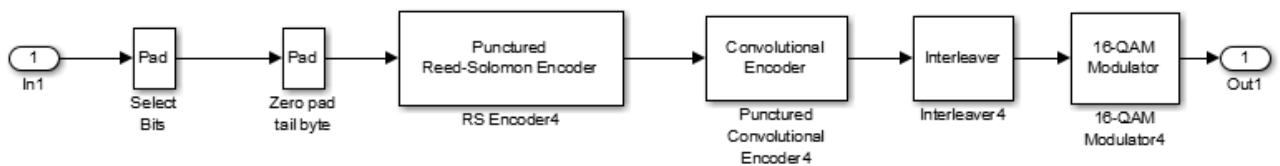


Рисунок 7.83 – Состав блока модулятора «16QAM 3/4»

Состав блока модулятора 64QAM 2/3:

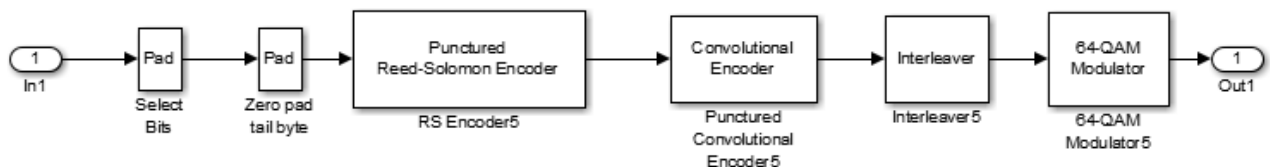


Рисунок 7.84 – Состав блока модулятора «64QAM 2/3»

Состав блока модулятора 64QAM 3/4:

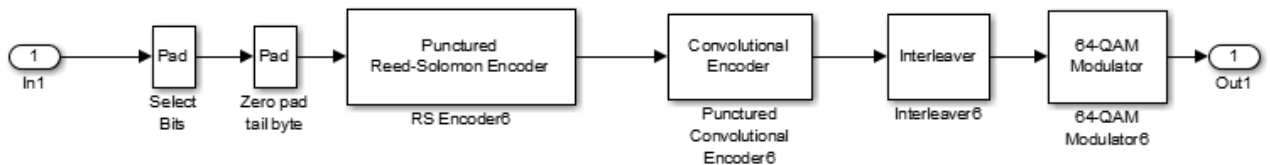


Рисунок 7.85 – Состав блока модулятора «64QAM 3/4»

Формирование сигнально-кодовых конструкций в каждом блоке происходит следующим образом: к поступающим информационным битам добавляется определяется «хвост» из нулевых бит, полученная последовательность кодируется блочным циклическим кодом Рида-Соломона. Следующий этап кодирования – сверточный код с использованием Трелли-структуры, затем, после перемежения, последовательность бит модулируется определенным образом для передачи по каналу.

В каждом из блоков на рисунках 7.79 – 7.85 используется одинаковая последовательность блоков, отличающихся своими параметрами. Например для блока «16QAM 1/2» блоки имеют параметры (рисунок 7.86 – 7.91).

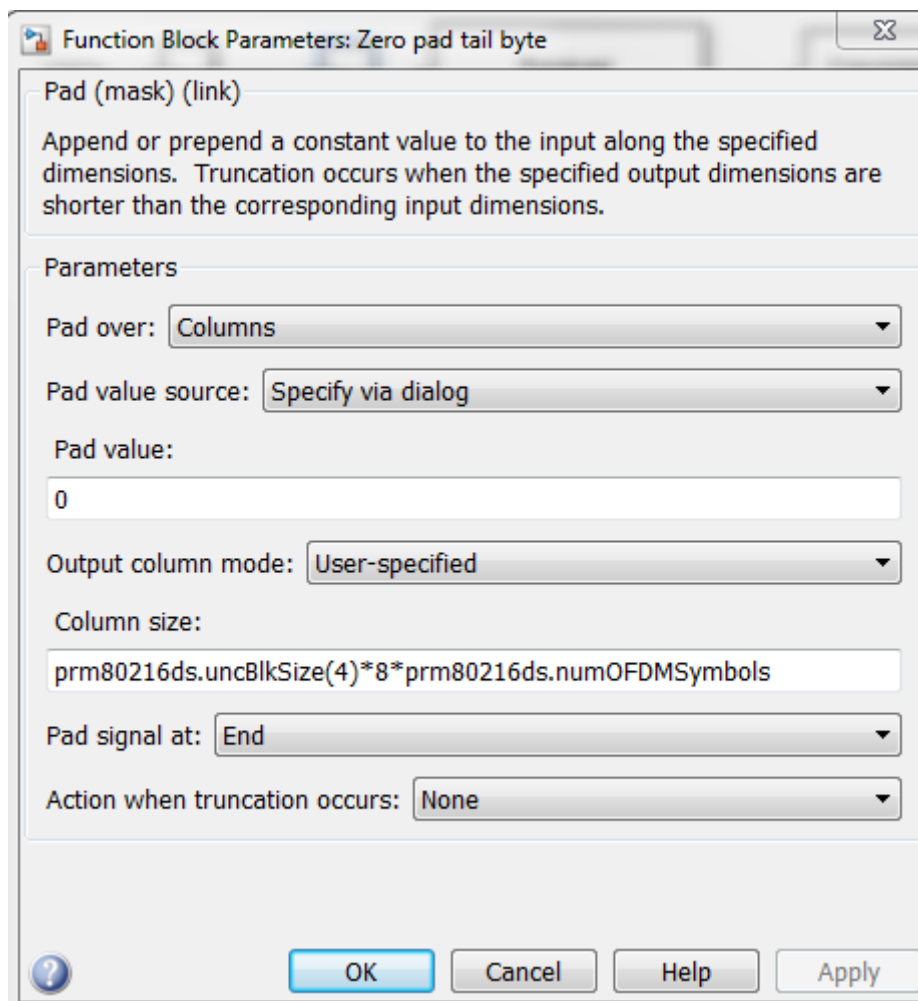


Рисунок 7.86 – Состав блока «Zero pad tail byte 16QAM 1/2»

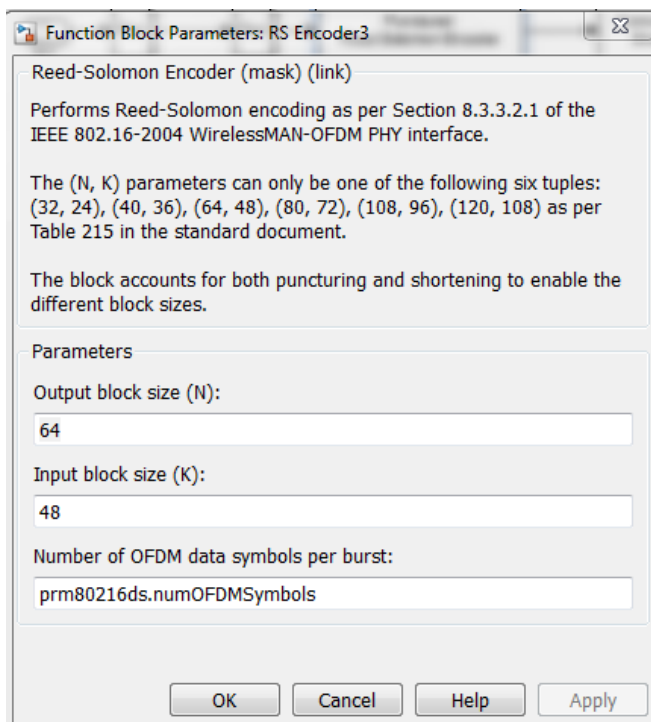


Рисунок 7.87 – Состав блока кодера Рида-Соломона «Puncured Reed-Solomon Encoder 16QAM 1/2»

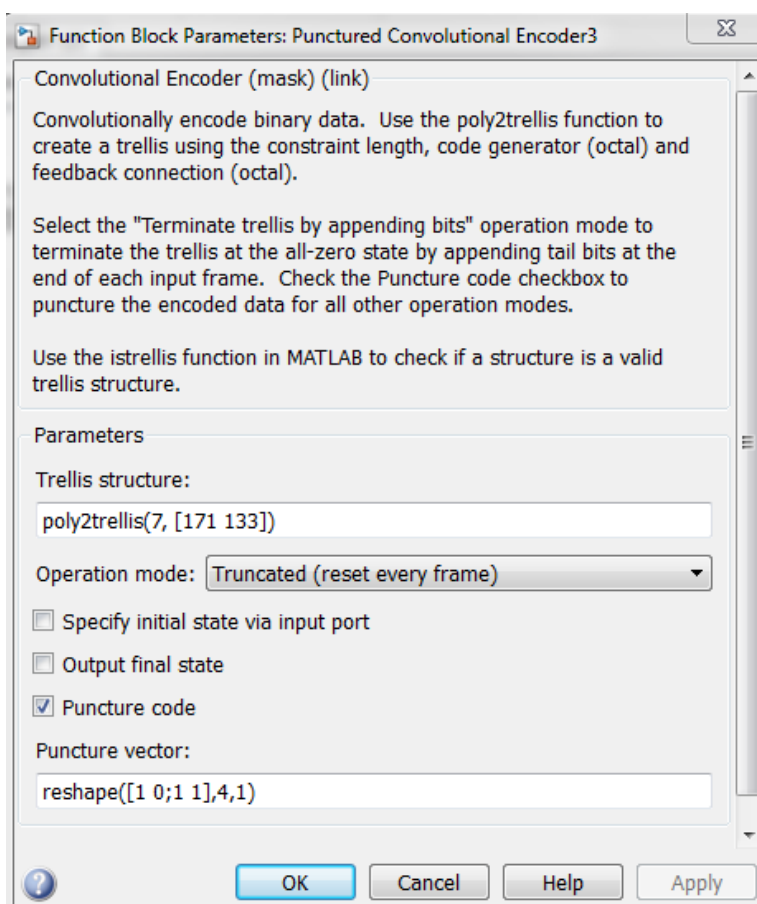


Рисунок 7.88 – Состав блока сверточного кодера «Convolutinal Encoder 16QAM 1/2»

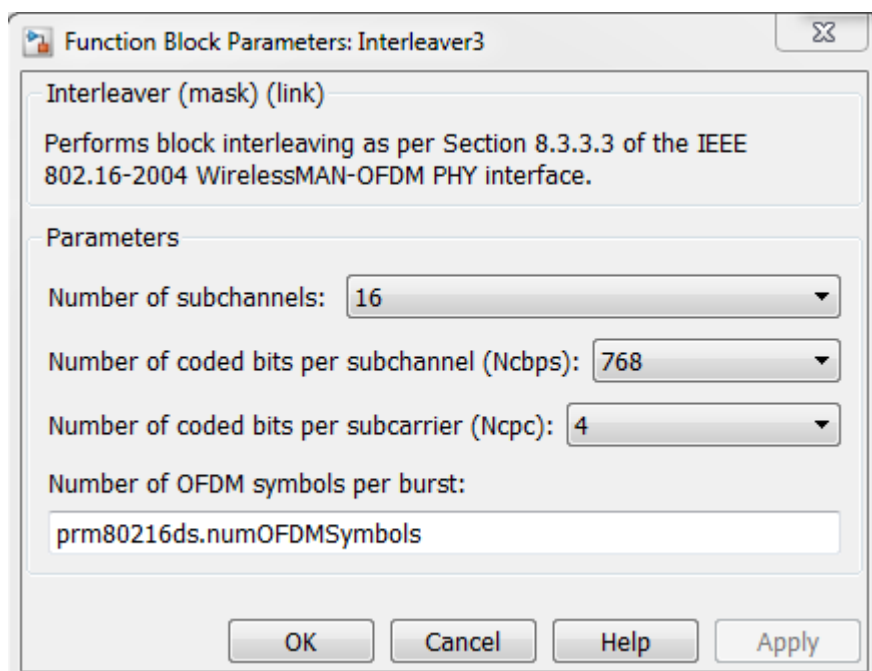


Рисунок 7.89 – Состав блока перемежителя «Interleaver 16QAM 1/2»

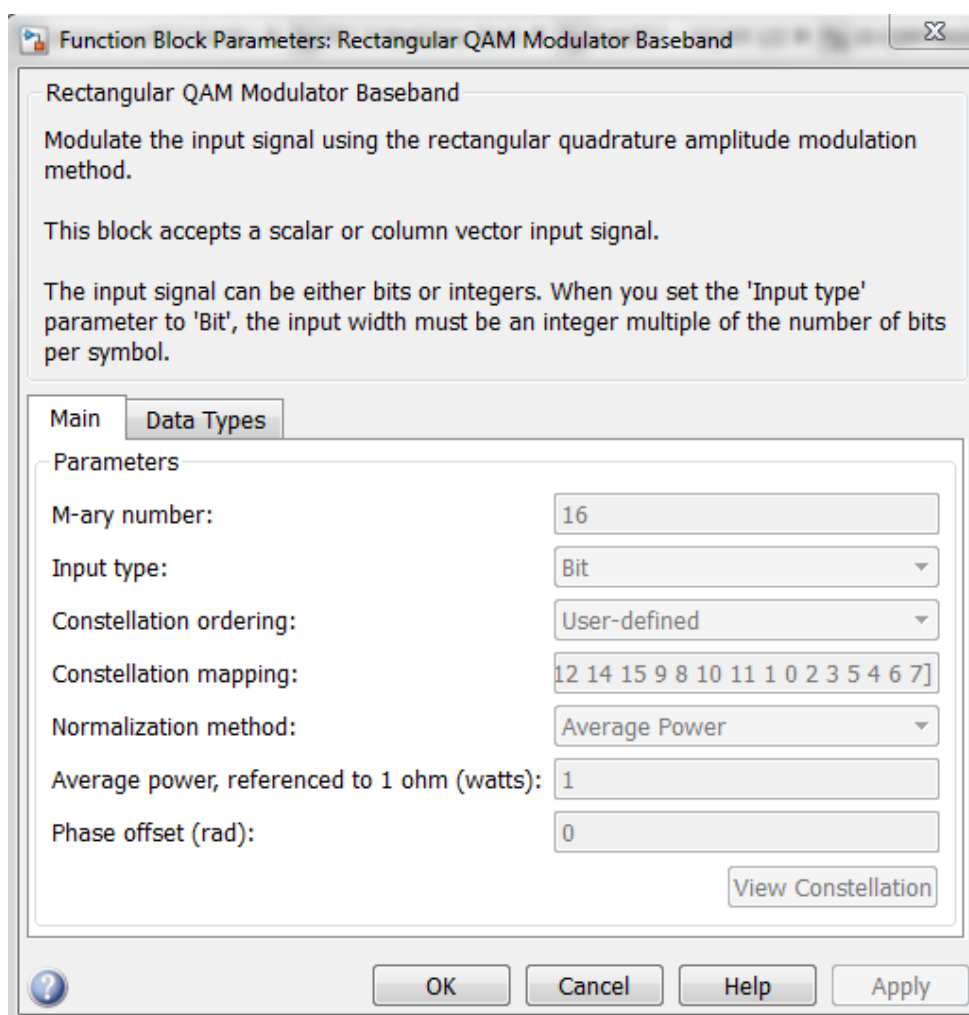


Рисунок 7.90 – Состав блока модулятора «16-QAM Modulator 16QAM 1/2»

Таблица 7.15 – Параметры кода Рида-Соломона для различных сигнально-кодовых конструкций

Вид модуляции	Общая скорость кодирования	Длина входной последовательности, бит	Длина выходной (кодированной) последовательности, бит	Параметры кода Рида-Соломона, (n, k, d)
BPSK	1/2	12	24	(12,12,0)
QPSK	1/2	24	48	(32,24,4)
QPSK	3/4	36	48	(40,36,2)
16-QAM	1/2	48	96	(64,48,8)
16-QAM	3/4	72	96	(80,70,4)
64-QAM	2/3	96	144	(108,96,6)
64-QAM	3/4	108	144	(120,108,6)

Состав блока помехоустойчивого декодирования и демодуляции («Demodulator & FEC Bank»)

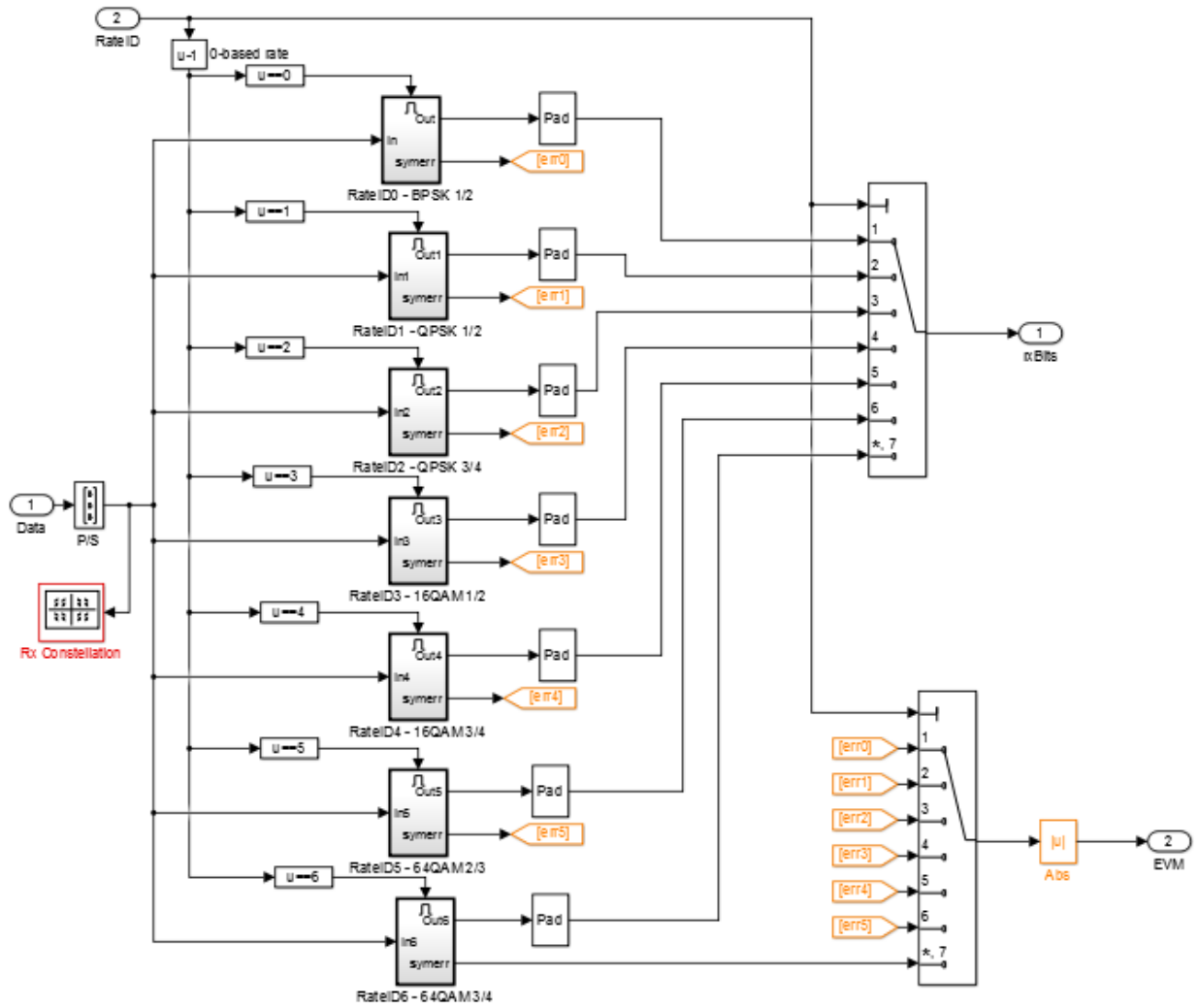


Рисунок 7.91 – Состав блока декодирования и демодуляции («Demodulator & FEC Bank»)

Состав блока BPSK 1/2 демодулятора

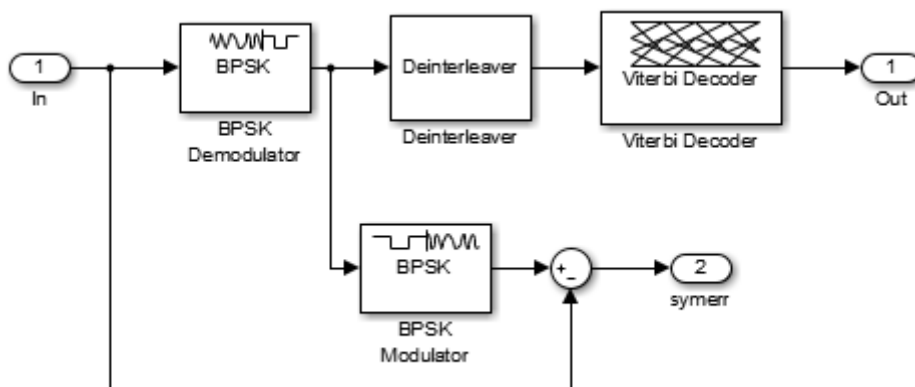


Рисунок 7.92 – Состав блока демодулятора «BPSK»

Состав блока QPSK 1/2 демодулятора

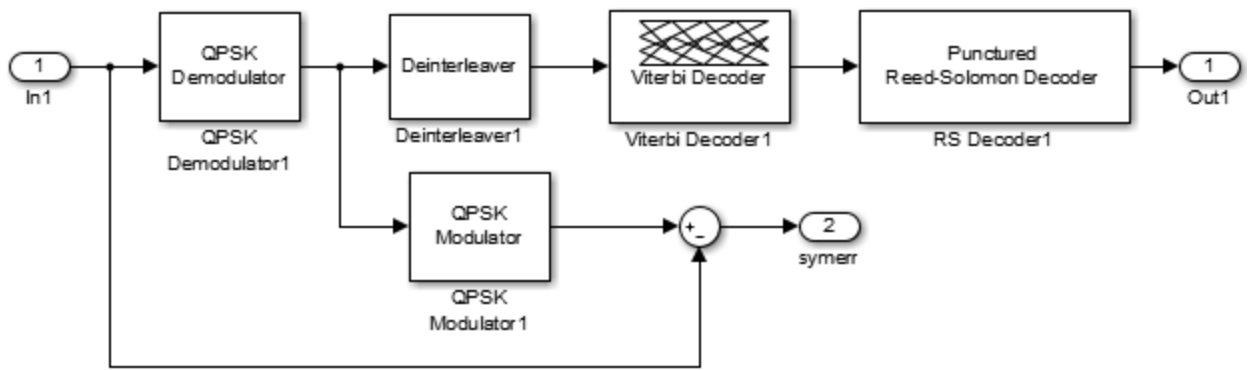


Рисунок 7.93 – Состав блока демодулятора «QPSK 1/2»

Состав блока QPSK 3/4 демодулятора

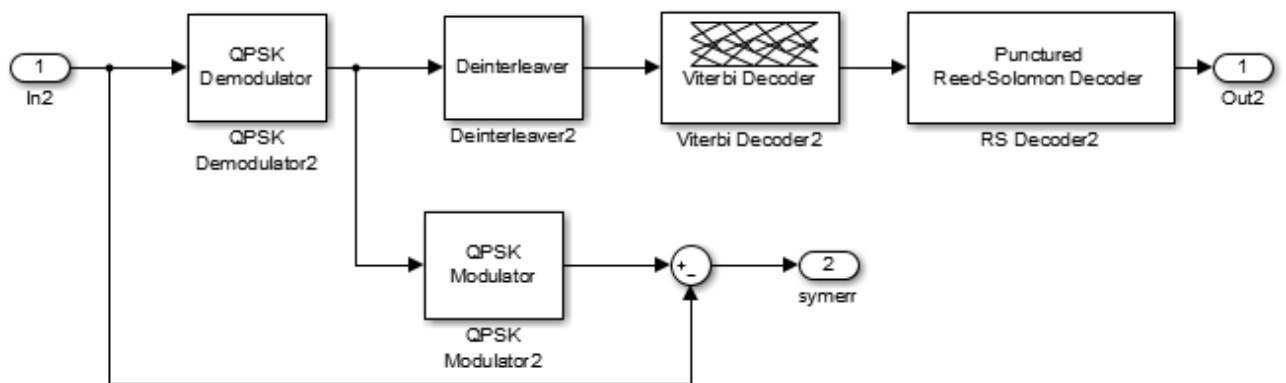


Рисунок 7.94 – Состав блока демодулятора «QPSK 3/4»

Состав блока 16QAM 1/2 демодулятора

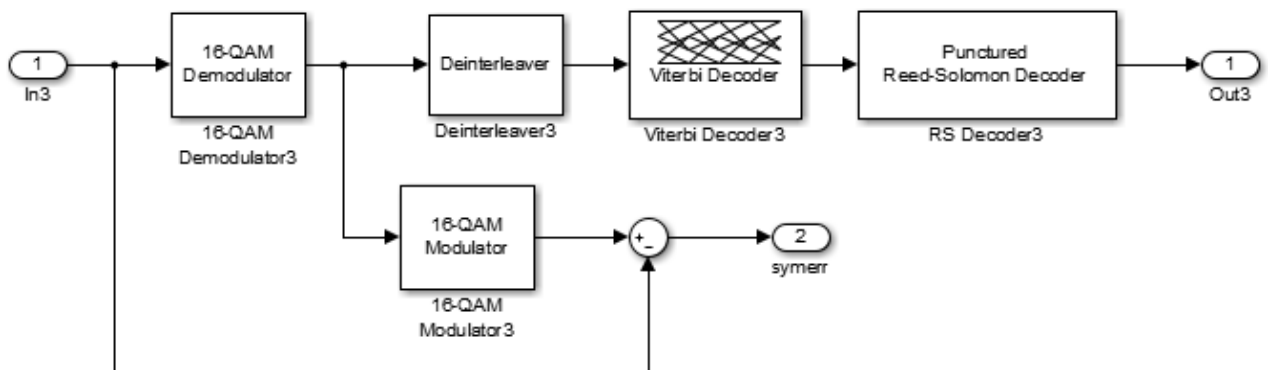


Рисунок 7.95 – Состав блока демодулятора «16QAM 1/2»

Состав блока 16QAM 3/4 демодулятора

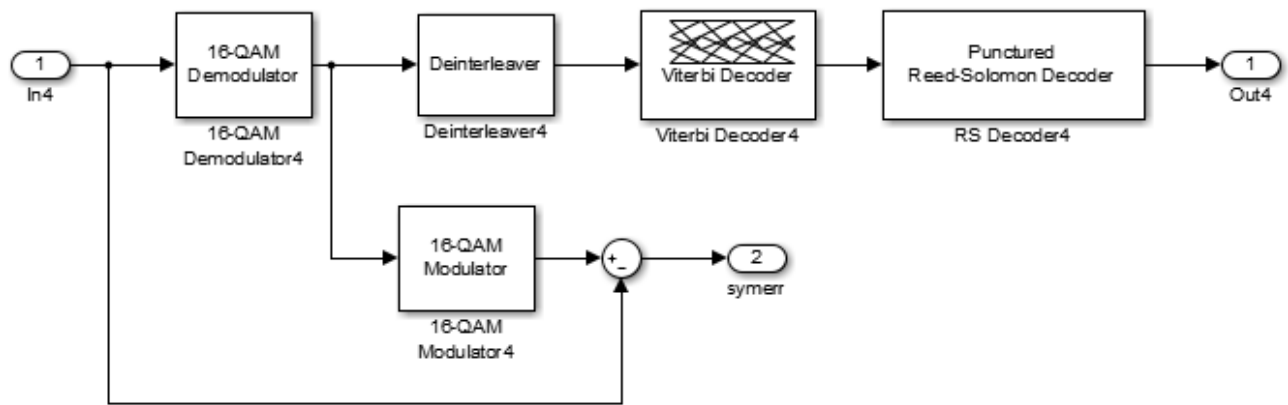


Рисунок 7.96 – Состав блока демодулятора «16QAM 3/4»

Состав блока 64QAM 2/3 демодулятора

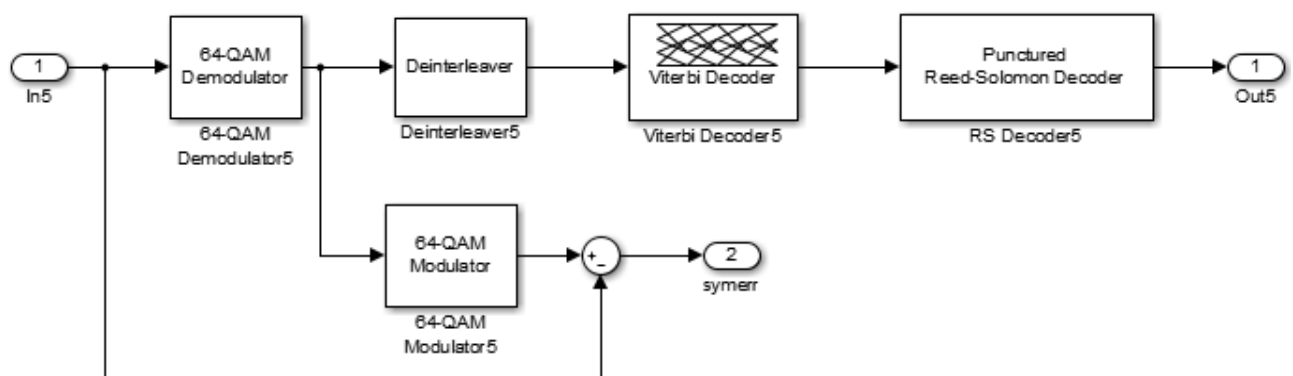


Рисунок 7.97 – Состав блока демодулятора «64QAM 2/3»

Состав блока 64QAM 3/4 демодулятора

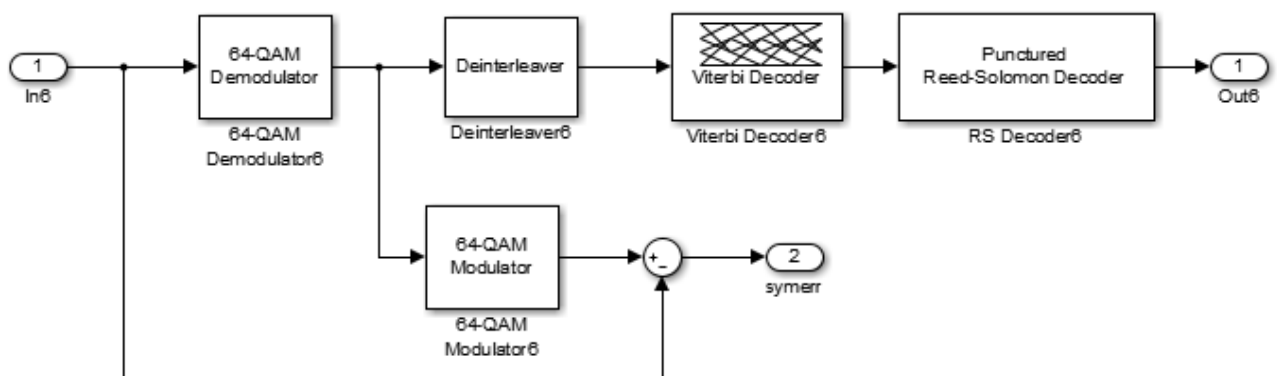


Рисунок 7.98 – Состав блока демодулятора «64QAM 3/4»

В процессе демодуляции и декодирования, описанные выше процессы, производятся в обратном порядке: демодуляция, дегерметизация, декодирование сверточного кода по алгоритму Витерби, декодирования циклического блочного кода Рида-Соломона.

В каждом из блоков на рисунках 7.92 – 7.98 используется одинаковая последовательность блоков, отличающихся своими параметрами. Например для блока «16QAM 1/2» блоки имеют параметры (рисунок 7.99 – 7.103).

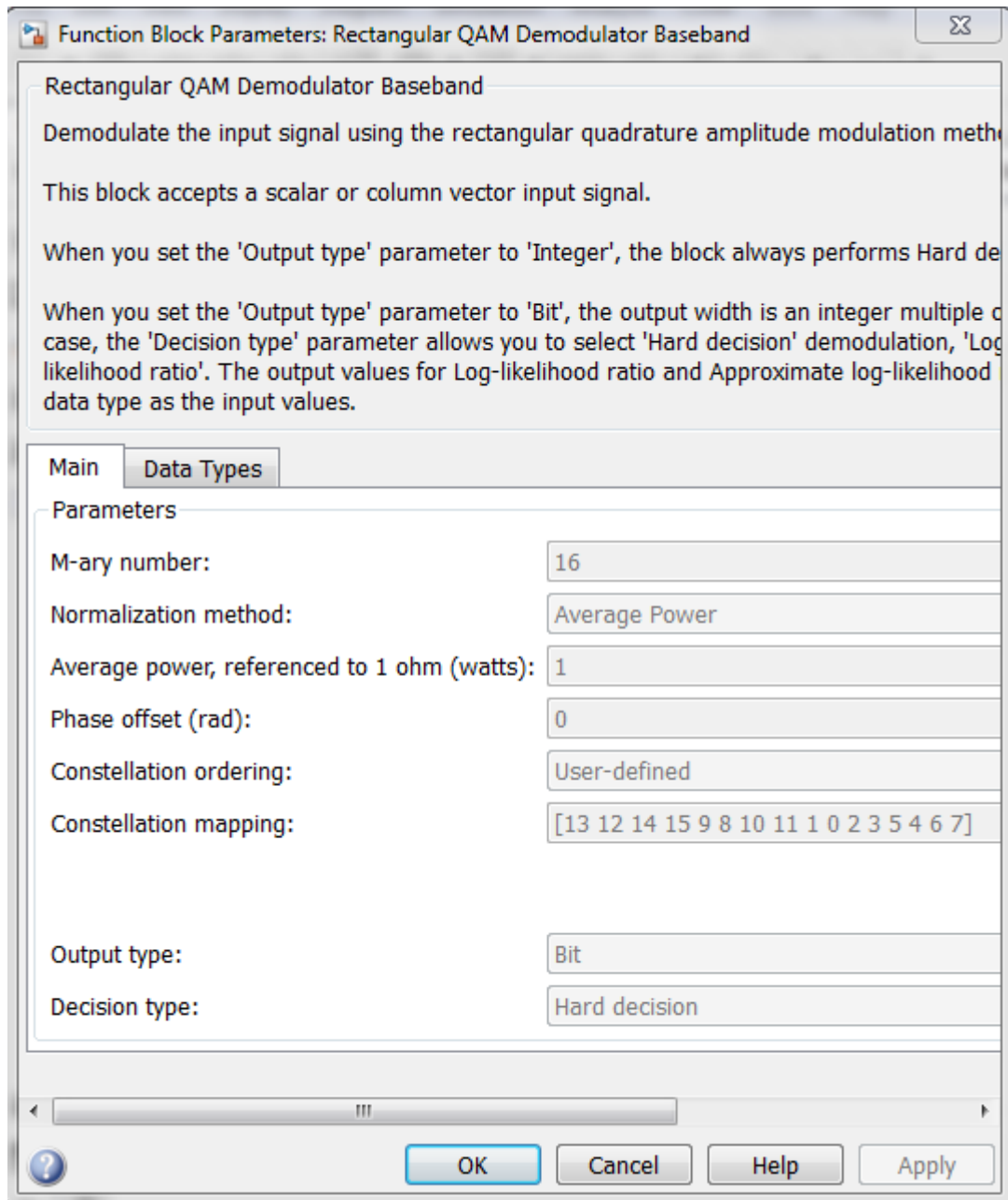


Рисунок 7.99 – Состав блока демодулятора «16-QAM Modulator 16QAM 1/2»

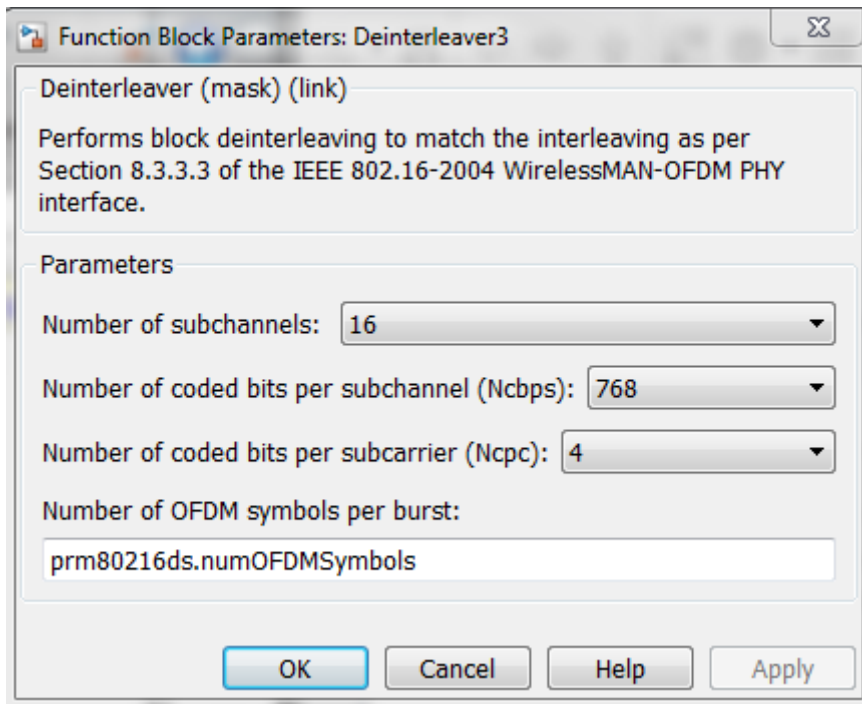


Рисунок 7.100 – Состав блока депережежителя «Deinterleaver 16QAM 1/2»

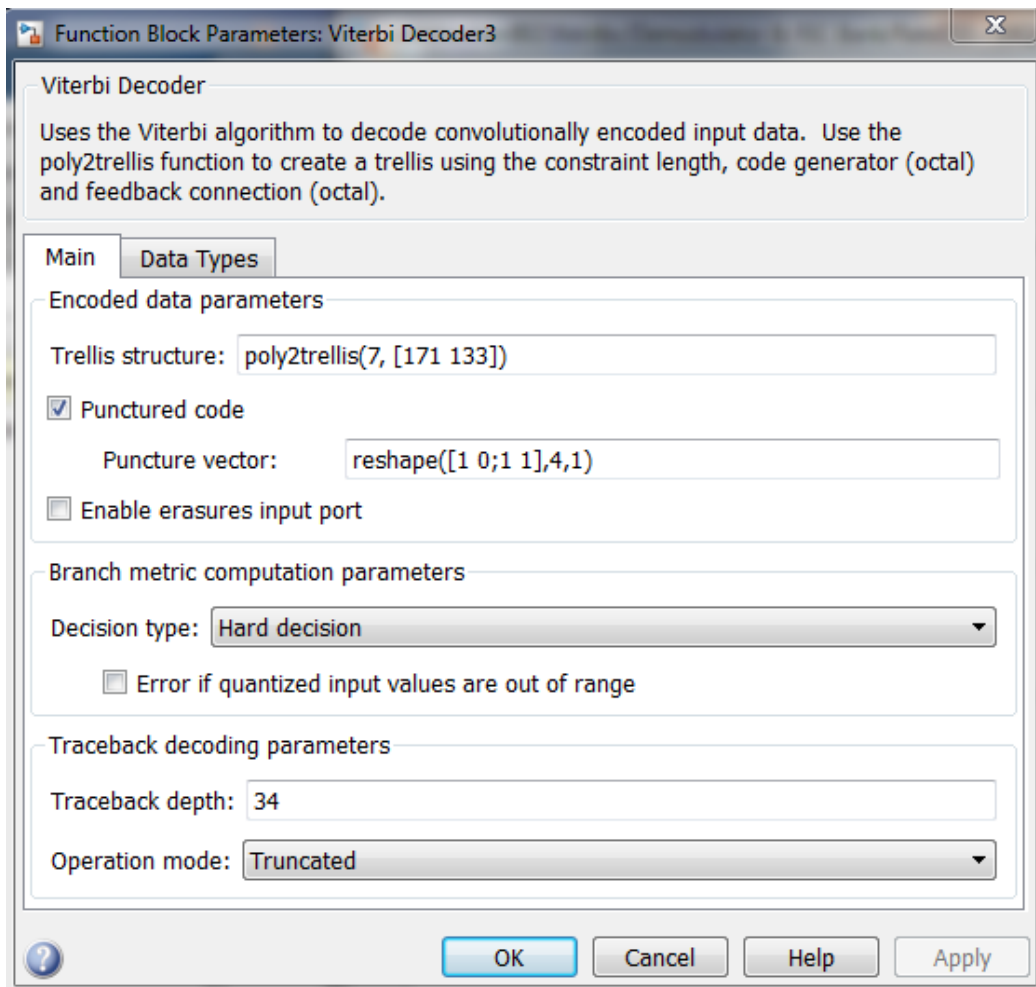


Рисунок 7.101 – Состав блока декодера Витерби «Viterbi Decoder 16QAM 1/2»

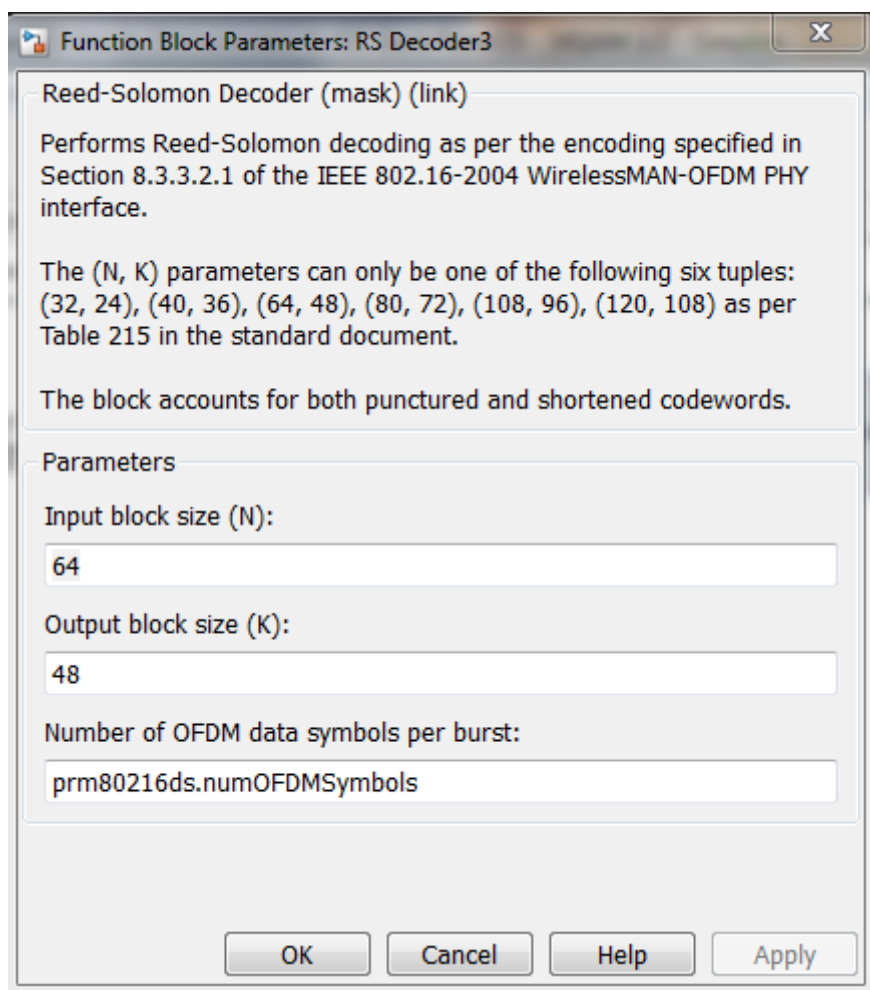


Рисунок 7.102 – Состав блока декодера Рида-Соломона «RS Decoder 16QAM 1/2»

В каждый момент времени, используемый вид модуляции и скорость кодирования (R) адаптируются под условия передачи. Блок «Adaptive Rate Control» анализирует уровень SNR в приемном устройстве и устанавливает параметры в соответствии с таблицей 3.2:

Таблица 7.16 – Изменение параметров модуляции и кодирования в зависимости от SNR

Вид модуляции и скорость кодирования	Отношение сигнал/шум в приемнике
BPSK	SNR < 4 дБ
QPSK, R=1/2	4 дБ < SNR < 10 дБ
QPSK, R=3/4	10 дБ < SNR < 12 дБ
16-QAM, R=1/2	12 дБ < SNR < 19 дБ
16-QAM, R=3/4	19 дБ < SNR < 22 дБ
64-QAM, R=1/2	22 дБ < SNR < 28 дБ
64-QAM, R=3/4	SNR > 28 дБ

Параметры OFDM-модулятора (блок «OFDM Modulator», рисунок 7.103).

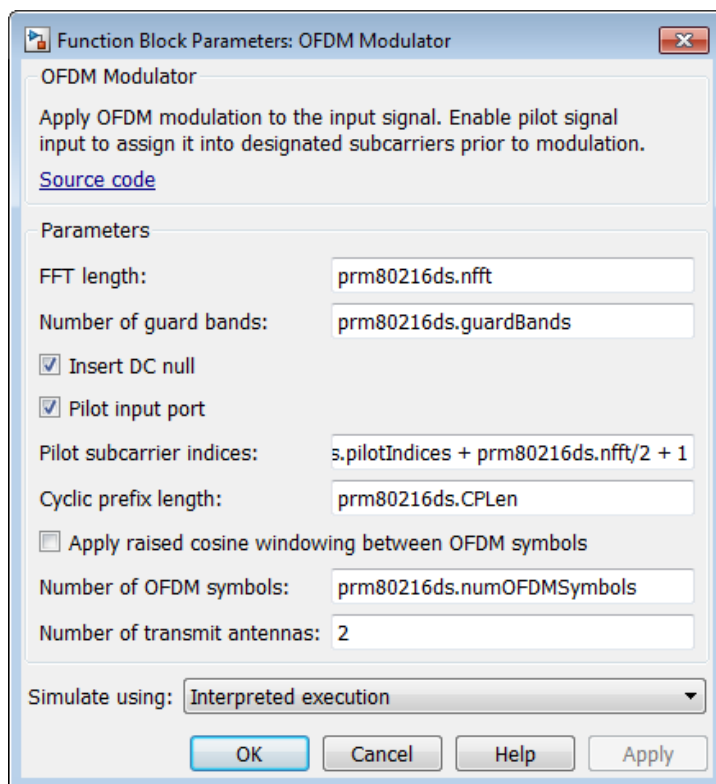


Рисунок 7.104 – Параметры системы, изменяемые в блоке «OFDM Modulator»

Параметры OFDM-демодулятора (блок «OFDM Demodulator», рисунок 7.105).

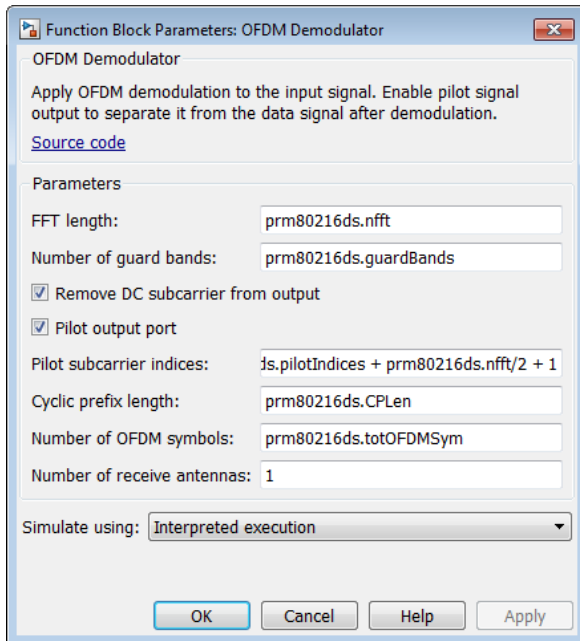


Рисунок 7.105 – Параметры системы, изменяемые в блоке «OFDM Demodulator»

Параметры канала MIMO (блок «MIMO Channel», рисунок 3.31).

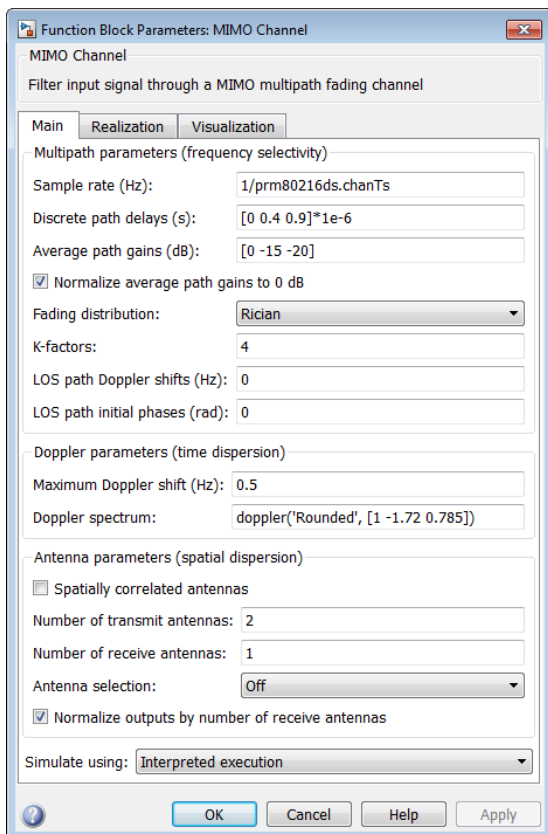


Рисунок 7.106 – Параметры системы, изменяемые в блоке «MIMO Channel»

Параметры канала AWGN (блок «AWGN Channel», рисунок 3.32).

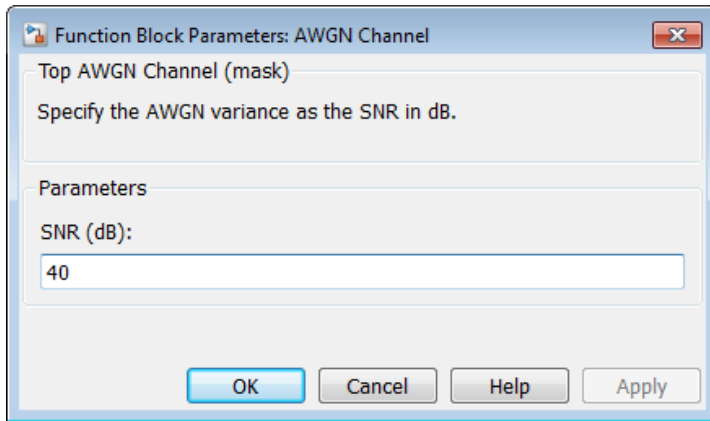


Рисунок 7.107 – Параметры системы, изменяемые в блоке «AWGN Channel»

Результаты работы и их анализ



Рисунок 7.108 – Спектр передаваемых сигналов, поступающих на соответствующую передающую антенну

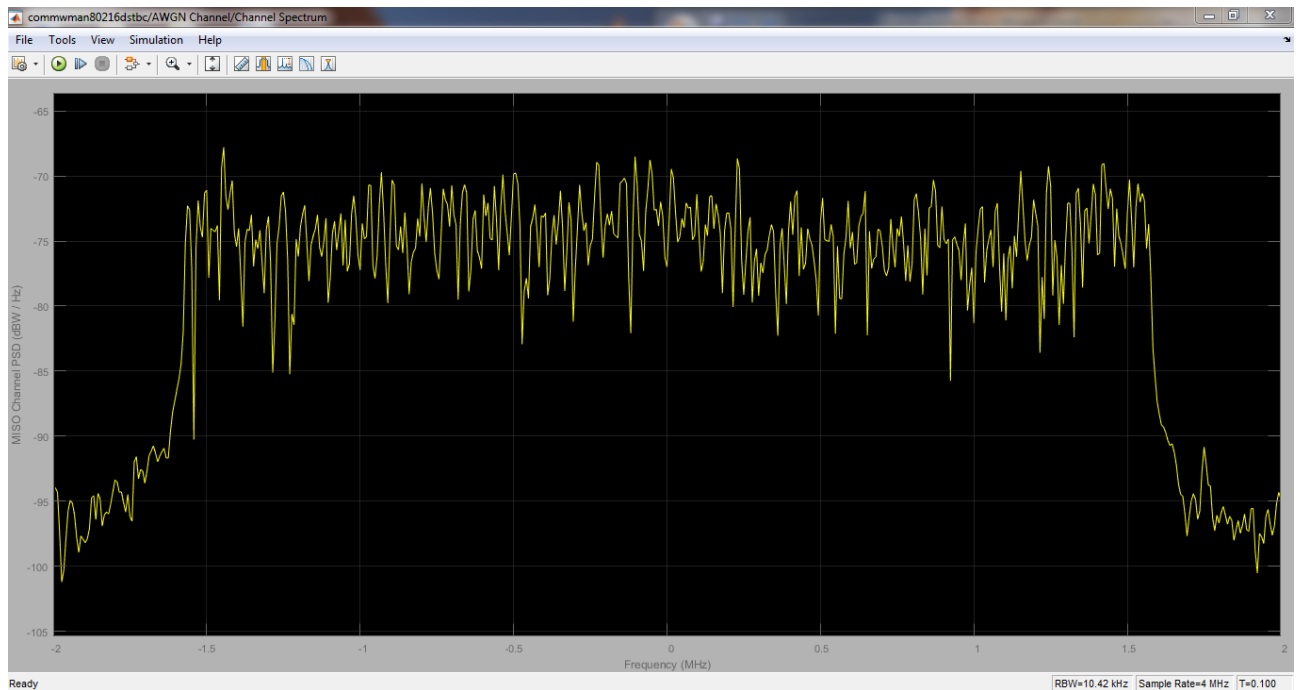


Рисунок 7.109 – Спектр принимаемого сигнала

Как было описано ранее, система адаптируется к условиям передачи, изменяя вид сигнально-кодовой конструкции сигнала (таблица 3.16). Необходимо исследовать поведение системы в зависимости от SNR в канале передачи (блок AWGN Channel), оформить полученные значения в виде графиков.

Созвездие принимаемого сигнала (BPSK):

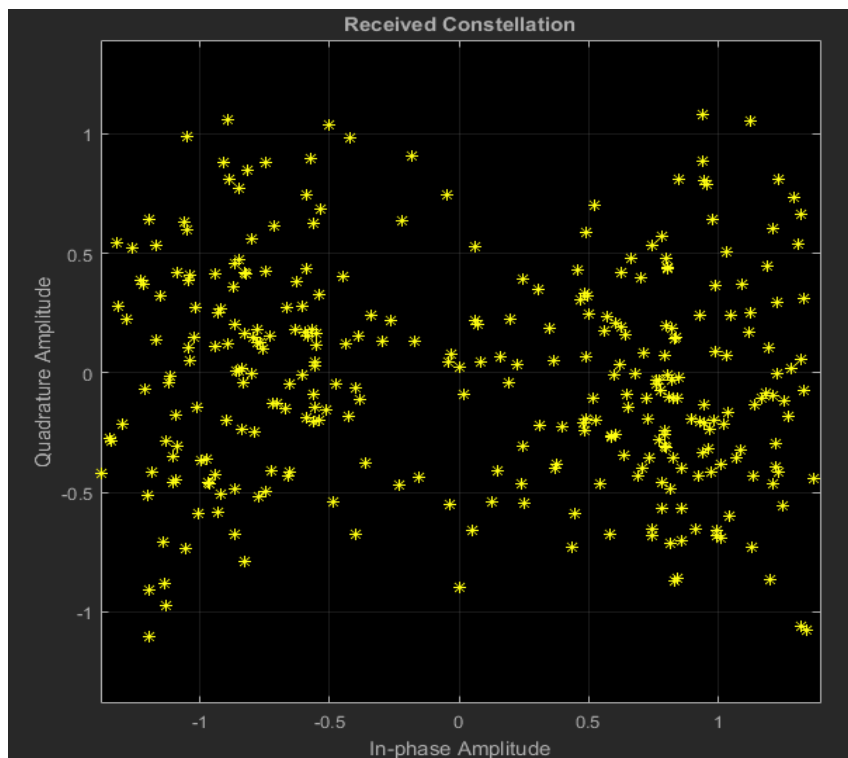


Рисунок 7.110 – Созвездие принимаемого сигнала (SNR = 2)

Созвездие принимаемого сигнала (QAM-4):

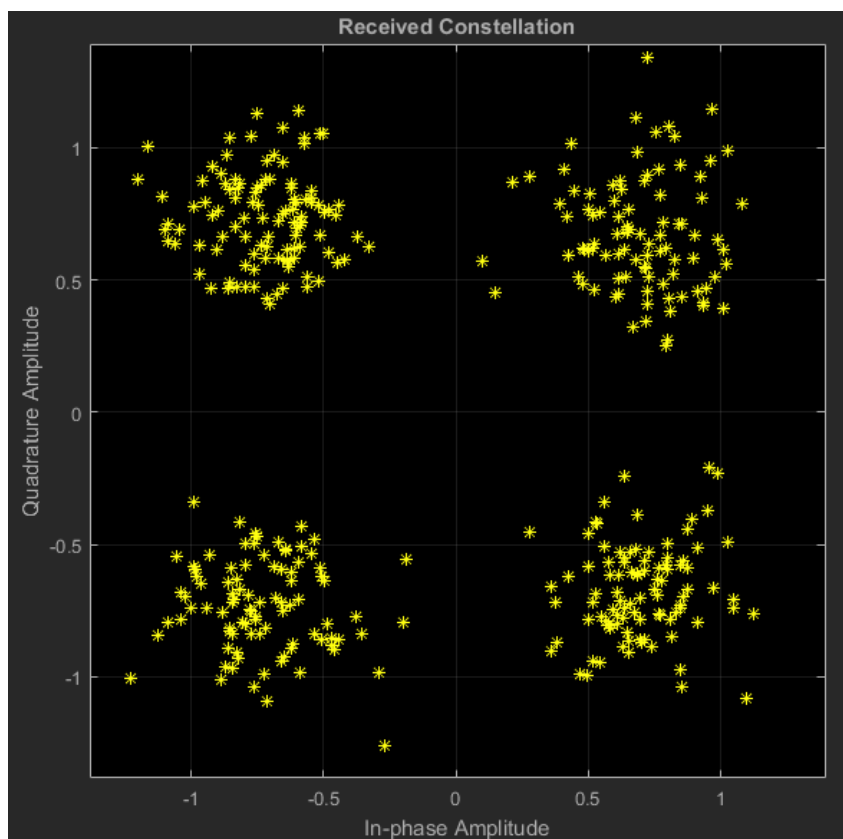


Рисунок 7.111 – Созвездие принимаемого сигнала (SNR = 11)

Созвездие принимаемого сигнала (QAM-16):

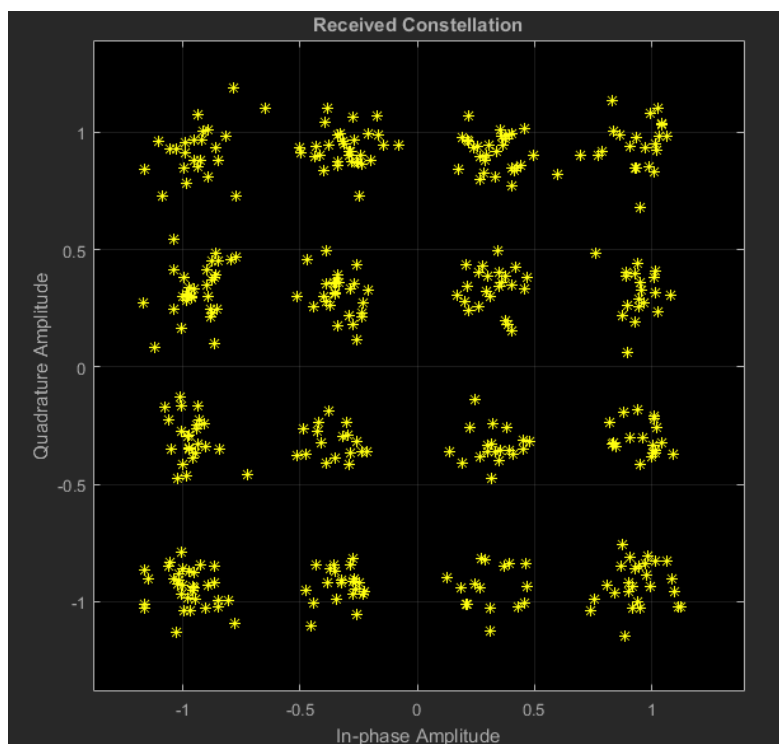


Рисунок 7.112 – Созвездие принимаемого сигнала (SNR = 18)

Созвездие принимаемого сигнала (QAM-64):

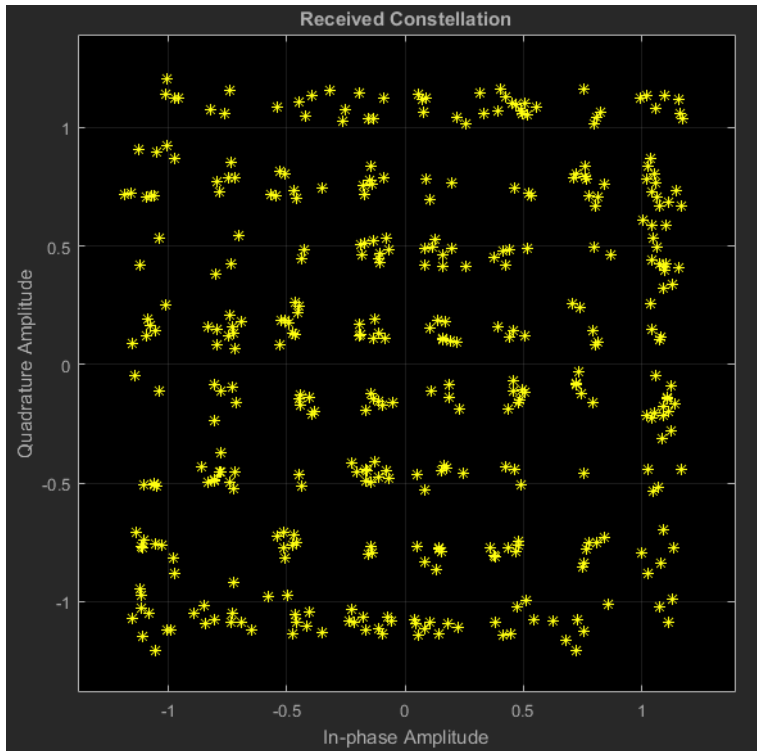


Рисунок 3.113 – Созвездие принимаемого сигнала (SNR = 22)

По данным блока «Bit Error Rate Display» можно построить график зависимости битовой вероятности ошибки (BER) от отношения сигнал/шум в канале (рисунок 3.38).

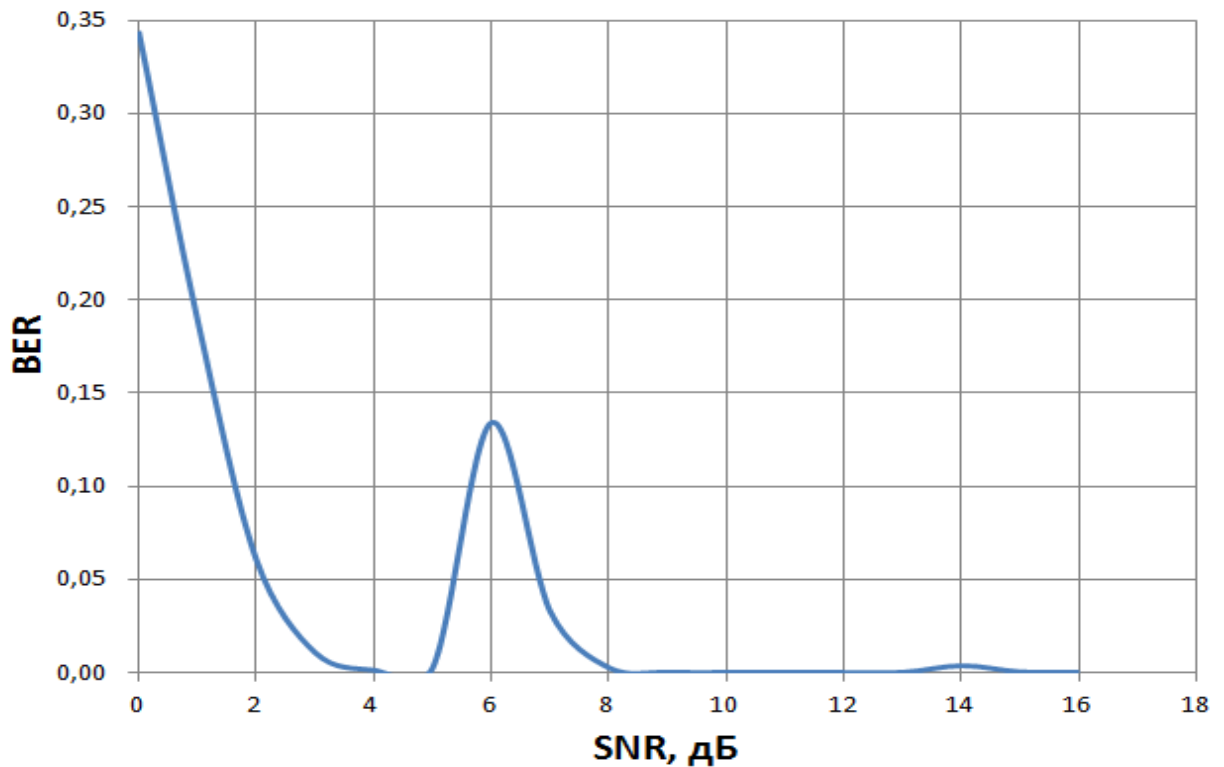


Рисунок 7.114 – Зависимость BER от SNR при использовании адаптивного изменения параметров.

Зависимости BER от SNR для каждого конкретного вида модуляции и скорости кодирования представлены на рисунке 3.39

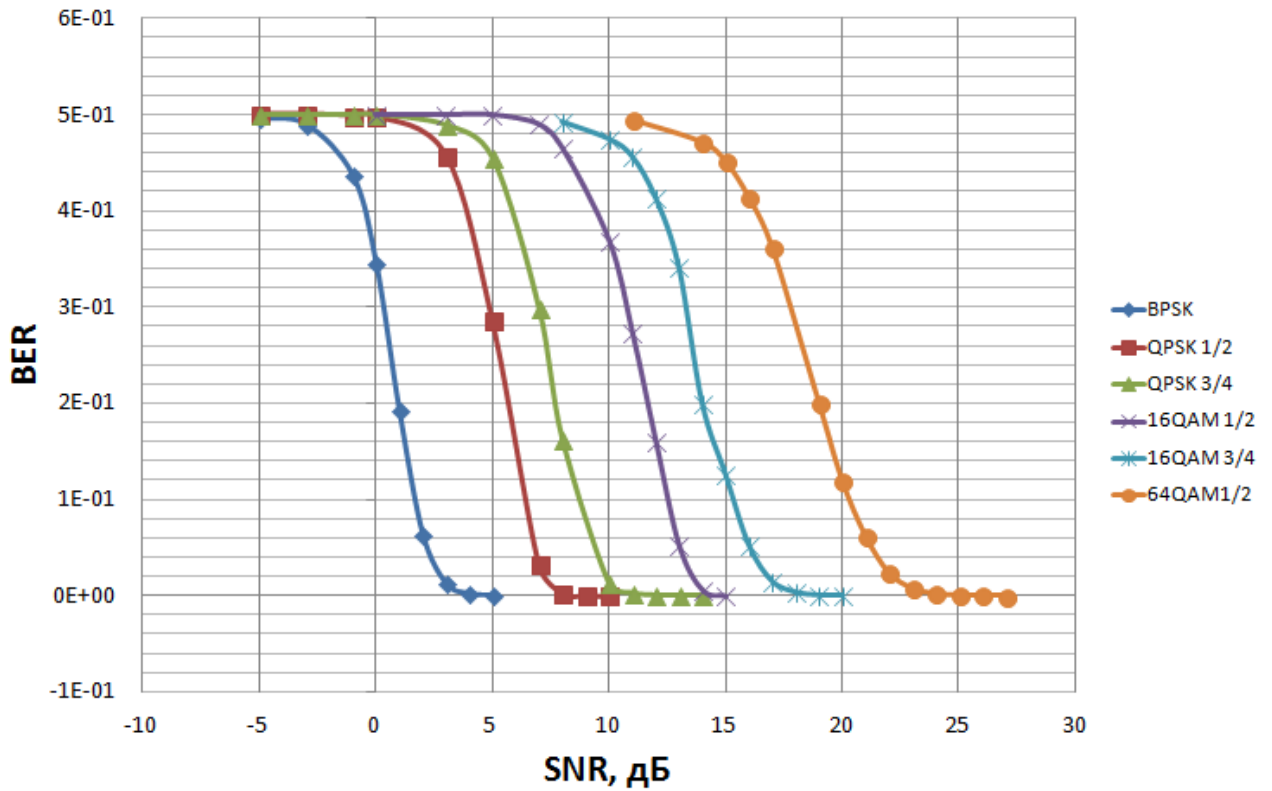


Рисунок 7.115 – Графики зависимости BER от SNR для отдельных видов модуляции и скорости кодирования.

Та же зависимость в логарифмическом масштабе:

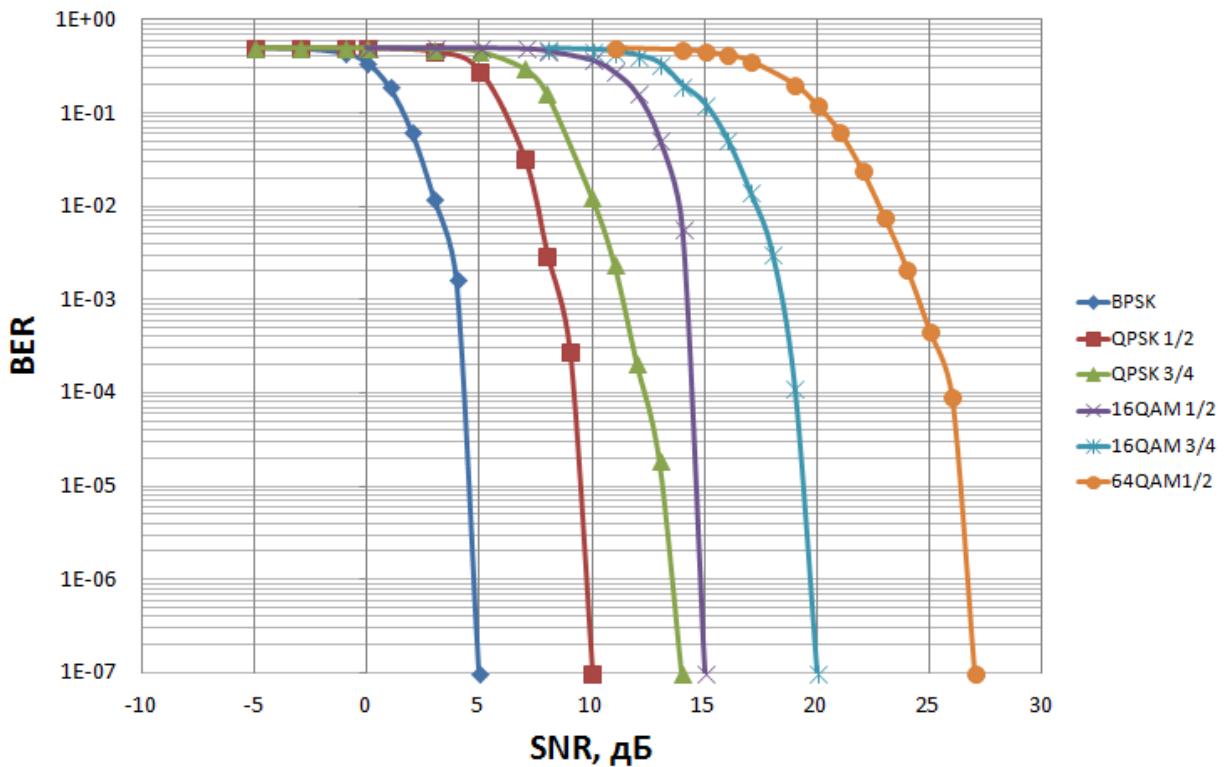


Рисунок 7.115 – Графики зависимости BER от SNR для отдельных видов модуляции и скорости кодирования. Логарифмическая шкала

Переход с одного вида модуляции на другой требует большей энергетике сигнала, но взамен происходит значительное увеличение скорости передачи. На рисунке 7.116 представлена зависимость принятого количества бит за 1 секунду (скорость передачи в Мбит/с) от SNR в канале.

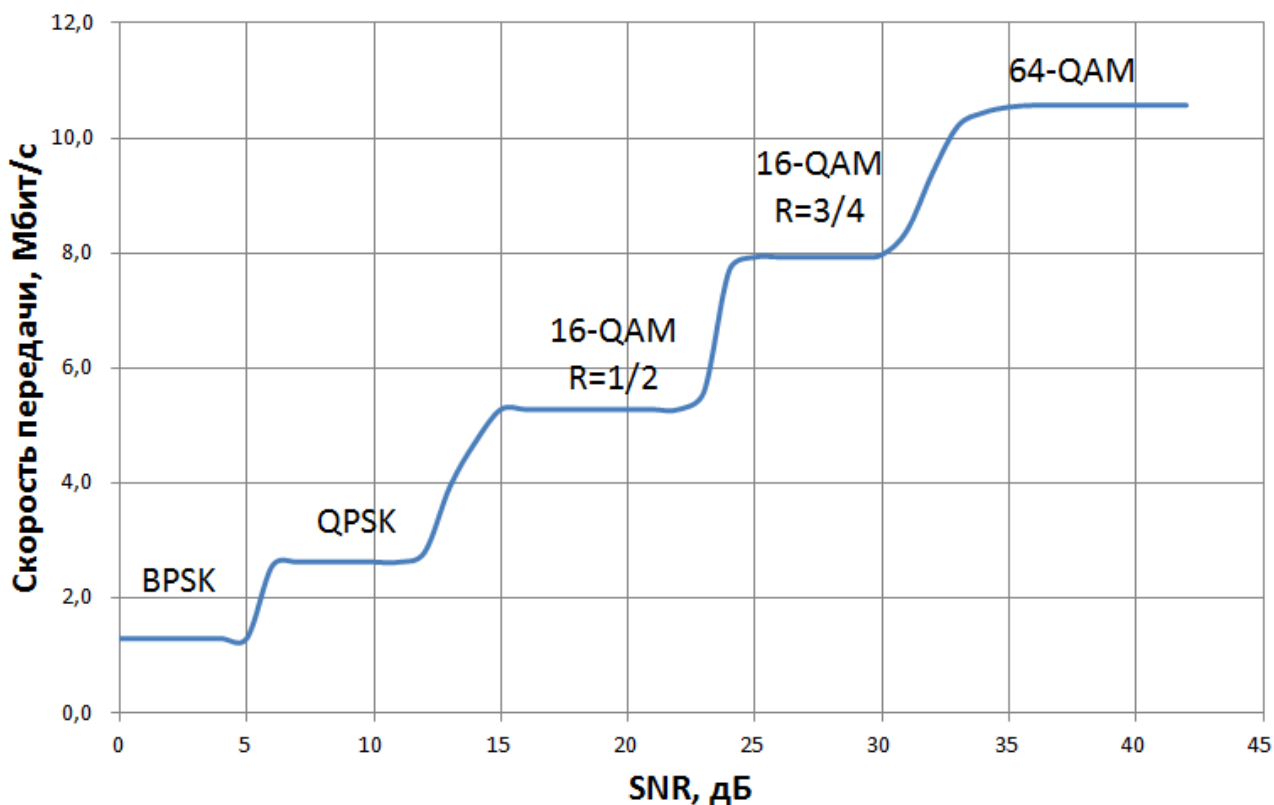


Рисунок 7.116 – График зависимости скорости передачи от SNR

После демодуляции и декодирования производится оценка SNR для принятых данных (блок «SNR Estimation»). Зависимость оцененного SNR от SNR в канале передачи приведена на рисунке 7.117

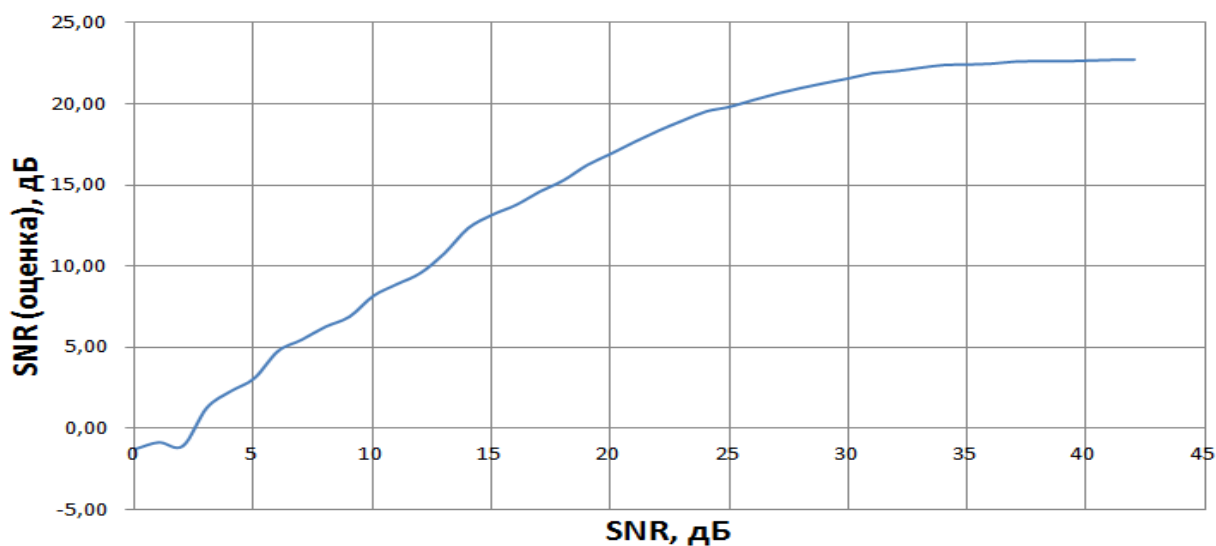


Рисунок 7.117 – График зависимости оценки SNR от SNR в канале передачи

В результате проделанной работы были получены теоретические знания об основах построения беспроводных сетей WiMAX на основе протокола IEEE 802.16-2004. Изучены сетевой, канальный и физический уровни данного протокола.

По результатам практического исследования модели физического уровня IEEE 802.16-2004 были сделаны следующие выводы:

1. Сравнивая рисунки 3.38 и 3.39 видно, что адаптивное изменение параметров системы в зависимости от SNR в канале приводит к уменьшению вероятности ошибок. Выбросы значений BER при SNR = 6 и 14 дБ происходят из-за перехода на менее помехозащищенные, но более скоростные виды модуляции.

2. Одновременно с этим происходит увеличение скорости передачи (рисунок 3.41). Скорость передачи изменяется от 1.25 Мбит/с при использовании BPSK до 11 Мбит/с при использовании 64-QAM.

3. По графику зависимости оценки SNR от реального SNR (рисунок 3.42), можно сделать вывод, что система работает наиболее стабильно (зависимость линейна) на участке 5...24 дБ. При SNR > 24 дБ более точная оценка канала не требуется (выбирается наименее помехоустойчивый метод модуляции – QAM-64 (в рамках стандарта)). При SNR < 6 дБ выбирается наиболее помехоустойчивый метод модуляции – BPSK.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №9

ТЕСТИРОВАНИЕ И ДИАГНОСТИКА СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ СТАНДАРТА IEEE 802. 20 (LTE) НА БАЗЕ ПО MATLAB

Целью раздела является приобретение и закрепление навыков организации и реализации в программной среде системы мобильной связи стандарта LTE, подробное изучение схем входящих в состав стандарта и программного обеспечения с которыми предстоит работать при выполнении курсового проекта, умения выбрать необходимые решения на основе требований технического задания.

Помимо теоритической части, задачей курсового проектирования является построение в программной среде схемы передачи информации от базовой станции (БС) к мобильной станции (МС) и ее анализ. Схема будет включать в свой состав: генератор бинарной последовательности, кодек, модулятор/демодулятор, канал связи, анализатор ошибок и т.д.

Основным отличием стандарта LTE от предыдущих стандартов сетей связи является применение «плоской» более упрощённой IP-архитектуры, которая способствует уменьшению задержек при установленной Интернет-сессии. В стандарте LTE использовано два принципиально новых метода увеличения пропускной способности. Первый заключается в применении технологии MIMO (Multiple Input Multiple Output), где передача и приём

сигнала осуществляется одновременно через несколько передающих и приёмных антенн. Таким образом, повышается скорость передачи данных в беспроводных сетях. Вторым методом заключается в применении OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) модуляции, использующей несколько поднесущих. Преимущество данного метода заключается также в том, что системы связи с LTE могут работать в отсутствии прямой видимости.

Стандарты 2G и 3G

Стандарт 2G (GSM)

Разработка стандарта GSM началась еще в 1982 году организацией по стандартизации CEPT (European Conference of Postal and Telecommunications Administrations). В 1991 году в Финляндии была введена в эксплуатацию первая в мире сеть GSM. Уже к концу 1993 года число абонентов, использующих этот стандарт, перевалило за миллион. К этому времени сети GSM были развернуты в 73 странах мира.

Сети стандарта GSM позволяют предоставлять широкий перечень услуг:

- Голосовые соединения
- Услуги передачи данных (до 384 кбит/сек благодаря технологии EDGE (дополнение технологии GPRS, в результате появилась передача данных с пакетной коммутацией, т.е. пакетный трафик отделяется от голосового))
- Передача коротких текстовых сообщений (SMS)
- Передача факсов
- Голосовая почта
- Конференцсвязь и мн. др.

Итак, рассмотрим основные элементы, входящие в состав системы GSM:

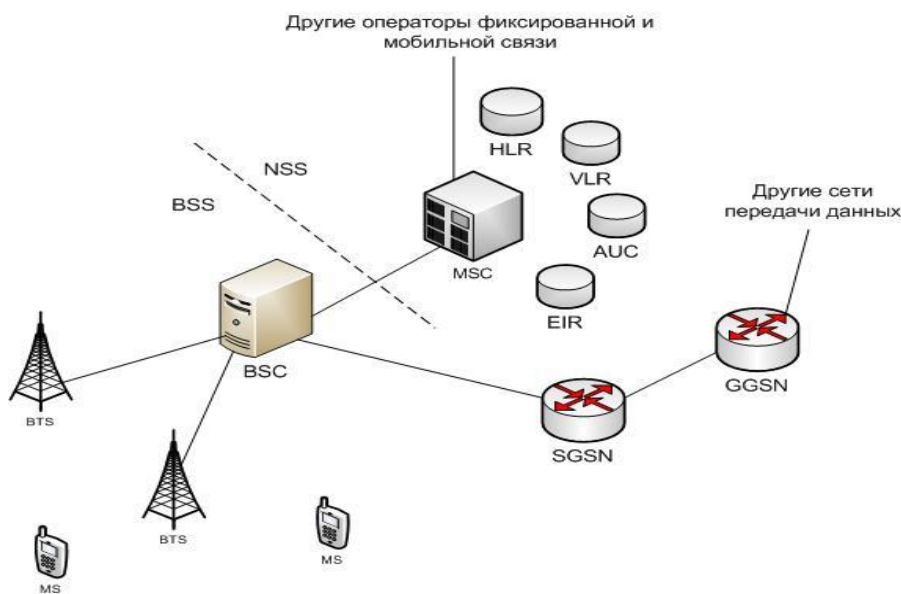


Рис. 7.118. Структура сети стандарта 2G (GSM)

Сеть GSM делится на 2 системы. Каждая из этих систем включает в себя ряд функциональных устройств, которые, в свою очередь являются компонентами сети мобильной радиосвязи.

Данными системами являются:

Система коммутации – Network Switching System (NSS).

Система базовых станций - Base Station System (BSS).

Система NSS выполняет функции обслуживания вызовов и установления соединений, а также отвечает за реализацию всех назначенных абоненту услуг. NSS включает в себя следующие функциональные устройства:

Центр коммутации мобильной связи (MSC).

Домашний регистр местоположения (HLR).

Визитный регистр местоположения (VLR).

Центр аутентификации (AUC).

Регистр идентификация абонентского оборудования (EIR).

Система BSS отвечает за все функции, относящиеся к радиоинтерфейсу. Эта система включает в себя следующие функциональные блоки:

Контроллер базовых станций (BSC).

Базовую станцию (BTS).

MS (т.е. телефон абонента (мобильная станция)) не принадлежит ни к одной из этих систем, но рассматривается как элемент сети.

Элементы сети, относящиеся к пакетной передаче данных:

SGSN – узел обслуживания абонентов.

GGSN – шлюзовой узел.

Стандарт 3G (UMTS)[2]

Разработка стандарта UMTS началась в 1992 году организацией по стандартизации ИМТ-2000. Впоследствии разработка этого стандарта была поручена 3GPP. Первая сеть UMTS была запущена в коммерческую эксплуатацию 1 декабря 2001 года в Норвегии. К маю 2010 года число абонентов переваливает за 540 миллионов по всему миру.

Скорость передачи данных для сетей UMTS может достигать 2Мбит/сек. Благодаря технологии HSDPA-High Speed Downlink Packet Access (3.5G), которая была внедрена в 2006 году максимальная скорость возросла до 14 Мбит/сек. Эти и другие преимущества UMTS позволяют предоставлять абонентам широкий перечень услуг: видеозвонки, видеоконференции, высококачественные голосовые звонки, загрузка файлов с высокой скоростью, сетевые игры, мобильная коммерция и мн. др.

Рассмотрим структуру системы UMTS и ее основные отличия от стандарта второго поколения GSM.

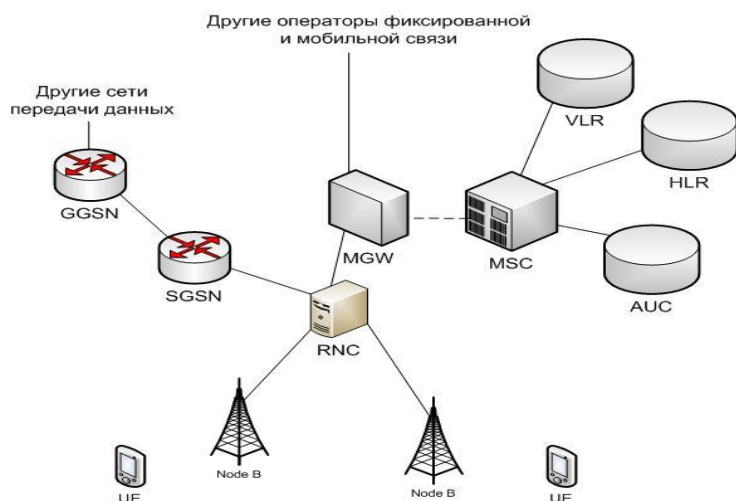


Рис. 7.119. Структура сети стандарта 3G (UMTS)

Подсистема коммутации

В первых релизах стандарта UMTS (R99, R4) подсистема коммутации не отличалась по своей структуре от той же подсистемы сетей второго поколения. В нее входили MSC – Mobile Switching Centre, который выполнял функции коммутации, установления соединения, тарификации и др., а также ряд регистров HLR, VLR, AUC, которые предназначены для хранения абонентских данных. В более поздних релизах (R5, R6, R7, R8) функции MSC были разделены между двумя устройствами: MSC-Server и MGW (Media gateway). MSC-Server отвечает за установление соединений, тарификацию, выполняет некоторые функции аутентификации. MGW представляет собой коммутационное поле, подчиненное MSC-Server.

Подсистема базовых станций:

В сети UMTS по сравнению с сетью GSM наибольшие изменения претерпела подсистема базовых станций. Отмеченные выше преимущества достигаются в первую очередь за счет новой технологии передачи информации между базовой станцией и телефоном абонента.

Итак, рассмотрим основные элементы, входящие в подсистему базовых станций:

RNC (Radio Network Controller) – контроллер сети радиодоступа системы UMTS. Он является центральным элементом подсистемы базовых станций и выполняет большую часть функций: контроль радиоресурсов, шифрование, установление соединений через подсистему базовых станций, распределение ресурсов между абонентами и др. В сети UMTS контроллер выполняет гораздо больше функций, нежели в системах сотовой связи второго поколения.

NodeB – базовая станция системы сотовой связи стандарта UMTS. Основной функцией NodeB является преобразование сигнала, полученного от RNC в широкополосный радиосигнал, передаваемый к телефону. Базовая станция не принимает решений о выделении

ресурсов, об изменении скорости к абоненту, а лишь служит мостом между контроллером и оборудованием абонента, и она полностью подчинена RNC.

Оборудование абонента получило название UE (User Equipment (мобильная станция)). Тем самым подчеркивается, что в отличие от предшествующих стандартов в UMTS может быть не только обычный телефон, но и смартфон, ноутбук, стационарный компьютер и т.п.

Пакетные данные в сети UMTS передаются от MGW к известному нам по системе GSM элементу SGSN (узел обслуживания абонентов), после чего через GGSN (шлюзовой узел) поступают к другим внешним сетям передачи данных, например Internet. Как правило, SGSN и GGSN сети GSM применяются для тех же целей и в сети UMTS. Производится только коррекция программного обеспечения данных элементов.

Стандарт LTE и его отличие от предыдущих стандартов

Стандарты третьего поколения позволяют предоставить широкий перечень мультимедийных услуг и поддерживают скорости передачи данных до 14Мбит/сек. Это вполне соответствует запросам абонентов в настоящее время. Однако, объемы передаваемой информации в телекоммуникационных сетях растут с каждым днем. Чтобы удовлетворить потребности пользователей по скорости передачи данных и набору услуг, хотя бы на 20 лет вперед необходим новый стандарт, уже четвертого поколения.

Работа над первым стандартом четвертого поколения - LTE (Long Term Evolution) началась в 2004 году организацией 3GPP. Главными требованиями, которые предъявлялись в процессе работы над стандартом были следующие:

- Скорость передачи данных выше 100 Мбит/сек.
- Высокий уровень безопасности системы.
- Высокая энергоэффективность.
- Низкие задержки в работе системы.
- Совместимость со стандартами второго и третьего поколений.

В конце 2009 года в Швеции была запущена в коммерческую эксплуатацию первая сеть стандарта LTE.

Сети LTE поддерживают скорости передачи данных до 326,4 Мбит/сек. К примеру, загрузка фильма в хорошем качестве займет менее одной минуты. Таким образом, верхняя планка по скорости передачи данных практически снимается.

Рассмотрим структуру сети LTE:

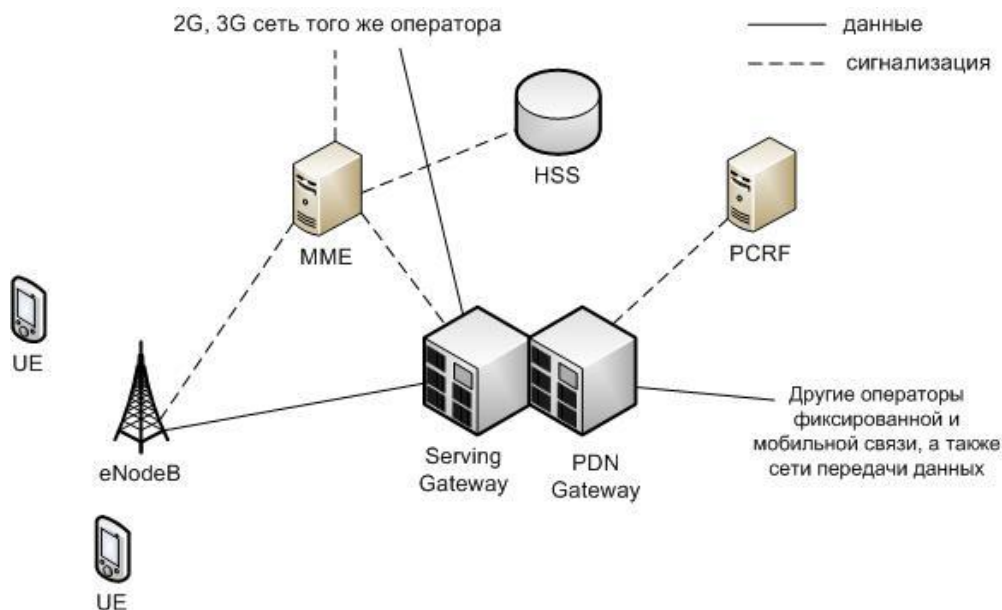


Рис. 7.120. Структура сети стандарта LTE

Из схемы сети LTE, представленной выше, уже видно, что структура сети сильно отличается от сетей стандартов 2G и 3G. Существенные изменения претерпела и подсистема базовых станций, и подсистема коммутации. Была изменена технология передачи данных между оборудованием пользователя и базовой станцией. Также подверглись изменению и протоколы передачи данных между сетевыми элементами. Вся информация (голос, данные) передается в виде пакетов. Таким образом, уже нет разделения на части обрабатывающие либо только голосовую информацию, либо только пакетные данные.

Можно выделить следующие основные элементы сети стандарта LTE:

Serving SAE Gateway или просто Serving Gateway (SGW) – обслуживающий шлюз сети LTE. Предназначен для обработки и маршрутизации пакетных данных поступающих из/в подсистему базовых станций. По сути, заменяет MSC (выполняет функции коммутации, установления соединения, тарификации), MGW (представляет собой коммутационное поле) и SGSN (узел обслуживания абонентов пакетной сети передачи данных) сети UMTS (3G). SGW имеет прямое соединение с сетями второго и третьего поколений того же оператора, что упрощает передачу соединения в/из них по причинам ухудшения зоны покрытия, перегрузок и т.п.

Public Data Network (PDN) SAE Gateway или просто PDN Gateway (PGW) – шлюз к/от сетей других операторов. Если информация (голос, данные) передаются из/в сети данного оператора, то они маршрутизируются именно через PGW.

Mobility Management Entity (MME) – узел управления мобильностью. Предназначен для управления мобильностью абонентов сети LTE.

Home Subscriber Server (HSS) – сервер абонентских данных. HSS представляет собой объединение VLR (гостевой регистр местоположения), HLR (домашний регистр

местоположения), AUC (центр аутентификации абонентов) выполненных в одном устройстве.

Policy and Charging Rules Function (PCRF) – узел выставления счетов абонентам за оказанные услуги связи.

Все перечисленные выше элементы относятся к системе коммутации сети LTE. В системе базовых станций остался лишь один знакомый нам элемент – базовая станция, которая получила название eNodeB. Этот элемент выполняет функции и базовой станции, и контроллера базовых станций сети LTE. За счет этого упрощается расширение сети, т.к. не требуется расширение емкости контроллеров или добавления новых. Мобильная станция представлена – UE.

Интерфейсы между узловыми элементами в сетях стандарта LTE

Структура сети стандарта LTE претерпела значительные изменения по сравнению с сетями предыдущих поколений. Это повлияло также и на изменение интерфейсов между узлами сети. На рисунке ниже представлена общая модель сети стандарта LTE и ее основные интерфейсы.

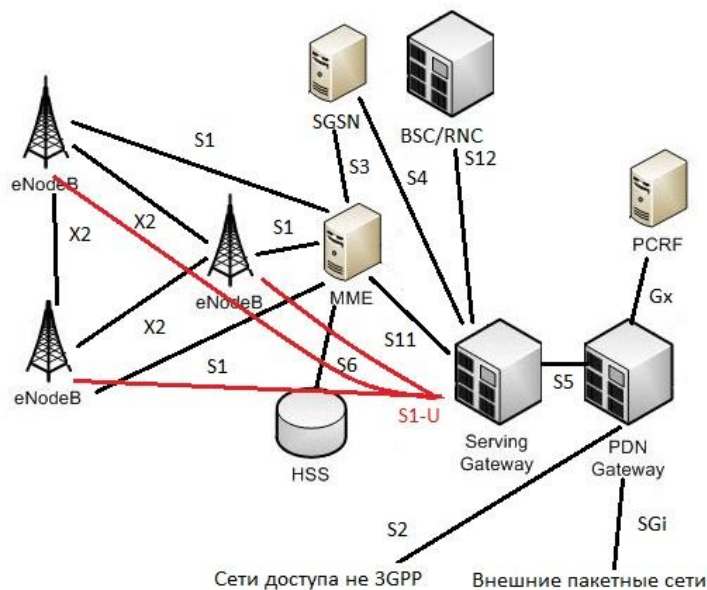


Рис. 7.121. Интерфейсы сети стандарта LTE

Рассмотрим основные интерфейсы сети LTE:

X2 - интерфейс между eNodeB. Базовые станции в сети LTE соединены по принципу «каждый с каждым».

S1 – интерфейс связывающий подсистему базовых станций E-UTRAN и MME. По данному интерфейсу передаются данные управления.

S1-U – интерфейс между E-UTRAN и SAE, по которому передаются пользовательские данные.

S2 – интерфейс для организации соединения между PDN-Gateway и сетями доступа, которые не разрабатывались 3GPP.

S3 – интерфейс, предоставляющий прямое соединение SGSN и MME. Он служит для передачи данных управления для обеспечения мобильности между LTE и 2G/3G сетями.

S4 – интерфейс, связывающий SAE и SGSN. Он служит для передачи пользовательских данных для обеспечения мобильности между LTE и 2G/3G сетями.

S5 – интерфейс между SAE и PDN-Gateway. S5 предназначен для передачи пользовательских данных между SAE и PDN-Gateway.

S6 – интерфейс между MME и HSS. Он используется для передачи данных абонентского профиля, а также осуществления процедур аутентификации в сети LTE.

Gx – интерфейс между PDN-Gateway и PCRF. Gx предназначен для передачи правил тарификации от PCRF к PDN-Gateway.

SGi - интерфейс между PDN-Gateway и внешними IP-сетями.

Принципы построения радиointерфейса LTE в Downlink (от БС к МС)

Одной из главных отличительных особенностей стандарта LTE, которая позволяет достигать высоких скоростей передачи данных является изменение принципов построения интерфейса от eNodeB (БС) до UE (МС) на линии «вниз». Рассмотрим главные особенности этого интерфейса и постараемся выделить основные качественные отличия, которые отличают этот стандарт от других.

В сетях связи стандарта LTE в Downlink (DL) используется модуляция OFDM – Orthogonal Frequency Devision Multiplexing– ортогональная частотная модуляция. Этот тип модуляции определяет и принцип доступа OFDMA - Orthogonal Frequency Devision Multiple Access – множественный доступ с ортогональным частотным разделением каналов. Суть его заключается в том, что все частотно-временное поле, выделенное для работы оператора, разделяется на небольшие блоки. Причем они небольшие как по частоте (15 кГц), так и по времени (0,5 мс). Сеть распределяет эти блоки между абонентами в зависимости от их потребностей и возможностей сети. Таким образом, обеспечивается максимально эффективное использование ресурсов.

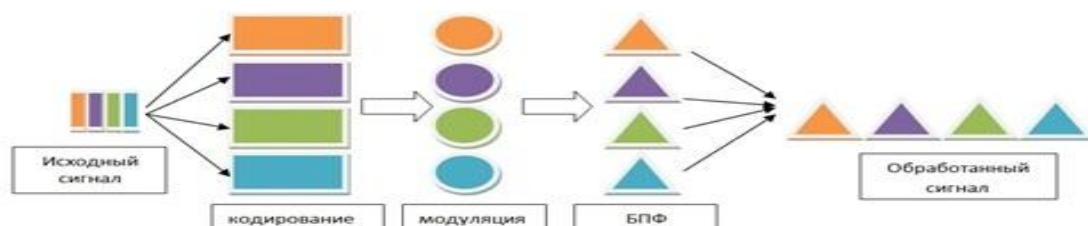


Рис. 7.122. OFDM – модулятор

Ниже перечислены главные шаги преобразования сигнала в OFDM модуляторе.

1) Разделение исходного потока бит на параллельные потоки.

2) Кодирование помехоустойчивым кодом, в процессе которого значительно увеличивается число символов в отдельных потоках.

3) Манипуляция выбранным в данный конкретный момент способом модуляции: QPSK, 16QAM, 64QAM.

4) Перемножение полученной последовательности каждого потока на свою поднесущую. Эта операция является ключевой и будет рассмотрена ниже.

5) Объединение сигналов и передача в эфир.

Умножение сигнала на свою поднесущую перемещает сигнал в нужное частотное пространство. Также на этом этапе происходит преобразование сигнала из временной области в частотную. Это выполняется благодаря БПФ – быстрому преобразованию Фурье. Эти две процедуры позволяют добиться максимально близкого размещения сигналов в частотной области и сократить до минимума защитные интервалы. Это достигается благодаря тому, что поднесущие выбираются ортогональными (на практике квазиортогональными), и отдельные потоки относительно легко выделить на приемной стороне.

Кроме использования OFDMA в LTE – есть еще одно важное новшество: обязательное (в отличие от UMTS) использование MIMO - Multiple Input Multiple Output – множественный вход множественный выход. При этом информационный поток направляется между сторонами обмена информации несколькими «путями», что обеспечивает более эффективное использование частотно-временного ресурса.

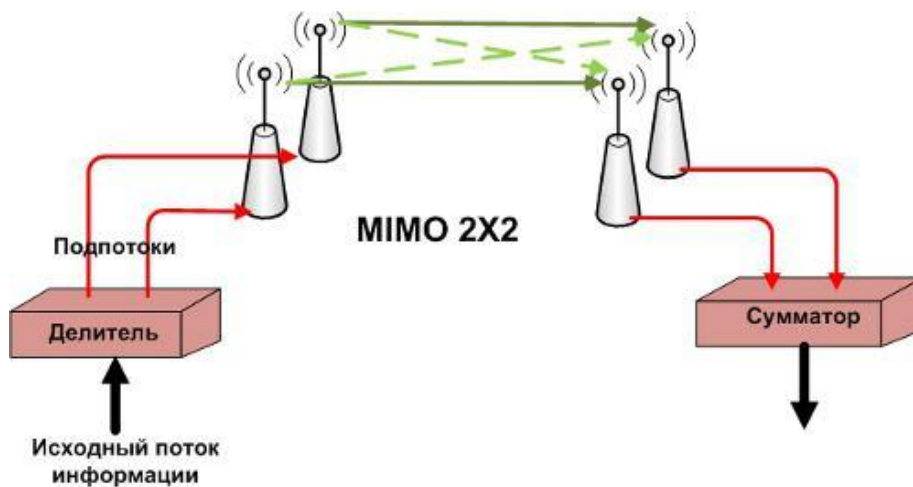


Рис. 7.123. MIMO 2x2

Эти два важных изменения позволяют добиться скорости передачи данных в Downlink свыше 100 Мбит/сек. Задержки передачи данных не превышают 20 мс. Для сравнения в

UMTS скорости передачи данных редко поднимаются свыше 20 Мбит/сек, а задержки могут колебаться от 40 до 100 мс.

Принципы построения радиointерфейса LTE в Uplink (от МС к БС)

В сетях связи стандарта LTE скорость передачи данных в направлении от UE (МС) к eNodeB (БС) может достигать 50 Мбит/сек, а задержки не превышают 10мс. Эти показатели на много превышают значения в сетях третьего поколения и практически сравнялись с проводными выделенными каналами связи. Рассмотрим главные особенности построения радиointерфейса Uplink в стандарте LTE.

В отличие от радиointерфейса Downlink, где информация одного пользователя может передаваться на разных поднесущих, в Uplink данные каждого пользователя передаются в одной полосе частот, причем в одно и то же время. Однако это не означает, что информационные потоки накладываются друг на друга и необратимо искажаются. Это обеспечивается благодаря использованию множественного доступа с частотным разделением с единственной несущей частотой SC-FDMA (Single Carrier Frequency Devision Multiple Access). Рассмотрим основные принципы работы SC-FDMA – модулятора.

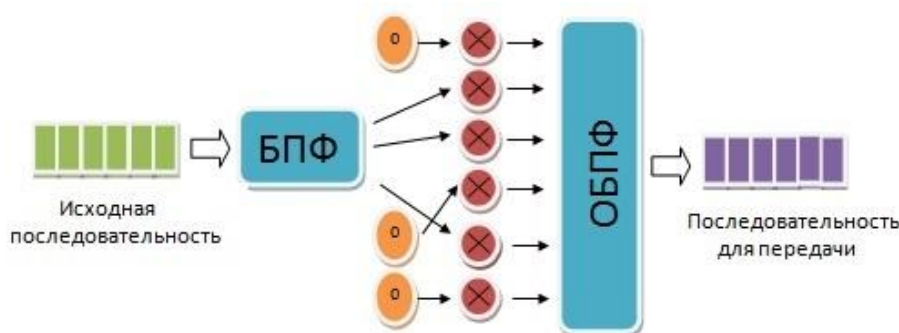


Рис. 7.123 - SC-FDMA – модулятор

Первым этапом исходная информационная последовательность, предназначенная для передачи от абонента, преобразуется в частное представление с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ). Далее, в зависимости от скорости потока от данного абонента, сеть выделяет UE (МС) несколько поднесущих, среди которых распределяются преобразованный поток. Те поднесущие, которые используют другие пользователи не занимают в данном абонентском терминале, а соответствующие поднесущие перемножаются с «0». После обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ) модулированные потоки объединяются и переводятся обратно во временную область. Несмотря на то, что данные передаются от разных устройств в сети в одно и то же время в одной и той же полосе частот, на приемной стороне после обратных сказанным выше процедур, можно выделить информационные потоки от отдельных UE (МС).

Благодаря использованию SC-FDMA в системе LTE удалось достигнуть трехкратного увеличения спектральной эффективности на линии «вверх», по сравнению с сетями 3G.

Логические каналы на радиointерфейсе в LTE

Одной из важнейших составляющих радиointерфейса любой подвижной системы связи, которая обеспечивает заданные характеристики ее работы, является структура логических, транспортных и физических каналов. Рассмотрим логические параметры сети связи LTE.

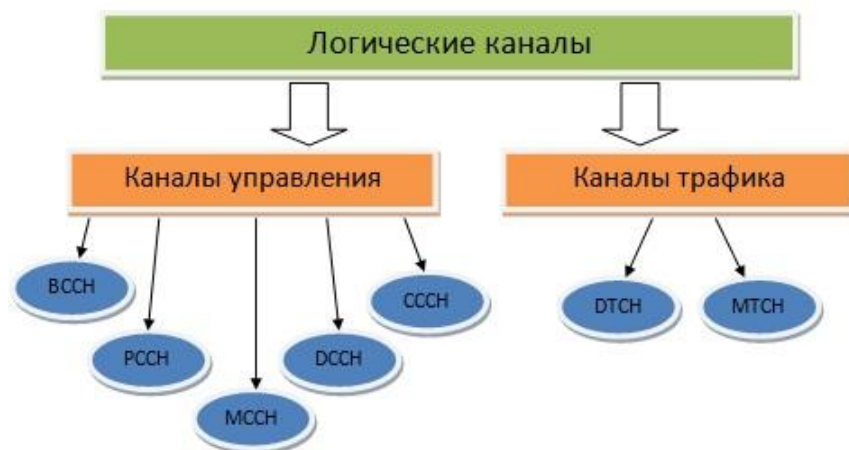


Рис. 7.124. Логические каналы LTE

Логические каналы подразделяются по типам передаваемой информации на каналы управления и на трафиковые каналы.

К каналам управления относятся:

- BCCH (Broadcast Control Channel) – вещательный канал управления – служит для передачи системной служебной информации в Downlink.

- PCCH (Paging Control Channel) – пейджинговый канал управления – предназначен для передачи пейджинговых сообщений к UE (MC) от eNodeB (BC).

- MCCH (Multicast Control Channel) – многопользовательский канал управления – необходим для передачи служебной информации одновременно к нескольким абонентским устройствам.

- DCCH (Dedicated Control Channel) – выделенный канал управления – служит для передачи служебной информации между конкретным абонентским устройством и сетью.

- CCCH (Common Control Channel) – общий канал управления – предназначен для обмена служебной информацией между UE (MC) и сетью в процедурах начального доступа UE (MC) в сеть до организации выделенного канала.

К трафиковым каналам относятся:

- DTCH (Dedicated Traffic Channel) – выделенный трафиковый канал – основной канал для передачи пользовательских данных между одним конкретным UE (MC) и сетью.

□ MTCN (Multicast Traffic Channel) – многопользовательский трафиковый канал – служит для передачи широковещательной трафиковой информации. Хорошим примером использования этого канала может служить трансляция радио или ТВ-программ.

Транспортные каналы на радиointерфейсе в LTE

На радиointерфейсе в сети стандарта LTE применяется стек каналов для передачи данных между абонентским терминалом и сетью. Низший уровень в этом стеке образуют физические каналы. По ним передаются транспортные, которые в свою очередь несут логические каналы.



Рис. 7.125. Транспортные каналы LTE

Рассмотрим виды транспортных каналов на радиointерфейсе сети стандарта LTE. Все транспортные каналы можно классифицировать по направлению передачи: Uplink (от UE (MC) к eNodeB (BC)) и Downlink (от eNodeB (BC) к UE (MC)).

К транспортным каналам в Downlink относятся:

- BCH (Broadcast Channel) – широковещательный канал.
- PCH (Paging Channel) – канал для пейджинга.
- DL-SCH (Downlink Shared Channel) – общий канал для передачи данных вниз.
- MCH (Multicast Channel) – многопользовательский канал.

К транспортным каналам в Uplink относятся:

- RACH (Random Access Channel) – канал случайного доступа.
- UL-SCH (Downlink Shared Channel) – общий канал для передачи данных вверх.

Как было сказано выше, транспортные каналы передаются в логических каналах. На рисунке ниже представлена связь между логическими и транспортными каналами в LTE.

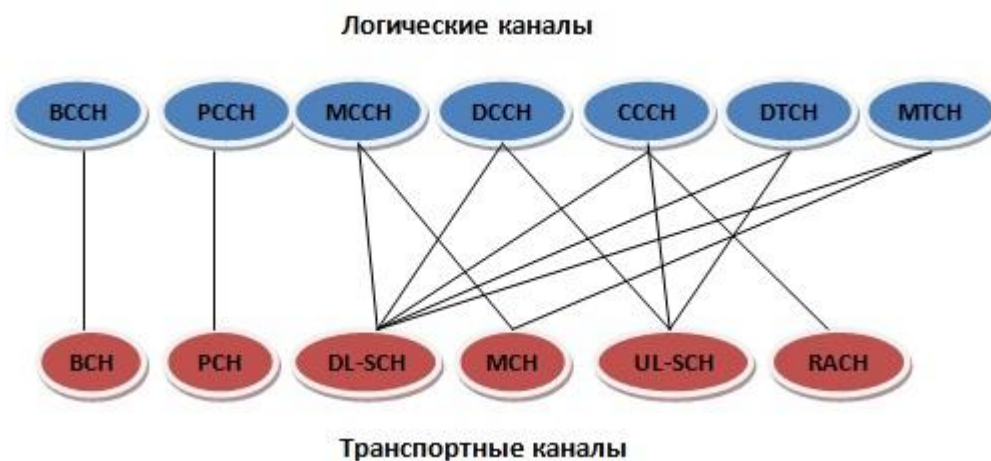


Рис. 7.126. Связь логических и транспортных каналов

Физические каналы на радиointерфейсе в LTE

Информация между UE (МС) и eNodeB (БС) передается не произвольным образом, а через четко организованную структуру каналов. Рассмотрим классификацию, виды и назначение физических каналов в сети LTE.



Рис. 7.127. Физические каналы LTE

Физические каналы можно классифицировать по направлению передачи информации: Downlink и Uplink.

К физическим каналам в Downlink относятся:

PDSCH (Physical Downlink Shared Channel) - физический распределенный канал в направлении «вниз» - служит для высокоскоростной передачи мультимедийной информации.

PDCCH (Physical Downlink Control Channel) – физический канал управления в направлении «вниз» - предназначен для передачи информации для управления конкретным UE (МС).

CCPCH (Common Control Physical Channel) – общий физический канал управления – необходим для передачи общей для всех информации.

К физическим каналам в Uplink относятся:

PRACH (Physical Random Access Channel) – физический канала произвольного доступа – служит для первичного доступа в сеть.

PUCCH (Physical Uplink Control Channel) – физический канал управления в направлении «вверх» - необходим для передачи служебной информации от конкретной UE (МС) к eNodeB (БС).

PUSCH (Physical Uplink Shared Channel) – физический распределенный канал в направлении «вверх» - предназначен для высокоскоростной передачи данных в Uplink.

Связь между транспортными и физическими каналами представлена на рисунке ниже.

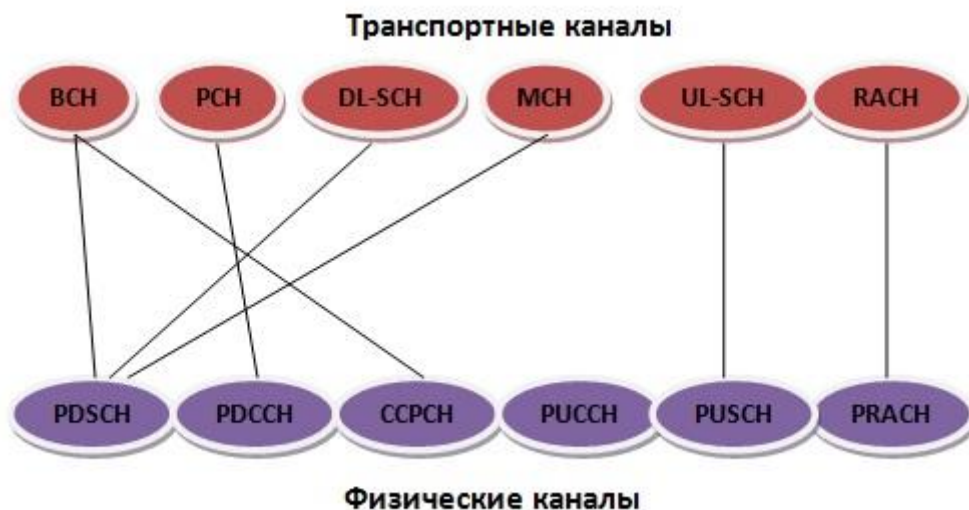


Рис. 7.128. Связь физических и транспортных каналов

Основные параметры LTE

Таблица 7.17. Основные параметры LTE

Название параметра	Параметр
Uplink (UL): восходящее соединение	SC-FDMA
Downlink (DL): нисходящее соединение	OFDMA
Ширина частотного диапазона, МГц	1,4; 3, 5; 10; 15; 20
Минимальный интервал между кадрами, мс	1
Шаг (частотный интервал) между поднесущими, кГц	15

Стандартная длина префикса CP, мкс	4,7
Увеличенная длина префикса CP, мкс	16,7
Схемы модуляции (Uplink)	BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM
Схемы модуляции (Downlink)	QPSK, 16QAM, 64QAM
Пространственное мультиплексирование	Один канал для Uplink-трафика на каждый абонентский терминал; До 4 каналов для Downlink-трафика на каждый абонентский терминал; MU-MIMO с поддержкой для восходящего (Uplink) и нисходящего (Downlink) соединений

Практическая реализация

Как было сказано выше, на практике будет реализован канал Downlink системы мобильной связи стандарта LTE. Структура данного канала представлена на рисунке 7.129

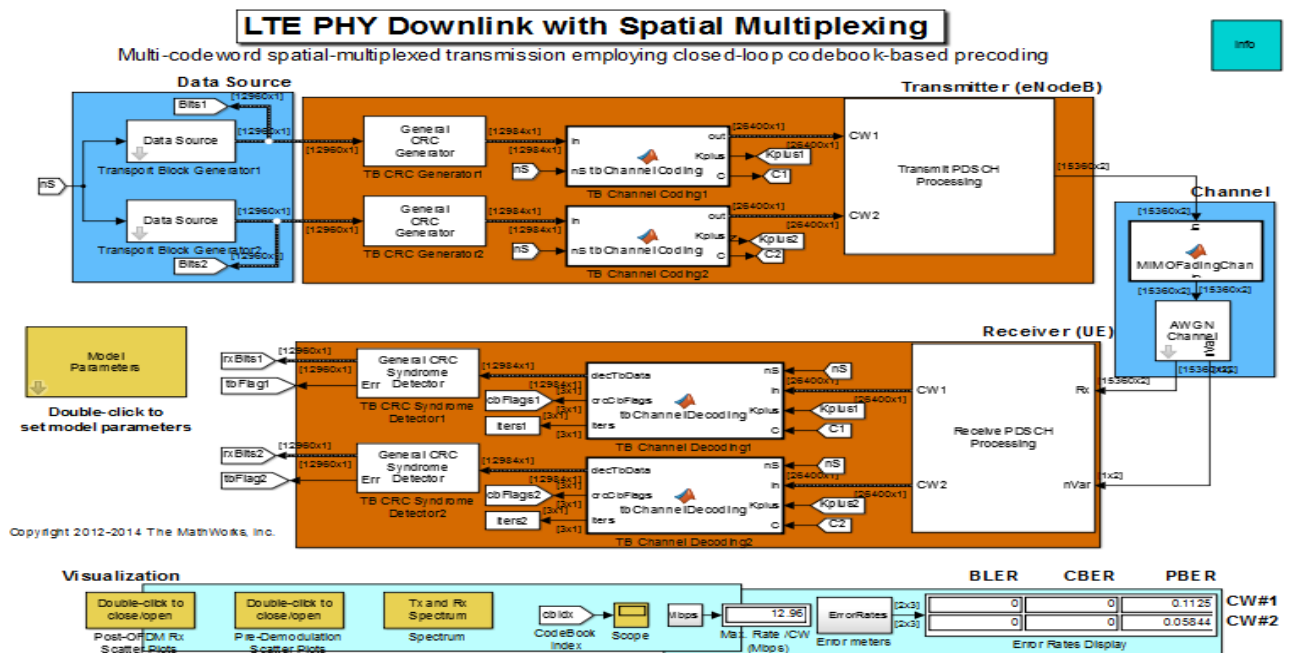


Рис. 7.129. Канал Downlink LTE Simulink MATLAB 2015b

Рассмотрим более подробно данный канал.

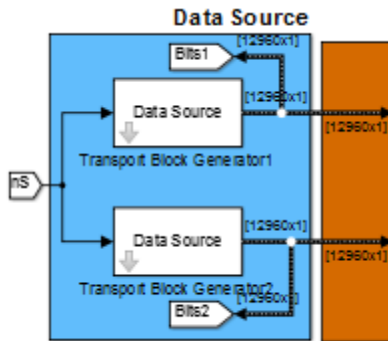


Рис. 7.130. Разделение исходного потока бит на параллельные потоки

Кодирование помехоустойчивым кодом, в процессе которого значительно увеличивается число символов в отдельных потоках. В данной схеме используется код CRC.

Каждый отдельный параллельный поток кодируется данным кодом с заданным ПОЛИНОМОМ.

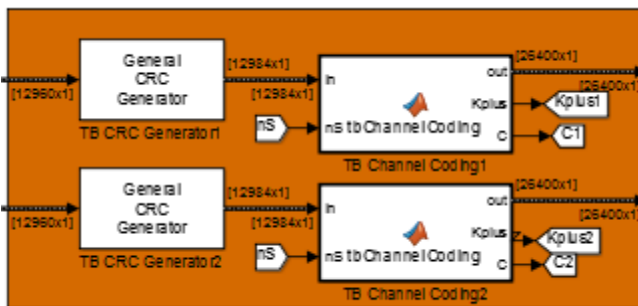


Рис. 7.131. Кодирование помехоустойчивым кодом

General CRC Generator (mask) (link)

Generate CRC bits according to the generator polynomial parameter and append them to the input data frames. Specify the generator polynomial as either a string expressing the polynomial in algebraic form, a hexadecimal string, or as a binary or integer row vector with coefficients in descending order of powers.

This block accepts a binary column vector input signal.

Parameters

Generator polynomial:

`[1 1 0 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 1 0 0 1 1 1 1 1 0 1 1] % gCRC24A`

Initial states:

0

Direct method

Reflect input bytes

Reflect checksums before final XOR

Final XOR:

0

Checksums per frame:

1

Рис. 7.132. Параметры CRC кодера

Манипуляция выбранным в данный конкретный момент способом модуляции. В канале Downlink используются методы манипуляции: QPSK, 16QAM, 64QAM. Далее перемножение

полученной последовательности каждого потока на свою поднесущую и БПФ (так называемая OFDM – модуляция). Где в результате получаем один сложный сигнал.

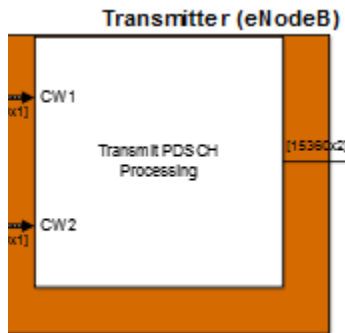


Рис. 7.133. Манипуляция выбранным в данный конкретный момент способом модуляции
Структура этого блока имеет следующий вид:

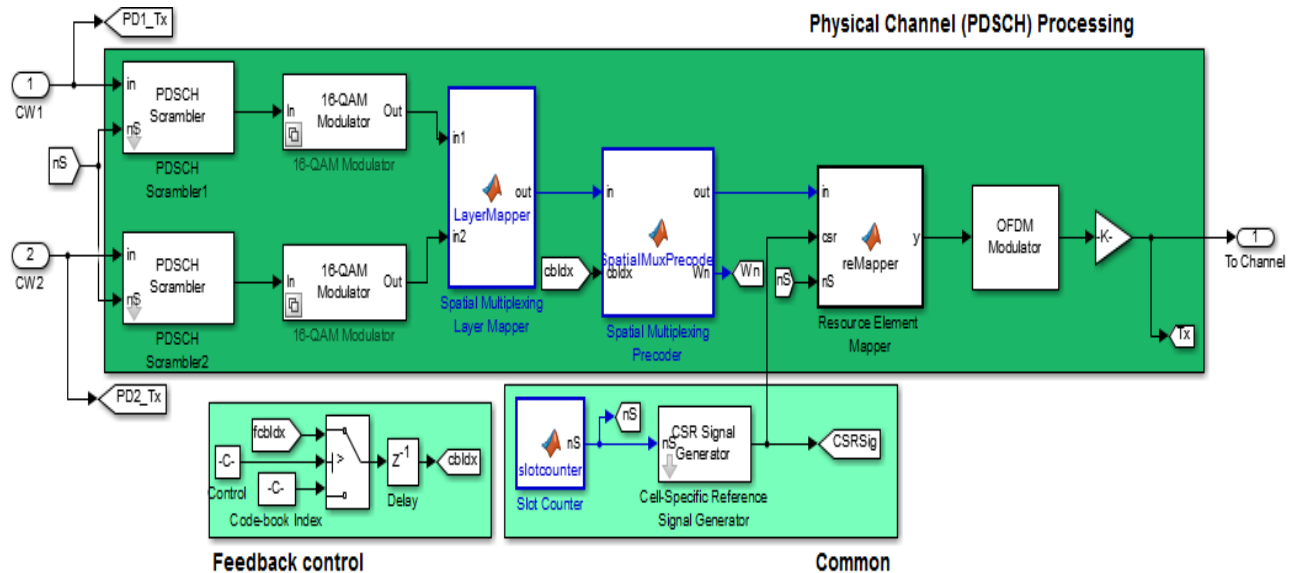


Рис. 7.134. Квадратурная манипуляция и получение OFDM символов

Передача в эфир. Для этого используется технология MIMO 2x2 или 4x4 приемных/передающих антенн. Где один общий поток (сигнал) разделяется на 2 потока (2x2 антенна) или 4 потока (4x4 антенна).

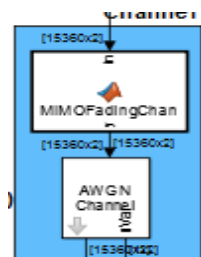


Рис. 7.135. Передача в эфир

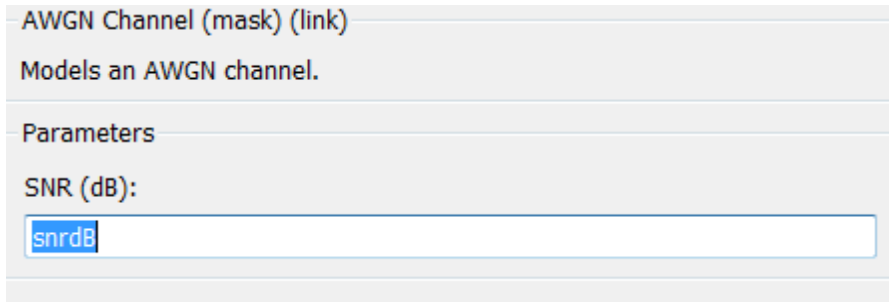


Рис. 7.136. Характеристики блока БГШ (AWGN)

Далее подпотоки ММО объединяются в один поток, который приходит на мобильную станцию под воздействием помех.

Далее мобильная станция производит обратные преобразования, реализованные выше, а именно, получаем параллельные потоки. Потом производится обратное быстрое преобразование Фурье (ОБПФ). Затем производится демодуляция.

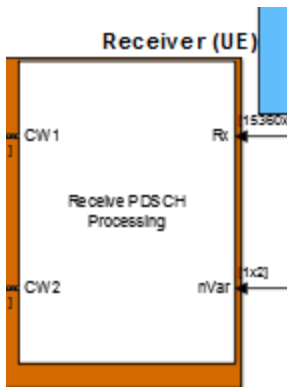


Рис. 7.137. Параллельные потоки-ОБПФ-демодуляция

Схема, входящая в данный блок:

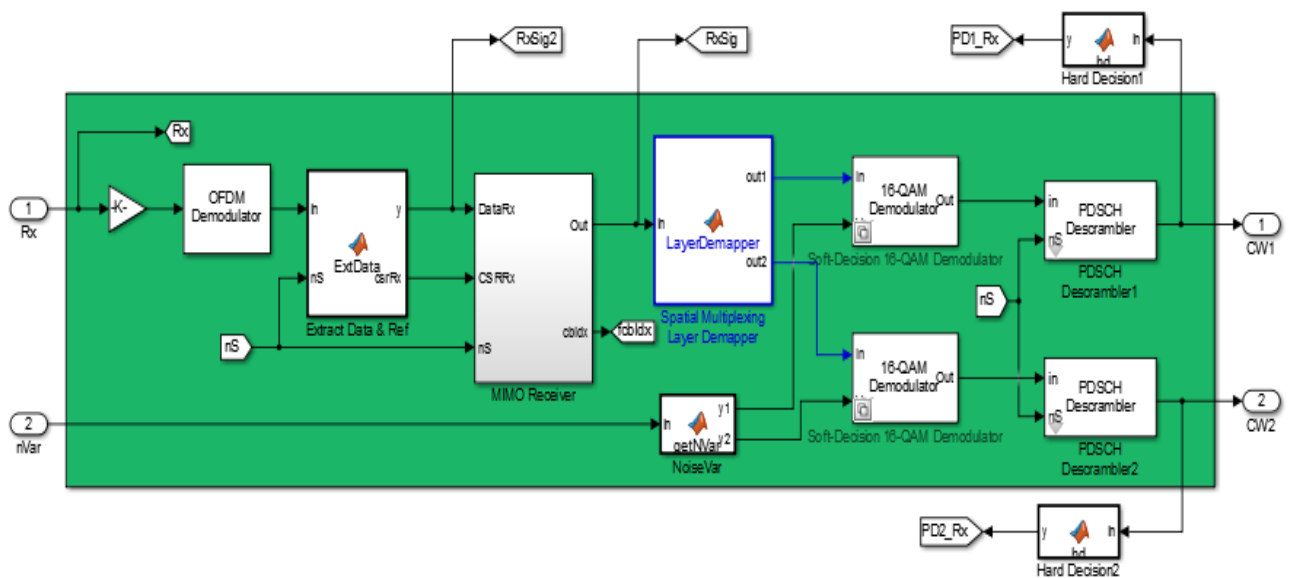


Рис. 7.138. Параллельные потоки-ОДПФ-демодуляция

Далее производится декодирование по соответствующему алгоритму CRC:

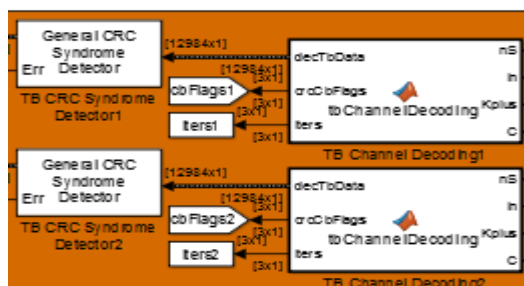


Рис. 7.139. Декодирование CRC

General CRC Syndrome Detector (mask) (link)

Detect errors in the input data frames according to the generator polynomial parameter. Specify the generator polynomial as either a string expressing the polynomial in algebraic form, a hexadecimal string, or as a binary or integer row vector with coefficients in descending order of powers.

The first output is the data frame with the CRC bits removed and the second output indicates if an error was detected in the data frame.

This block accepts a binary column vector input signal.

Parameters

Generator polynomial:

`[1 1 0 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 1 0 0 1 1 1 1 1 0 1 1] % gCRC24A`

Initial states:

0

Direct method

Reflect input bytes

Reflect checksums before final XOR

Final XOR:

0

Рис. 7.140. Характеристики декодера CRC

После декодирования производится преобразование параллельных потоков в один исходный поток:



Рис. 7.141. Получение исходного потока

Данная схема позволяет формировать характеристики передачи данных по этому каналу, а именно это ширина спектра, количество антенн в MIMO, вид модуляции, отношение сигнал/шум:

Model Parameters (mask)
Specifies model parameters for a simulation run.

Parameters

Channel bandwidth (MHz): 10

Control region (number of OFDM symbols per subframe):
2

Antenna configuration: 2x2

PDSCH modulation type: 16QAM

Target coding rate:
1/2

Fading channel model: EPA 0Hz

SNR (dB):
12.1

Enable PMI feedback

Maximum decoding iterations:
8

Disable transport-block level early termination

Рис. 7.142. Характеристики канала

В результате работы схемы можно получить некоторые зависимости:

Спектр передаваемого и принятого сигнала.

Диаграмму созвездий передаваемого и принятого сигнала (для каждой из антенн MIMO).

Итерации декодера в зависимости от времени и кодовых слов для каждого параллельного потока.

Также можно построить зависимость битовой вероятности ошибки при заданном отношении сигнал/шум каждого параллельного потока отдельно, меняя значения отношения сигнал/шум.

BLER	CBER	PBER	
0	0	0.1125	CW#1
0	0	0.05844	CW#2

Error Rates Display

Рис. 7.143. Информация о битовой вероятности ошибки параллельных потоков

В качестве примера зададим следующие характеристики передачи данных:

Ширина спектра - 10 МГц.

Количество антенн MIMO – 4x4.

Модуляция – QPSK.

Отношение сигнал/шум – 1 дБ.

Model Parameters (mask)
Specifies model parameters for a simulation run.

Parameters

Channel bandwidth (MHz) : 10

Control region (number of OFDM symbols per subframe):
2

Antenna configuration: 4x4

PDSCH modulation type: QPSK

Target coding rate:
1/2

Fading channel model: EPA 0Hz

SNR (dB):
1

Enable PMI feedback

Maximum decoding iterations:
8

Рис. 7.144. Характеристики передачи данных

В результате получим следующие зависимости:

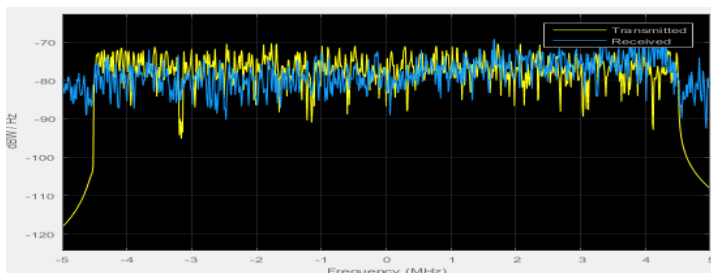


Рис. 7.145. Спектр входного (желтым) и выходного (синим) сигналов

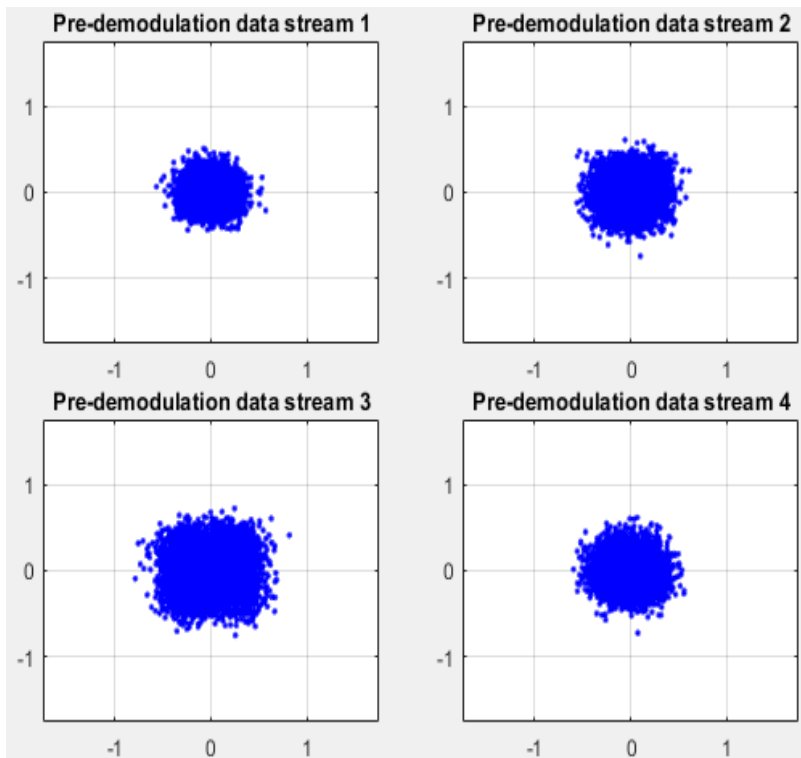


Рис. 7.146. Диаграмма созвездий переданного сигнала для каждой из антенн MIMO

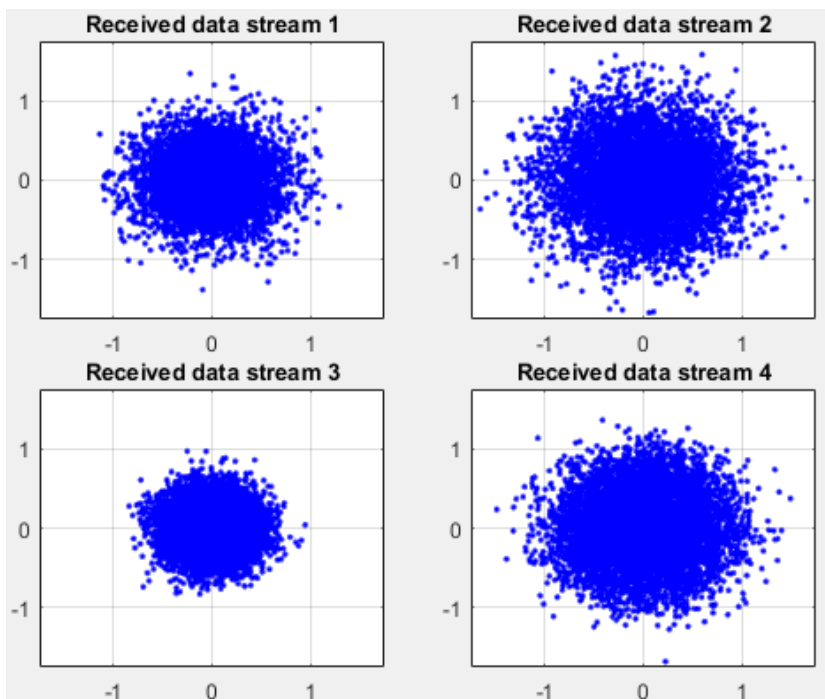


Рис. 7.147. Диаграмма созвездий принятого сигнала для каждой из антенн MIMO

На основании полученных значений, построим зависимость.

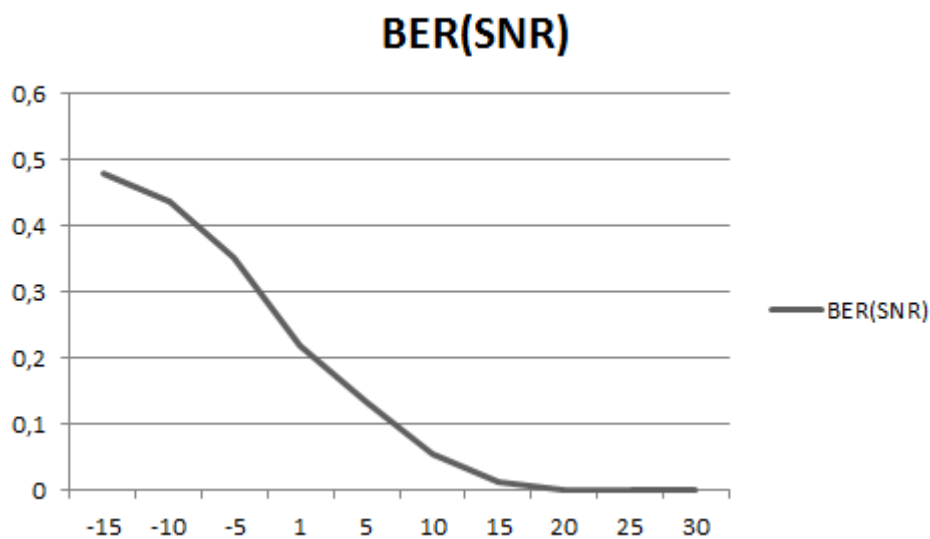


Рис. 7.148. Зависимость битовой вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для первого потока

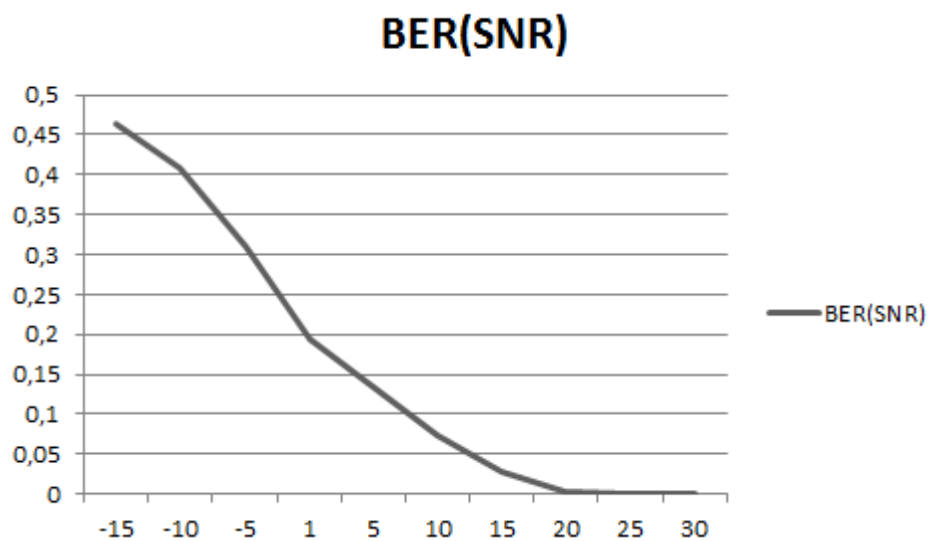


Рис. 7.149. Зависимость битовой вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для второго потока

В качестве еще одного примера зададим следующие характеристики передачи данных:

Ширина спектра - 10 МГц.

Количество антенн ММО – 2x2.

Модуляция – QPSK.

Отношение сигнал/шум – 1 дБ.

Model Parameters (mask)
Specifies model parameters for a simulation run.

Parameters

Channel bandwidth (MHz) : 10

Control region (number of OFDM symbols per subframe):
2

Antenna configuration: 2x2

PDSCH modulation type: QPSK

Target coding rate:
1/2

Fading channel model: EPA 0Hz

SNR (dB):
1

Enable PMI feedback

Maximum decoding iterations:
8

Disable transport-block level early termination

Рис. 7.150. Характеристики передачи данных

В результате получим следующие зависимости:

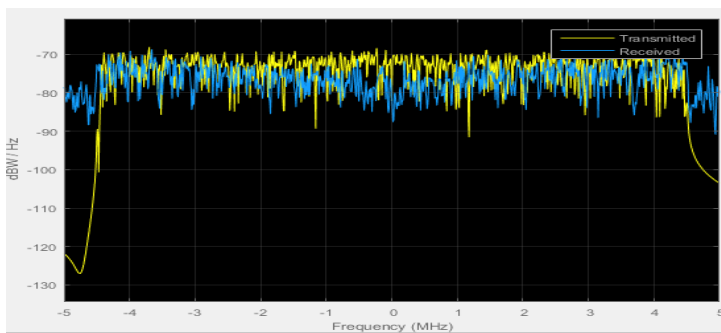


Рис. 7.151. Спектр входного (желтым) и выходного (синим) сигналов

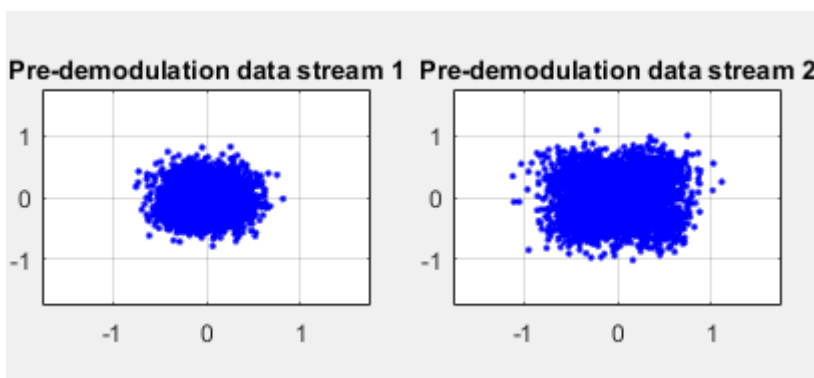


Рис. 7.152. Диаграмма созвездий переданного сигнала для каждой из антенн ММО

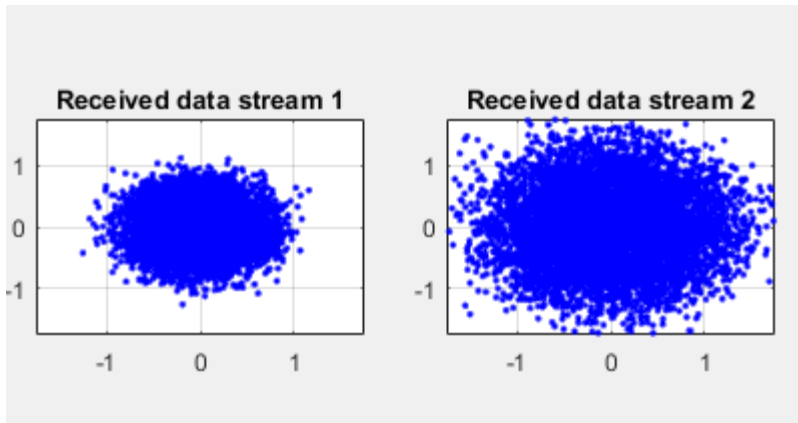


Рис. 7.153. Диаграмма созвездий принятого сигнала для каждой из антенн ММО

Изменим отношение сигнал/шум – -15, -10, -5, 1, 5, 10, 15, 20, 25 и 30 дБ и построим зависимость битовой вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для десяти точек для обоих параллельных потоков

На основании полученных значений, построим зависимость.

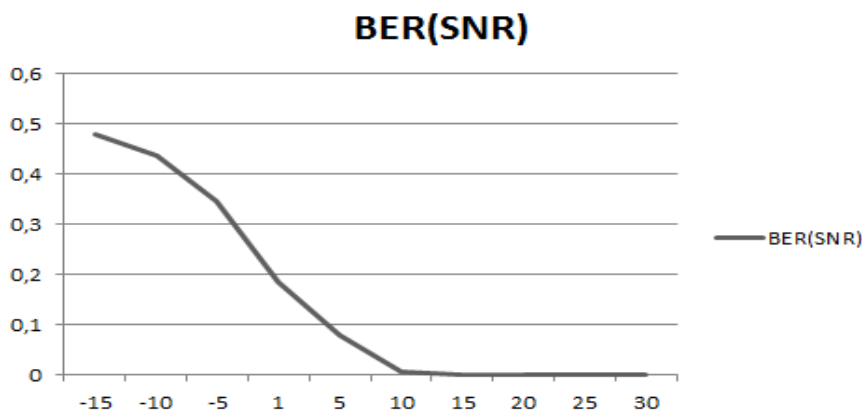


Рис. 7.154. Зависимость битовой вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для первого потока

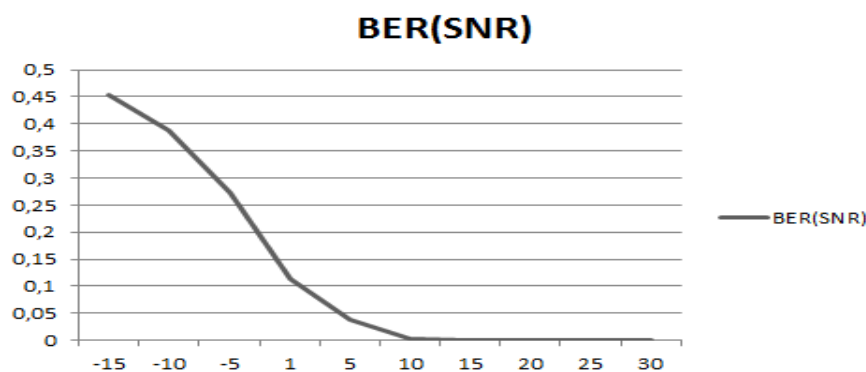


Рис. 7.155. Зависимость битовой вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для второго потока

Методика и проведение исследования канала Downlink

Запустить Matlab 15 от имени администратора (обязательно).

В результате запуска на экране монитора появится следующее окно:

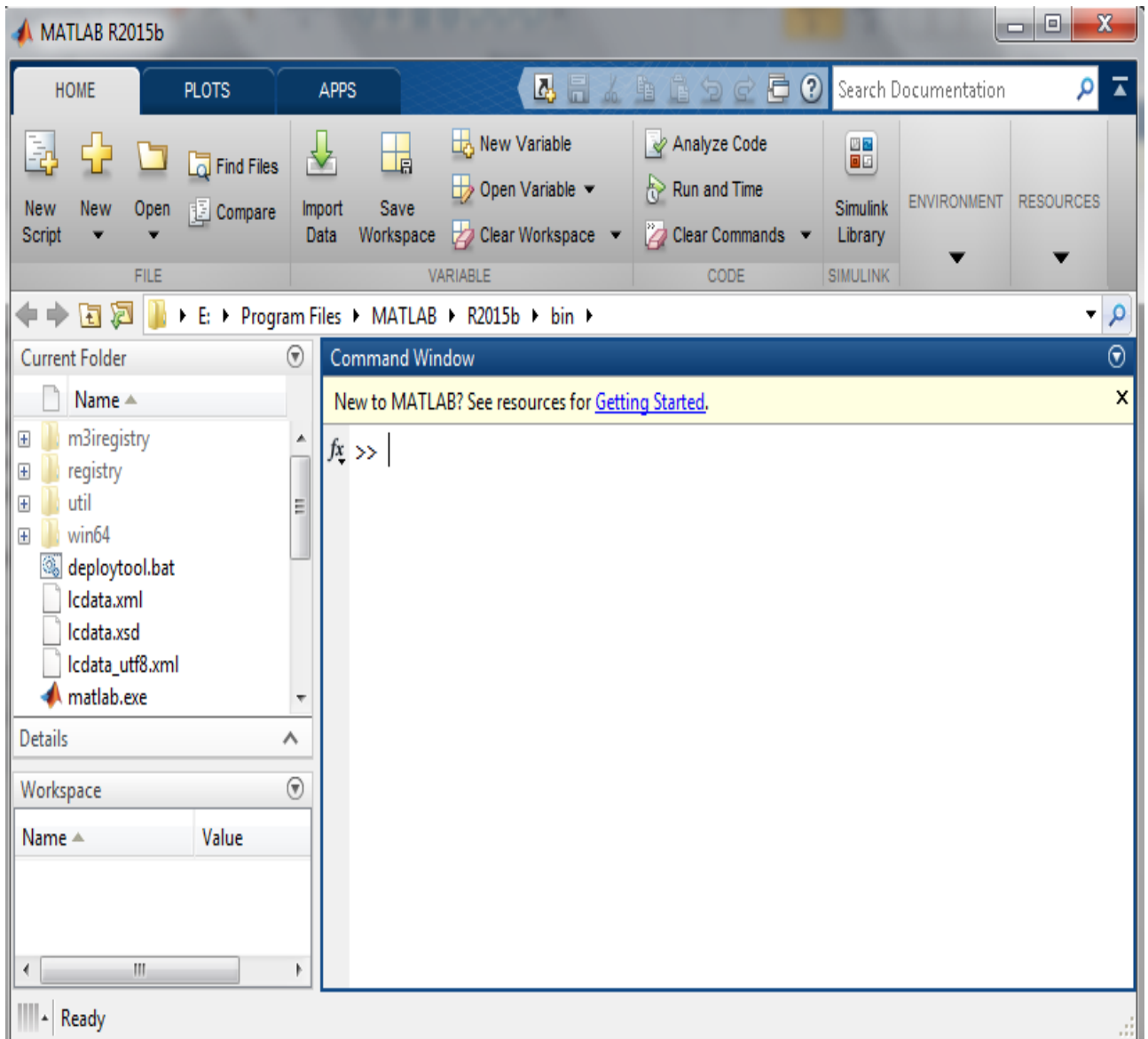


Рис. 7.156. Диалоговое окно Matlab 15

В командной строке программы прописать: `cd ../` (при пропуске данного пункта могут возникнуть проблемы при компиляции).

В командной строке программы прописать `LTEDownlinkExample`, в результате откроется окно со схемой в программе, которое имеет следующий вид:

LTE PHY Downlink with Spatial Multiplexing

Multi-codeword spatial-multiplexed transmission employing closed-loop codebook-based precoding

Info

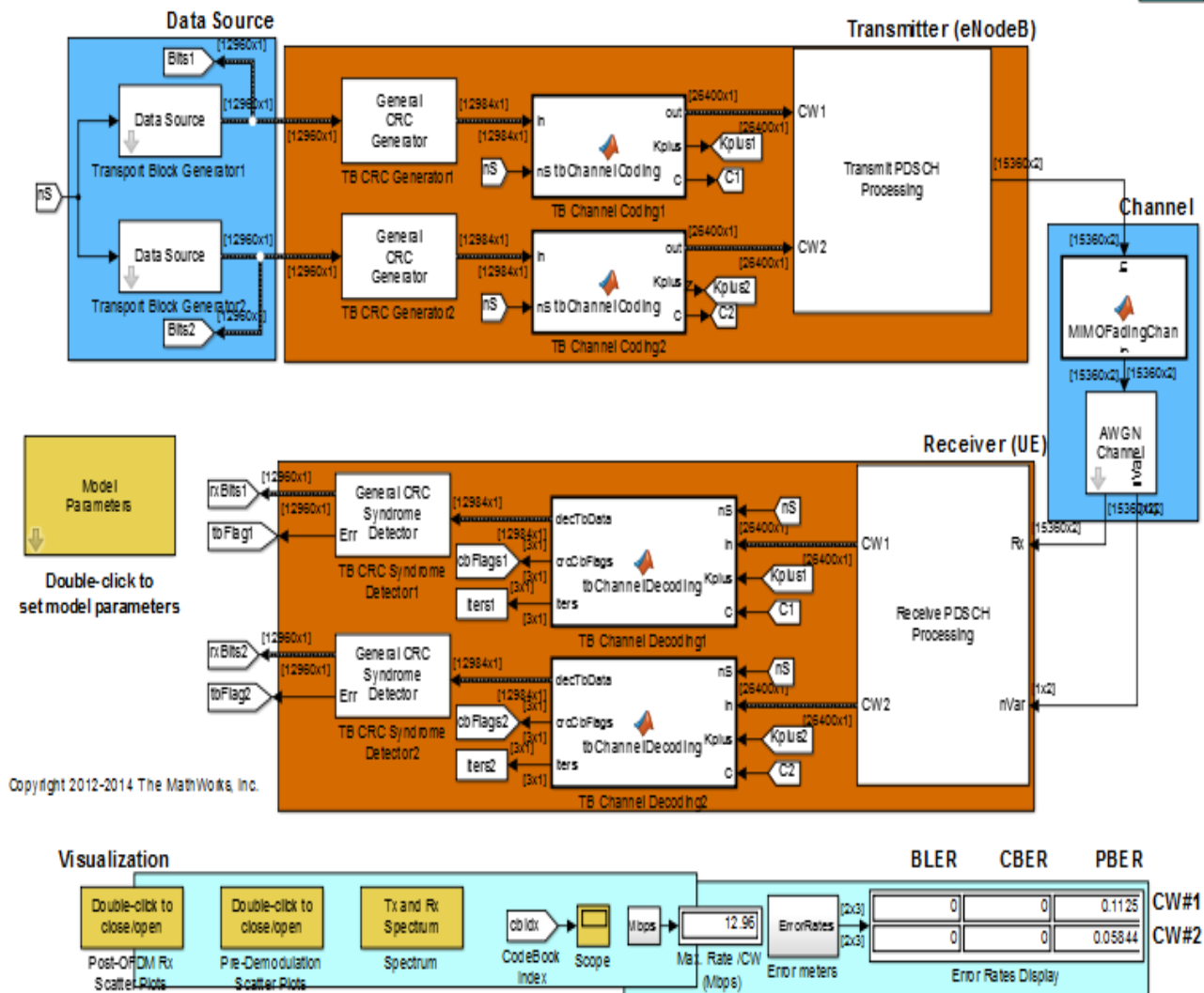


Рис. 7.157. Схема канала Downlink

Задать следующие характеристики передачи данных:

Модуляция – QAM-16.

Количество антенн MIMO 2x2.

Ширина спектра – 10 МГц.

Изменять отношение сигнал/шум – -15, -10, -5, 1, 5, 10, 15, 20, 25, 30 дБ (SNR) и на каждом его значении фиксировать в отчете выходные зависимости, а именно спектр переданного и принятого сигналов, диаграммы созвездий на каждой из антенн MIMO для переданного и принятого сигналов, итерации декодера в зависимости от времени и кодовых слов первого потока и второго потока. Так же на каждом шаге фиксировать значение битовой вероятности ошибки (BER) обоих параллельных потоков. И после окончания исследования построить зависимости BER от SNR обоих параллельных потоков.

Содержание отчета

Титульный лист.

Цель работы.

Теория канала Downlink.

Исследуемая схема канала Downlink.

Результаты работы по пунктам 6 и 7.

Заключение.

В результате выполнения в разделе были выполнены следующие мероприятия:

Проведен теоритический анализ стандарта мобильной связи стандарта LTE. Проведен анализ сравнения данного стандарта с уже устаревающими стандартами на данный момент – UMTS (3G) и GSM (2G). Также было проведено аналитическое исследование физических каналов стандарта – Downlink (от БС к МС) и Uplink (от МС к БС), а также логические и транспортные каналы. Приведены обобщенные схемы формирования данных каналов.

Путем проведения компьютерной симуляции, была проверена достоверность теоритического исследования. В программе Matlab 15 были собрана схема канала Downlink.

С помощью компьютерной симуляции были получены различного рода зависимости при передаче информации по каналу. Самая важная из них это зависимость битовой вероятности ошибки от отношения сигнал/шум. В результате получились следующие значения:

Таблица 7.18. Зависимость BER от SNR при MIMO 4x4

сигнал/шум (дБ)	1 поток (BER)	2 поток (BER)
-15	0,4766	0,4537
-10	0,4347	0,3876
-5	0,3456	0,2729
1	0,1836	0,114
5	0,0774	0,039
10	0,0076	0,0027
15	0,000001	0,000002
20	0	0

25	0	0
30	0	0

Таблица 7.19. Зависимость BER от SNR при MIMO 2x2

сигнал/шум (дБ)	1 поток (BER)	2 поток (BER)
-15	0,4772	0,4645
-10	0,4354	0,4073
-5	0,3512	0,3096
1	0,2178	0,1933
5	0,1347	0,1345
10	0,056	0,074
15	0,0137	0,0282
20	0,0003	0,0037
25	0	0,000003
30	0	0

Анализируя полученные значения таблицы 3, можно сделать следующий вывод, что при увеличении отношения сигнал/шум, битовая вероятность ошибки стремится к нулю быстрее в MIMO 4x4, нежели в MIMO 2x2. Таким образом, использование большего числа приемопередающих антенн, дает меньшие ошибки.

Была написана методика исследования канала Downlink.

Также я познакомился с различным программным обеспечением, для построения различного вида схем.

Подводя итог своего курсового проекта, можно сказать следующее, то, что я сделал, является основополагающим делом к дальнейшим, более трудным вещам. Курсовой проект был весьма увлекательным и полезным. С поставленными целями справился успешно.

Лабораторная работа 9. Тестирование и диагностика широкополосной двухсторонней системы спутниковой связи DVB-RCS2

Цель работы: Разработка программного комплекса для визуализации и исследования модема спутниковой системы связи DVB-RCS2, включая модулятор 32APSK.

DVB (англ. Digital Video Broadcasting – цифровое видео вещание) – семейство стандартов цифрового телевидения, разработанных международным консорциумом DVB Project.

Стандарты, разработанные консорциумом DVB Project, делятся на группы по сфере применения. Каждая группа имеет сокращённое название с префиксом DVB – *, где «*» – буква, обозначающая сферу применения.

DVB–S – спутниковые сервисы;

DVB–S2 – спутниковое вещание второго поколения;

DVB–SH – спутниковое портативное вещание;

DVB–C2 – кабельное вещание второго поколения;

DVB–T2 – наземное эфирное вещание второго поколения;

DVB–H – мобильное вещание;

DVB–IPDC – передача данных через межсетевой протокол IP.

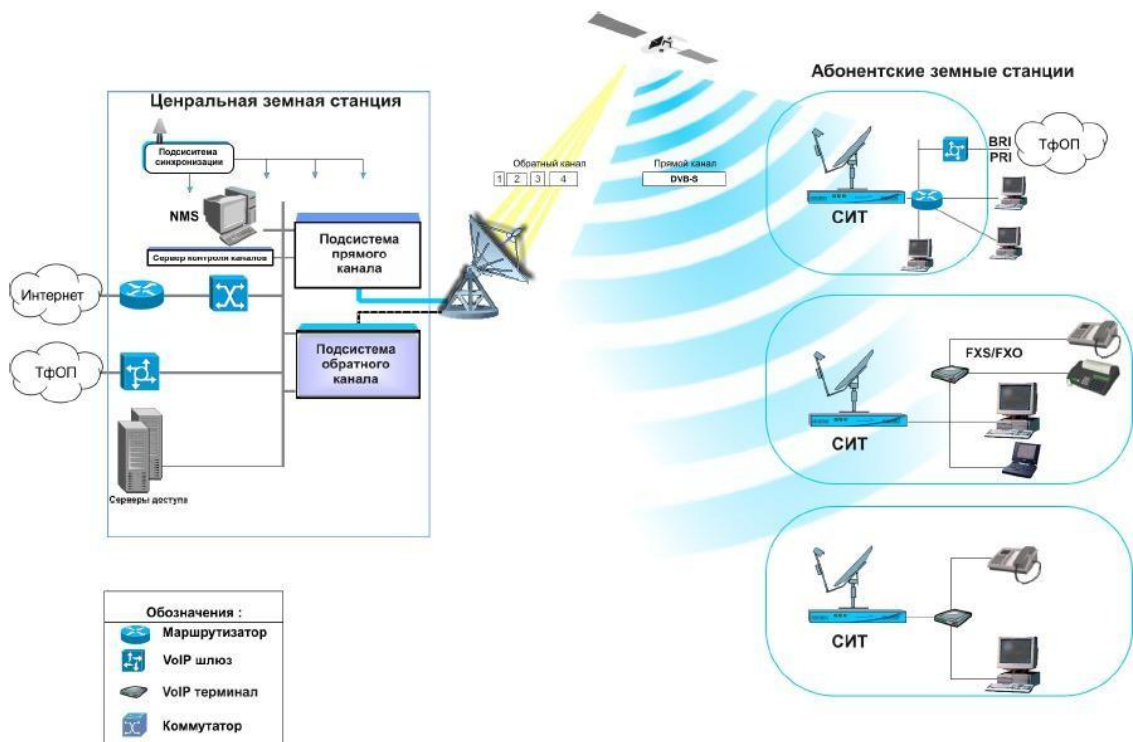
DVB-RCS (Digital Video Broadcasting — Return Channel via Satellite) – европейский стандарт телевещания, один из семейства стандартов DVB, утверждённый Европейским Институтом Стандартизации в области Связи (ETSI) в 2000 году.

DVB-S2 предназначен для ТВ-вещания, включая стандартное разрешение и высокой чёткости (HD). Внедрены интерактивные сервисы, такие как Internet access и (профессиональная) передача контента.

По сравнению с предыдущим поколением стандарт DVB-S2 имеет мощную схему кодирования, основанную на современном LDPC. Также технология имеет режимы VCM (Variable Coding and Modulation, переменное кодирование и модуляция) и ACM (Adaptive Coding and Modulation, адаптивное кодирование и модуляция), которые позволяют оптимизировать полосу частот, используя динамично изменяющиеся параметры. Ещё одним отличием является улучшенная модуляция 32APSK (амплитудная и фазовая манипуляция), увеличенные скорости трафика и специальный транспортный механизм для передачи IP-пакетов данных, включая потоки видео и аудио MPEG-4, при этом сохраняется обратная совместимость с базовым MPEG-2 TS.

Стандарт DVB-RCS

DVB-RCS2 – это стандарт для обеспечения стандартизированной широкополосной интерактивной связи в качестве расширения систем цифрового спутникового видеовещания. Стандарт DVB-RCS предлагает прямой канал (Рисунок 2.1), основанный на формате данных DVB/MPEG-2, и обратный канал, на основе режима Многочастотного доступа с Разделением по времени (MF-TDMA). Широкополосная несущая DVB/MPEG-2 может обеспечить скорость передачи в прямом канале до 110 Мбит/с, а режим MF-TDMA предусматривает скорость до 8 Мбит/с в обратном канале с каждого удалённого терминала. В реальности же скорость прямого и обратного канала зависит от оборудования и пока зачастую далеко не доходит до указанного предела скоростей.



Структурная схема топологии «звезда» стандарта DVB-RCS

В стандарте DVB-RCS использование технологий DVB-S(S2) для прямого канала продиктовано прежде всего экономикой. Недорогие массовые DVB-S2-компоненты уже существуют, в то время как возможно более эффективные схемы реализации фирменных стандартов наложат существенные стоимостные и временные издержки на развитие оборудования центральных станций и терминалов. Технология S2 позволяет использовать модемы с различными выходными интерфейсами. Это может быть, как широко распространённый Ethernet. Методы модуляции и канального кодирования DVB используются для первичного и вторичного распределения спутникового цифрового многопрограммного канала данных в полосах системы стационарной спутниковой связи

(FSS – Fixed Satellite Service) и системы спутникового вещания (BSS – Broadcast Satellite Service).

Стандарт DVB-S

Методы модуляции и канального кодирования DVB-S используются для первичного и вторичного распределения спутникового цифрового многопрограммного ТВ/ТВЧ в полосах системы стационарной спутниковой связи (FSS — Fixed Satellite Service) и системы спутникового вещания (BSS — Broadcast Satellite Service). Система предназначена для обеспечения сервиса «непосредственно-на-дом» (Direct To Home — DTH) с использованием потребительского интегрированного приемника-декодера (IRD — Integrated Receiver Decoder), а также для систем коллективного приема (SMATV — Satellite Master Antenna Television) и головных станций кабельного телевидения с возможностью повторной модуляции.

В системе применена модуляция QPSK и защита от ошибок на основе сверточного кода и сокращенного кода Рида-Соломона. Система может быть использована в спутниковых ретрансляторах с различной шириной полосы.

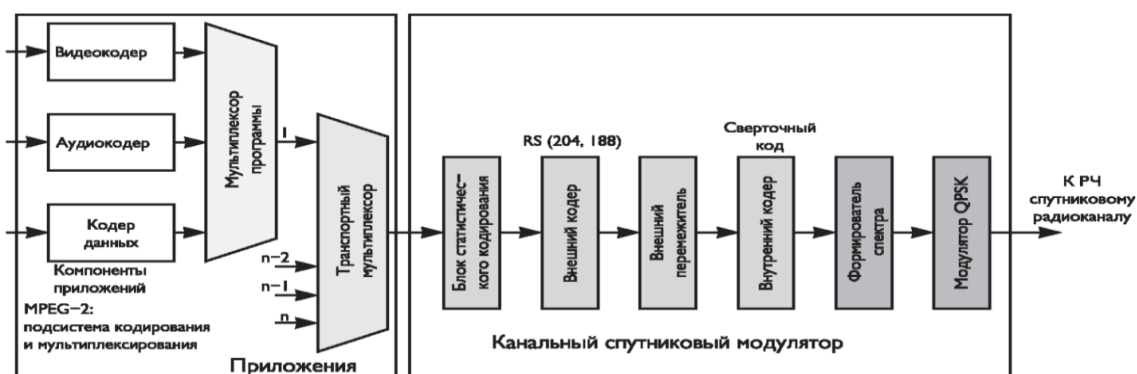


Рис. Структурная схема передающей части системы DVB-S

приведена функциональная структурная схема передающей части системы DVB-S. Система непосредственно совместима с телевизионными сигналами, закодированными по стандарту MPEG-2.

Техника помехоустойчивого кодирования, принятая в системе, разработана в целях достижения «квазибезошибочного» (QEF – Quasi-Error-Free) режима работы, при котором возможно возникновение менее одного случая неисправимой ошибки на час передачи, что соответствует уровню ошибки (BER – Bit Error Ratio) $10^{-10} \div 10^{-11}$ на входе демультимплексора MPEG-2.

При адаптации сигнала к спутниковому каналу связи осуществляются следующие операции:

- адаптация транспортного мультиплексирования с использованием статистического кодирования, аналогичного используемому в системе DVB-T;

- внешнее кодирование с использованием кода Рида-Соломона RS (204,188,t = 8);
- свёрточное перемежение;
- внутреннее кодирование с использованием свёрточного кода с выкалыванием;
- система предусматривает свёрточное кодирование со скоростями кода 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 и 7/8;
- формирование сигнала в основной полосе частот;
- модуляция QPSK.

DVB-S, принятый еще в 1994 году, определяет структуру транспортных пакетов, канальное кодирование и схемы модуляции при передаче по спутниковым каналам сетей непосредственного вещания (DTH). Стандарт DVB-DSNG, появившийся на три года позже, выполняет те же задачи для профессиональных сетей, то есть для сетей передачи сигнала на пункты ретрансляции и спутниковых сетей сбора новостей. Второй стандарт отличается от первого, в основном тем, что рассчитан на более слабые передатчики, не вводящие спутниковый ретранслятор в режим насыщения и поэтому допускающие использование более высоких уровней модуляции – 8PSK и 16QAM.

Причины появления DVB-S2

Необходимость в пересмотре имеющихся стандартов была обусловлена несколькими причинами. Важнейшим фактором стали планы массового запуска ТВЧ. Сегодня, когда подавляющее большинство европейских программ передается в стандартном разрешении, дефицита частотного ресурса, выделенного в Европе для ТВ вещания через спутник, в целом не наблюдается. Но, как показывают расчеты, если все спутниковые программы будут переведены в ТВЧ, то этого ресурса окажется недостаточно, даже при переходе к более совершенным системам компрессии ТВ сигнала. Таким образом, перспектива появления ТВЧ потребовала разработки форматов канального кодирования, более эффективно использующих спектр.

Вторая причина необходимости нового стандарта – неудовлетворительная работа имеющихся приемных систем с сигналами Ka-диапазона. Качество приема в этом диапазоне очень сильно зависит от погодных условий, в первую очередь, от дождя. Поэтому для трансляций в этом диапазоне часто требуется более высокая помехозащищенность, чем в C- и Ku-диапазонах.

Третья причина – появление интерактивных спутниковых сетей с адресными услугами, чему, в частности, способствовало развитие технологии точечных лучей. Такие сети требуют большого транспортного ресурса, и оптимизировать его использование можно,

адаптировав параметры каждого адресного потока к условиям приема конкретного адресата. Старые стандарты таких возможностей не предоставляют.

Таким образом, от нового стандарта требовалось следующее:

- Во-первых, он должен был повысить эффективность использования транспортного канала. То есть дать возможность в полосе стандартного канала передавать больше бит полезной информации.
- Во-вторых, он должен был предоставить расширенные возможности обмена скорости передачи полезной информации на помехоустойчивость.
- В-третьих, стандарт должен был допускать дифференцированный подход к выбору транспортных параметров для разных услуг, передаваемых в одном канале.

Кроме того, он должен был обеспечить совместимость с прежними стандартами и пути плавной миграции от старого оборудования к новому.

Первые два требования удалось выполнить за счет введения в стандарт более разнообразных схем модуляции, использования более эффективных систем защитного кодирования и введения дополнительных коэффициентов скругления, обеспечивающих более крутые фронты модулированного сигнала.

Гибкость формирования канала была достигнута теми же методами, что и эффективность использование спектра методами, а также за счет введения режимов VCM (Variable Coding and Modulation) и ACM (Adaptive Coding and Modulation). Первый режим допускает разный уровень помехозащищенности услуг, передаваемых в одном канале, а второй – дополнительную возможность адаптации транспортных параметров к текущим условиям приема услуги. Режим ACM предназначен для сетей с обратным каналом, где приемные системы имеют возможность переправлять на головную станцию информацию об условиях приема.

В результате был создан универсальный стандарт, на базе которого могут строиться сети для распространения ТВ программ стандартной или высокой четкости, сети для предоставления интерактивных услуг, например, доступа в Интернет, сети для профессиональных приложений, таких как передача цифрового ТВ от студии к студии, сбор новостей и раздача сигнала на эфирные ретрансляторы. Новый стандарт также удобен для формирования сетей передачи данных и создания IP-магистралей.

Как и большинство многофункциональных стандартов, он представляет собой набор инструментов, которые можно использовать в разных сочетаниях. Такой принцип построения делает стандарт максимально гибким и не сильно перегружает процессоры

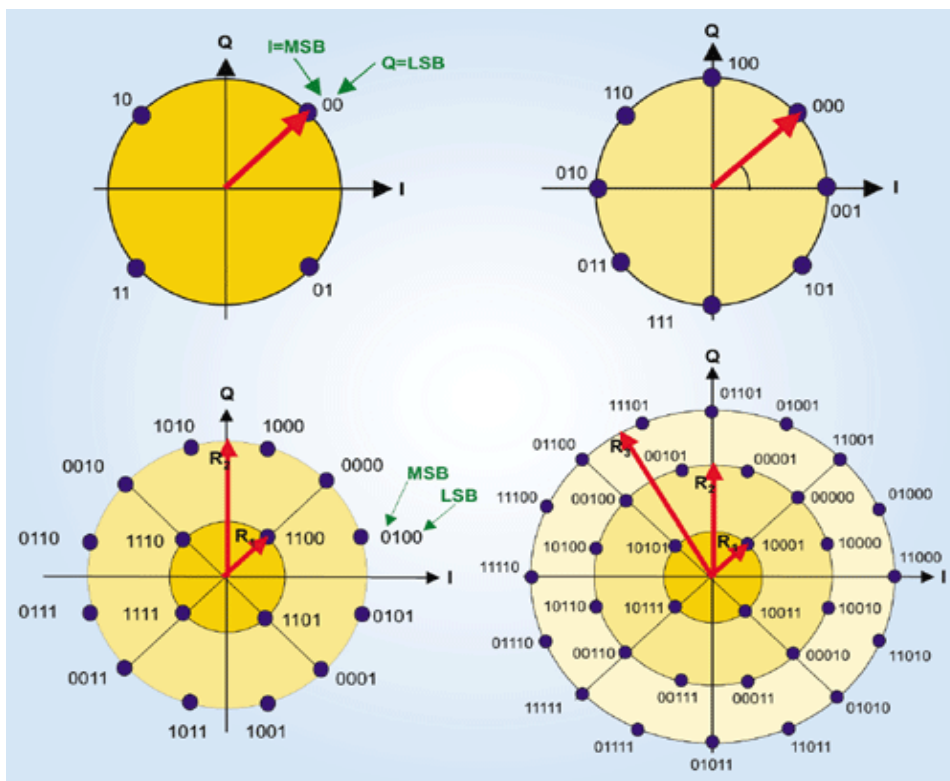
приемников. При нынешнем развитии силиконовых технологий все функции приемника можно реализовать на одном чипе.

Большинство эффективных механизмов, заложенных в DVB-S2, оказались несовместимыми со старыми стандартами. Потому, для выполнения требования совместимости вниз, разработчики ввели в стандарт два режима. Один – совместимый вниз, но менее эффективный, а другой, использующий все новые возможности, но не позволяющий использовать приемники стандарта DVB-S.

Первый рекомендуется для предоставления традиционных услуг, на период миграции к новому стандарту, а второй – для применения в профессиональных сетях и для передачи новых услуг, которые невозможно принять старыми приемниками.

Схемы модуляции и способы помехозащитного кодирования

Новый стандарт предусматривает четыре возможных схемы модуляции, которые изображены на рисунке.



Четыре схемы модуляции, применяемых в стандарте DVB-S2: QPSK, 8PSK, 16APSK, 32APSK

Первые две, QPSK и 8PSK, предназначены для использования в вещательных сетях. Передатчики транспондеров работают там в режиме, близкому к насыщению, что не позволяет модулировать несущую по амплитуде. Более скоростные схемы модуляции, 16 APSK и 32 APSK, ориентированы на профессиональные сети, где часто используются более слабые наземные передатчики, не вводящие бортовые ретрансляторы в нелинейный режим работы, а на приемной стороне устанавливаются профессиональные конвертеры (LNB),

позволяющие с высокой точностью оценить фазу принимаемого сигнала. Эти схемы модуляции можно использовать и в системах вещания, но этом случае каналобразующее оборудование должно поддерживать сложные варианты предсказаний, а на приемной стороне должен быть обеспечен более высокий уровень отношения сигнал/шум. Символы внутри констелляционного поля APSK модулированного сигнала размещены по окружностям. Такой вариант является наиболее помехоустойчивым в плане передачи амплитуды символа и позволяет использовать ретрансляторы в режимах, близких к точке насыщения.

Обратим внимание на то, что, по сравнению с QPSK, верхняя схема модуляции, 32APSK, позволяет повысить общую скорость потока в 2.5 раза.

Одновременно с введением более высоких уровней модуляции стандарт предусматривает возможность применения двух дополнительных коэффициентов скругления α . К используемому в DVB-S $\alpha=0.35$ в новом стандарте добавлены коэффициенты $\alpha = 0.20$ и $\alpha = 0.25$. Новые, более низкие значения коэффициентов обеспечивают большую крутизну импульсов, что позволяет использовать спектр более эффективно. С другой стороны, снижение α способствует повышению нелинейных искажений, что особенно сказывается при передаче одной несущей на транспондер. Поэтому конкретное значение коэффициента выбирается с учетом всех параметров передачи.

Для защиты от помех в новом стандарте, как и в прежних, используется перемежение данных и наложение двухуровневого кода для прямой коррекции ошибок (Forward Error Correction FEC). Но системы внешней и внутренней кодозащиты – другие, чем в стандарте DVB-S. В качестве внешней кодозащиты вместо кода Рида-Соломона используется код Боуза-Чоудхури-Хоквингема (Bose-Bhauhduri-Hocquenghem, BCH), а в качестве внутренней, вместо сверхточного кода, – код с низкой плотностью проверок на четность Low Density Parity Check Codes – LDPC).

LDPC – один из вариантов "турбо" кодов, изобретенный еще в 1960 году и получивший свое второе рождение в середине 1990-х. Он был выбран путем компьютерного моделирования из семи опробованных вариантов турбо кодов. Критерием выбора была достижимая с помощью кода эффективность передачи в канале, и коду LDPC удалось максимально приблизить ее к пределу Шеннона при соблюдении установленных ограничений на сложность чипа декодера.

Код LDPC накладывается на блоки длиной 64800 бит, которые для приложений, чувствительных к задержкам, могут быть сокращены в 4 раза. Относительная скорость передачи может составлять от 1/4, до 9/10. Первый вариант предусматривает передачу трех

защитных бит на каждый полезный, а последний, одиннадцатый – один контрольный бит на девять полезных.

Для дополнительного снижения частоты ошибки используется внешний уровень кодозащиты BCH, работающий при малой плотности ошибок. В большинстве режимов код позволяет исправлять до 12 ошибок, но в некоторых – до 8 или до 10 ошибок.

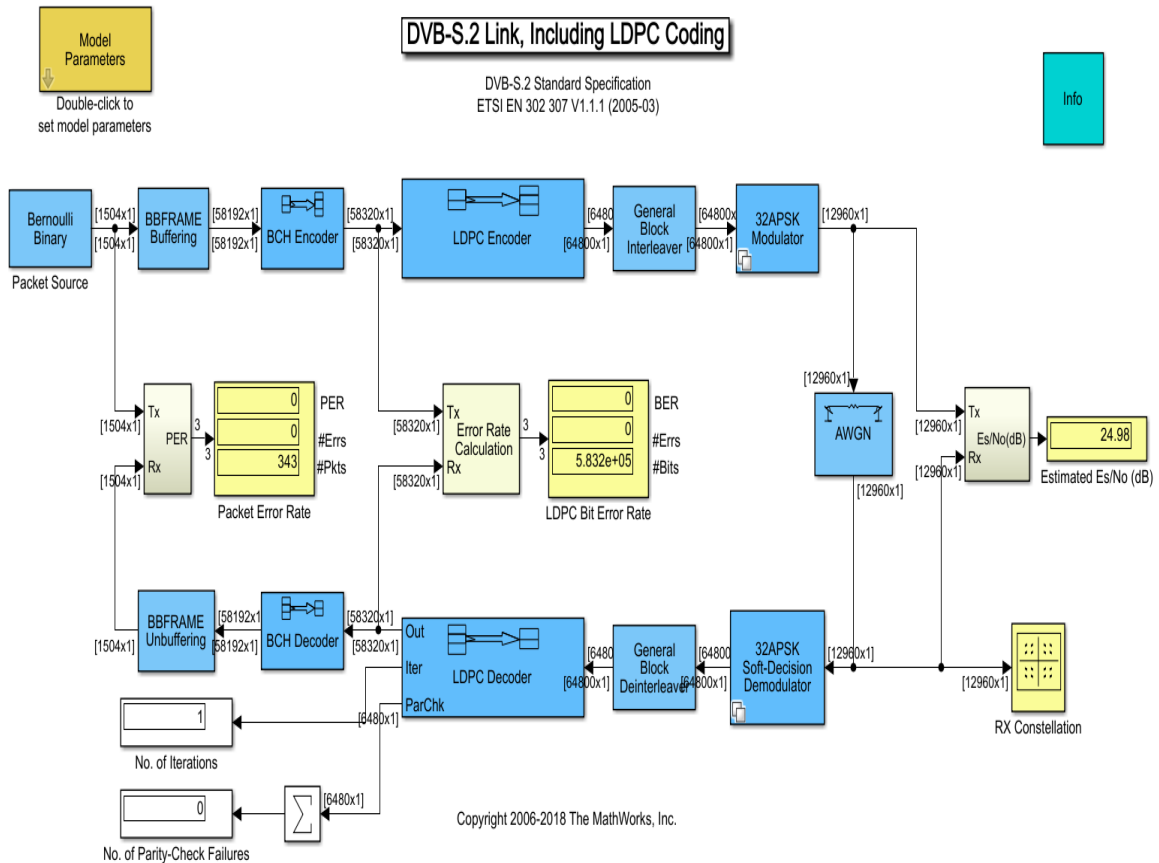
BCH, так же, как и код Рида-Соломона, представляет собой алгебраический код, описываемый определенными полиномами. Но, в отличие от кода Рида-Соломона, BCH исправляет одиночные, а не пакетные ошибки и может накладываться на более длинные последовательности.

Новая пара кодов обеспечивают более эффективное использование канального ресурса, чем коды DVB-S. Как отмечают разработчики стандарта, она позволяет работать при уровнях E_b/N_0 (цифровой эквивалент C/N) всего на 0.7 дБ выше требуемого соотношением Шеннона для заданной скорости, в то время как применение свертки в паре с кодом Рида-Соломона требовало превышения этого предела примерно на 5 дБ. Правда, при этом не выполняются условия бесконечно высокой достоверности передаваемой информации, оговоренные в теореме Шеннона. Более того, новый стандарт допускает более высокую частоту ошибок (BER) на выходе декодера, чем старый. Если кодеры стандарта DVB-S обеспечивают снижение BER до $10E-10$ – $10E-11$, то LDPC в сочетании с BCH снижают его до уровня $10E-7$. Такой уровень соответствует появлению одной ошибки в час при передаче потока скоростью 5 Мбит/с (стандартная скорость передачи ТВ компрессированного в MPEG-2). С другой стороны, такой уровень ошибки является допустимым для подавляющего большинства приложений, а большая достоверность при необходимости может быть обеспечена самим приложением. По существу, в стандарт DVB-S заложен избыточный уровень достоверности. Это связано с особенностями работы кода Рида-Соломона, который либо восстанавливает принимаемую последовательность с высокой точностью, либо не восстанавливает ее вовсе.

В случае передачи пакетной информации, перед ее подачей в FEC- кодеры, на нее накладывается CRC-8 (Cyclic Redundancy Check) кодирование. А после FEC кодирования данные подвергаются перемежению, защищающему ее от длительных помех.

Реализация программного комплекса DVB-RCS2 и результаты моделирования

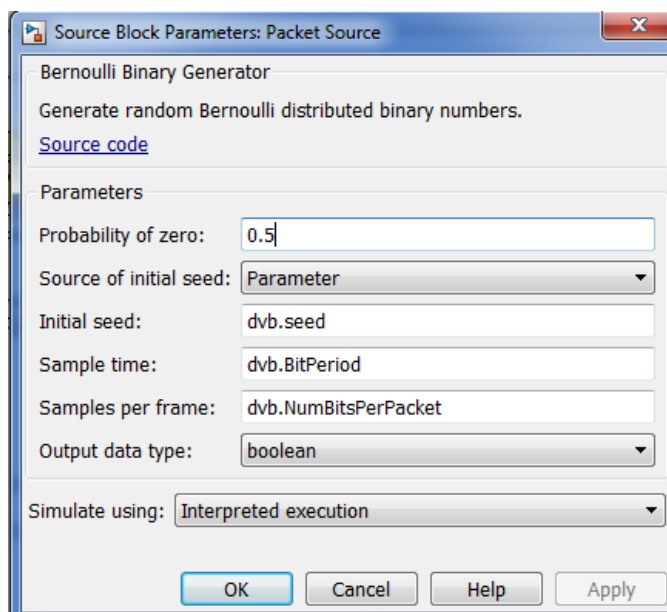
Также для решения поставленной задачи было проведено моделирование с использованием программного пакета MATLAB Simulink (commdvbs2). Структурная схема канала DVB-S2 приведена на рисунке.



Simulink модель канала DVB-S2

Схема включает в себя следующие функциональные блоки:

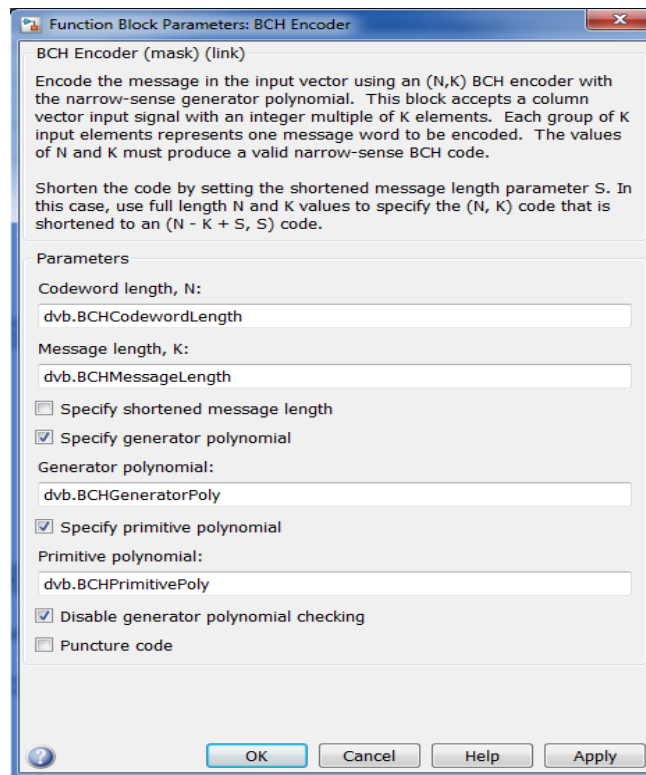
Bernoulli Binary Generator – Генератор псевдослучайной последовательности, имитирующей входной сигнал.



Окно блока Bernoulli Binary Generator

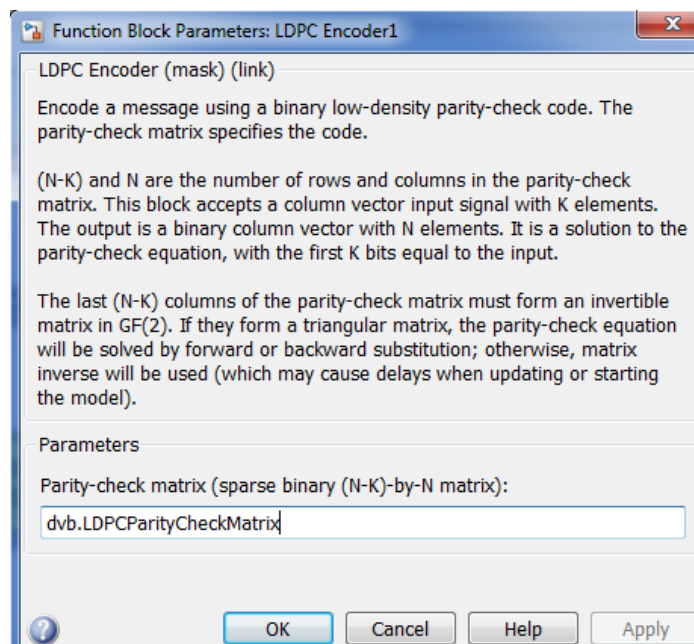
Буфер – с выхода генератора пакеты буферизуются, создавая базовый диапазон кадра (BBFRAME).

Кодер (декодер) BCH – осуществляет защиту информации от ошибок



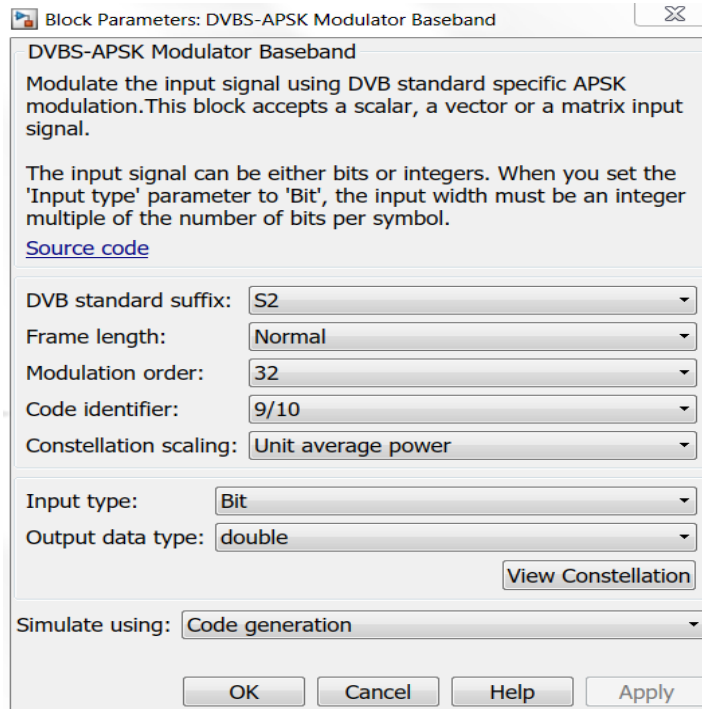
Окно блока BCH coder/decoder

LDPC coder (decoder) – кодирование с проверкой на чётность.



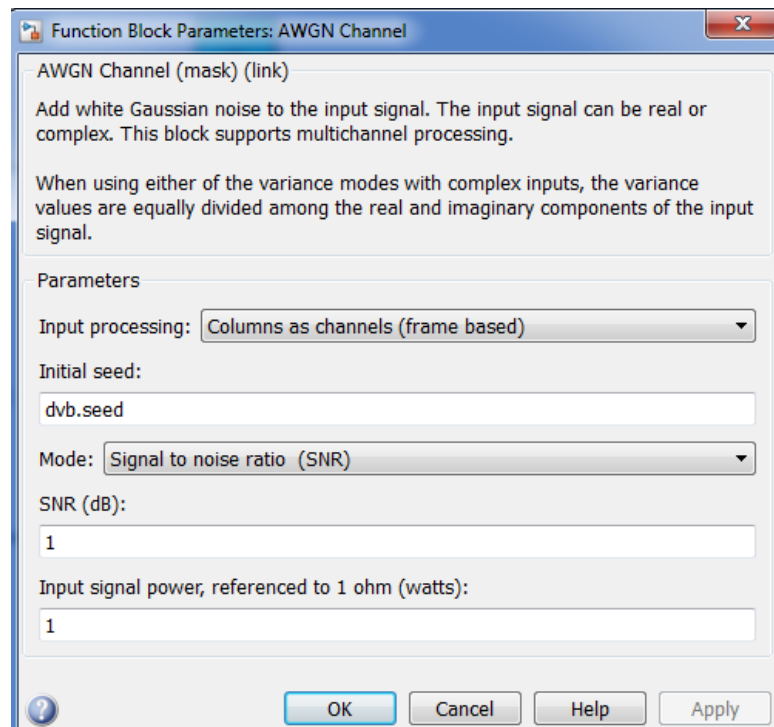
Окно блока LDPC coder

32APSK – модулятор (демодулятор) кодовой последовательности.



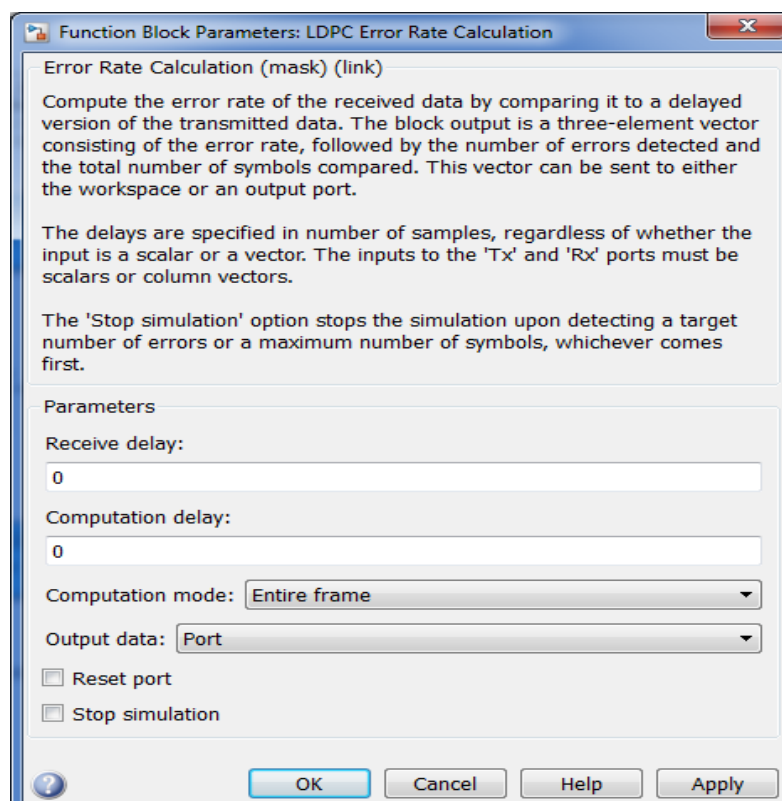
Окно блока 32APSK модулятор

AWGN – Линия передачи с аддитивным белым Гауссовским шумом



Окно блока AWGN

LDPC Bit Error Rate – Блок подсчёта количества ошибок



Окно блока LDPC Bit Error Rate

В ходе проделанной работы был исследован стандарт DVB-RCS разработанный на основе стандарта DVB-S2, а также разработан аппаратно- программный комплекс для рассмотрения данного стандарта с различными видами модуляции. Основываясь на результатах моделирования были построены кривые зависимости битовой ошибки от отношения сигнал-шум и созвездия для различных видов модуляций, применяемых в стандарте DVB-RCS. На основе этих графиков были сделаны следующие выводы:

1) Из графиков зависимости BER от SNR можно сделать вывод о том, что при увеличении арности модуляции скорость передаваемой информации увеличивается, но в тоже время уменьшается помехозащищённость сигнала (увеличивается количество ошибок).

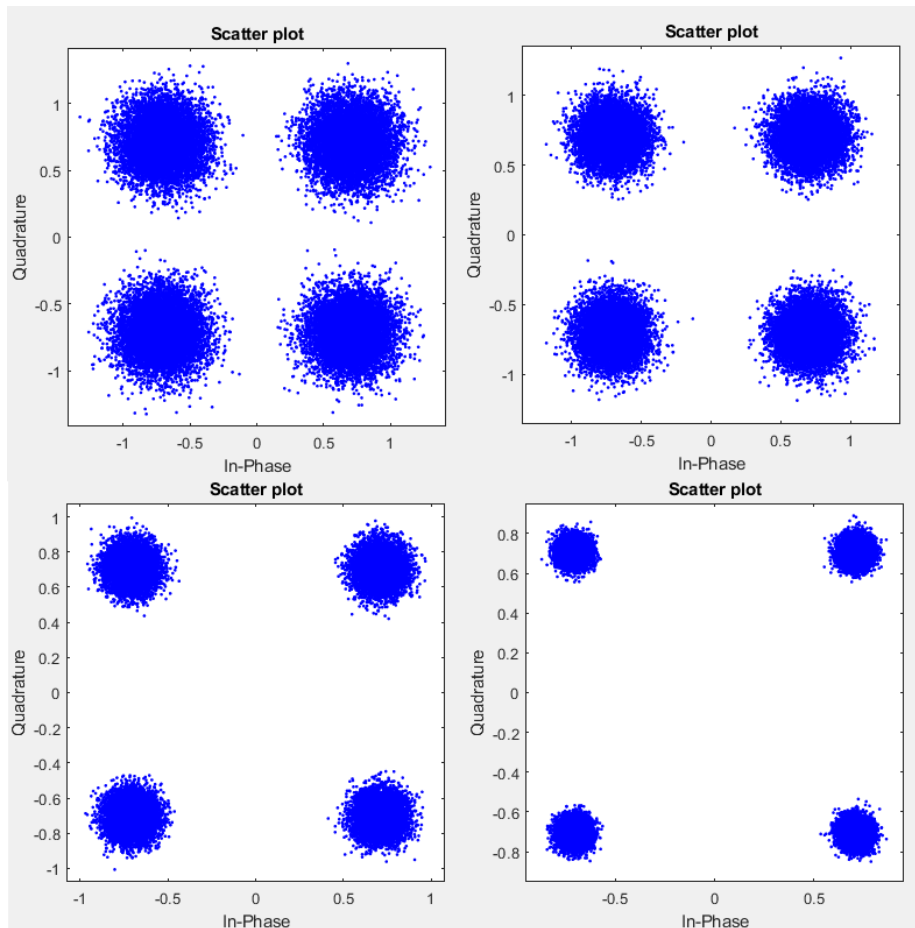
2) Рассматривая созвездия модуляций при различном отношении сигнал/шум можно сделать вывод, что при увеличении SNR точки на созвездии сходятся, и как следствие, при приёме количество ошибок уменьшается.

Уменьшение числа ошибок достигается использованием сигнально-кодовых конструкций в стандарте DVB-RCS. Совместное использование цифровых модуляций QPSK, 8-PSK, 16-APSK, 32-APSK - и каскадных кодов BCH - LDPC позволяет снизить битовые ошибки.

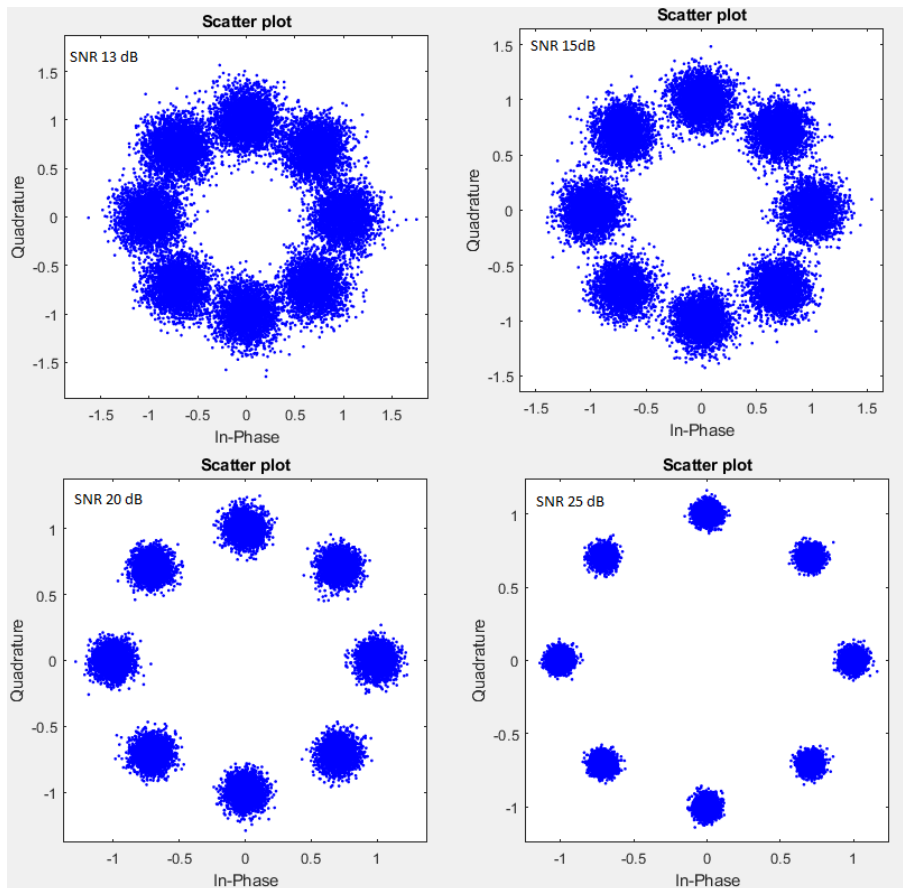
Схема кодирования основана на взаимной связи кодов LDPC и БЧХ. Коды LDPC, могут обеспечить чрезвычайно низкие частоты появления ошибок вблизи пропускной способности канала, используя алгоритм итеративного декодирования с низкой плотностью. Внешние коды БЧХ используются для коррекции случайных ошибок, создаваемых декодером LDPC.

Закодированная последовательность поступает на блочный перемежитель и затем модулируется с использованием метода фазовой манипуляции M-PSK и передается по каналу с заданным уровнем шума.

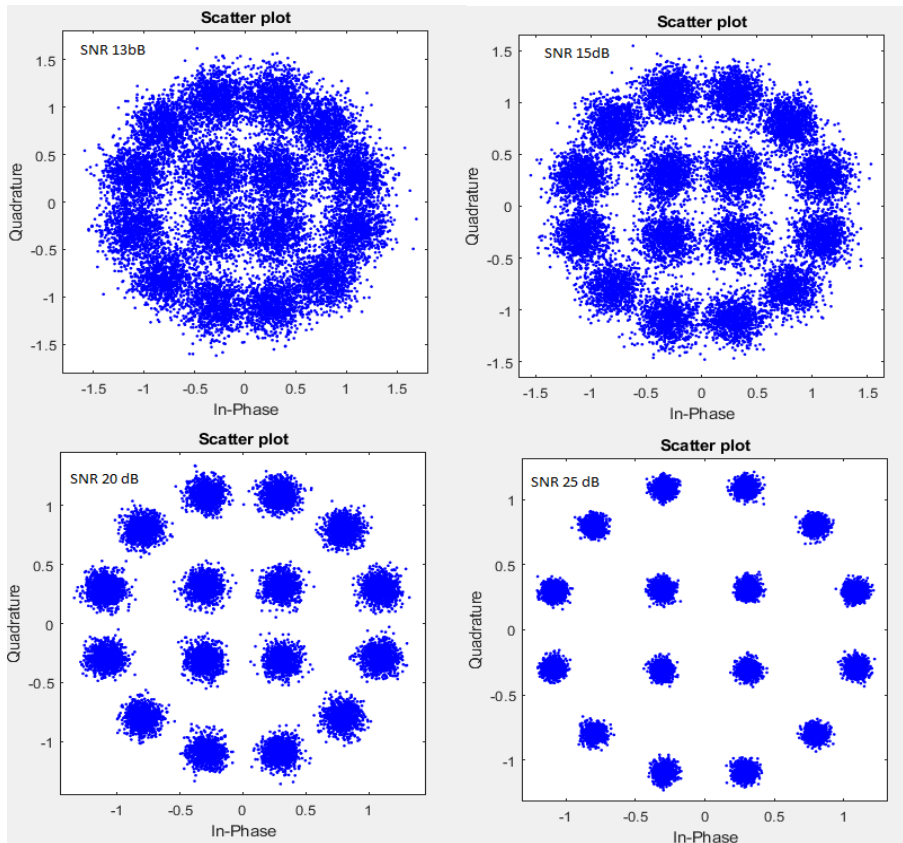
Созвездия, полученные при модулировании, для различных отношений энергии бита к спектральной мощности шума (SNR) представлены на рисунках:



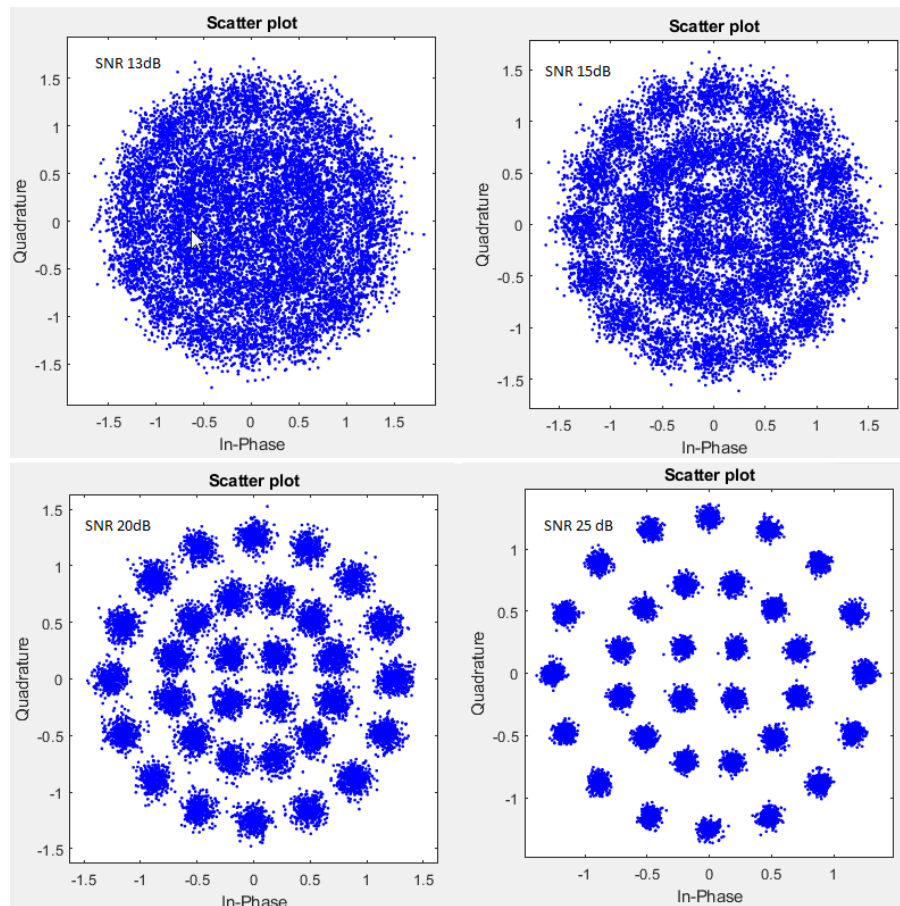
Созвездия QPSK 9/10 для разных SNR



Созвездия 8PSK 9/10 для разных SNR

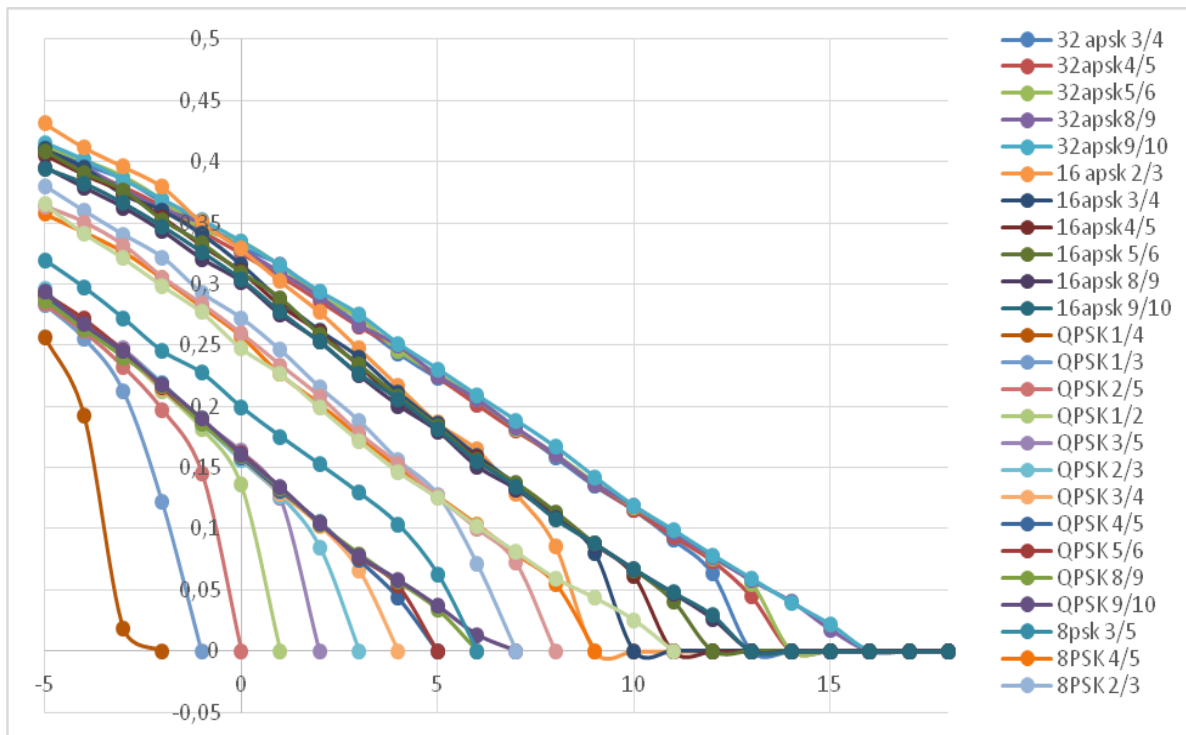


Созвездия 16APSK 9/10 для разных SNR



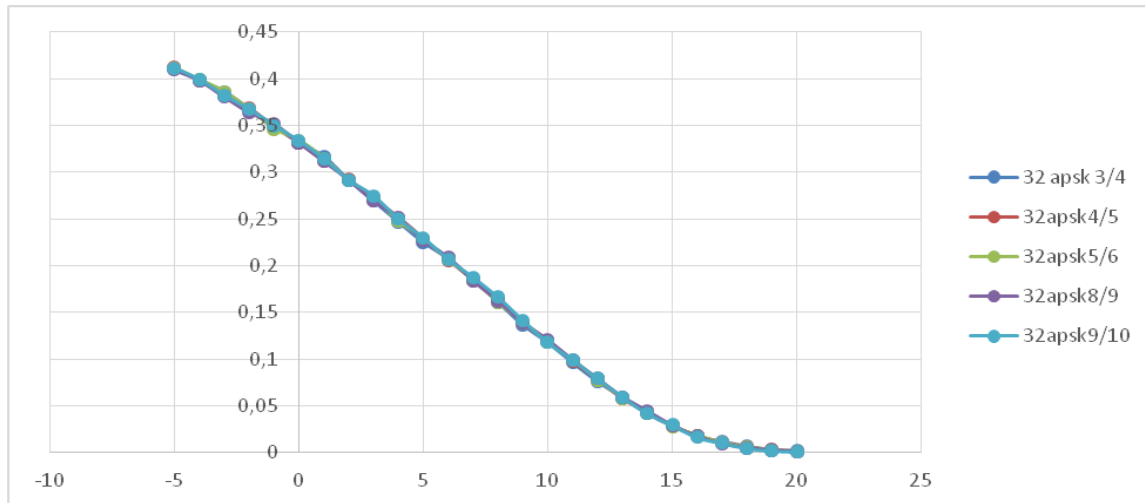
Созвездия 32APSK 9/10 для разных SNR

В результате моделирования получены зависимости BER от SNR для различных скоростей кодирования LDPC.



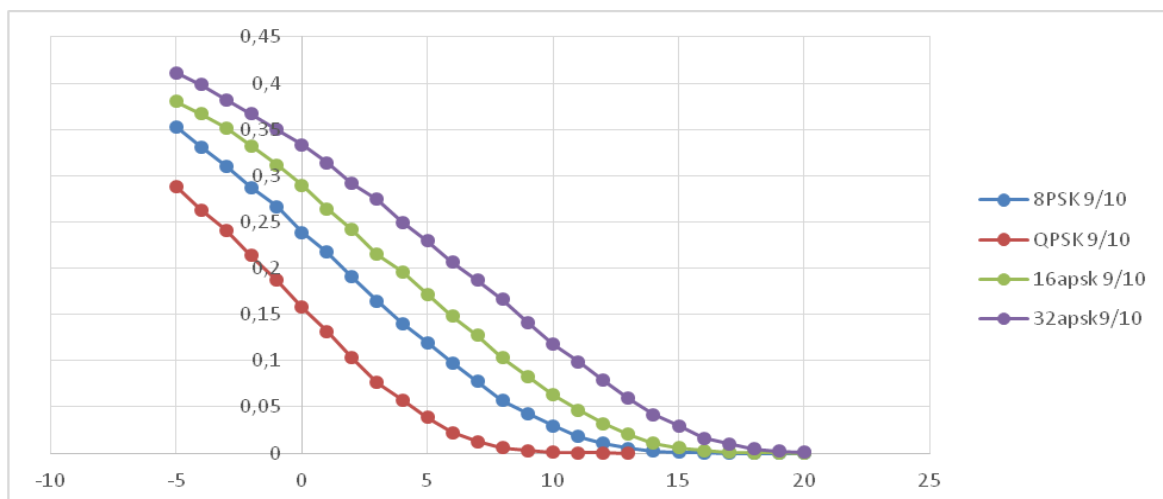
Зависимость BER от SNR после декодирования LDPC

Анализ рисунка показывает, что квадратурная фазовая манипуляция позволяет передавать данные с наименьшей ошибкой, чем другие представленные модуляции при прочих равных условиях. Применение же модуляции 32-APSK позволит увеличить скорость передачи данных в 2,5 раза.



Зависимость BER после демодулирования от SNR для одного вида модуляции с разными скоростями кодирования

Из рисунка видно, что все графики наложены друг на друга, отсюда следуют, что BER после демодулирования не зависит от скорости кодирования.



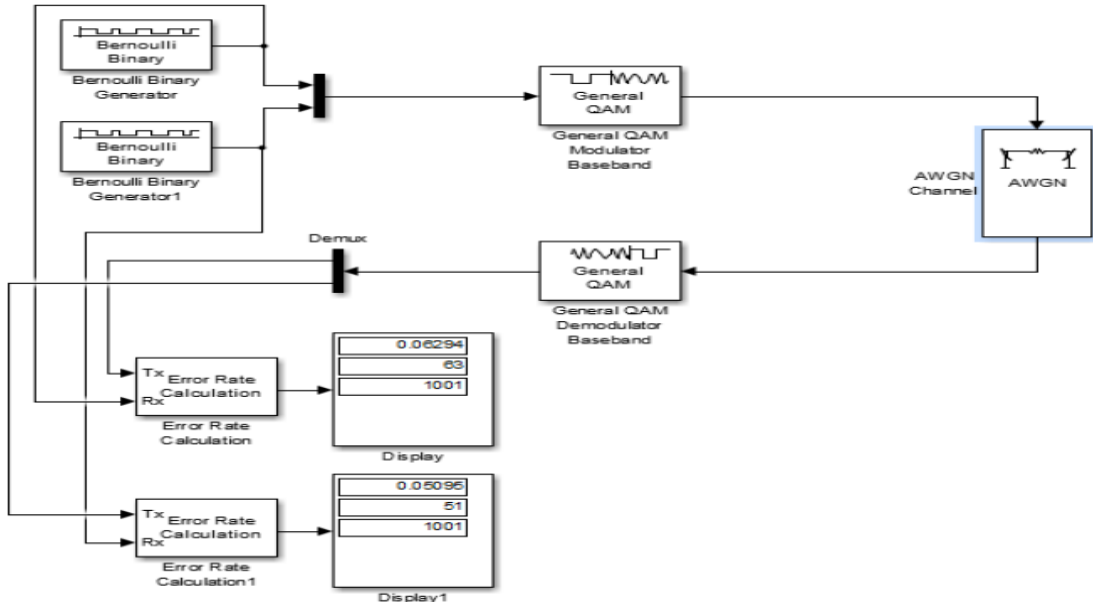
Зависимость BER от SNR после демодулирования для разных видов модуляции с одинаковой скоростью кодирования

Из рисунка видно, что для QPSK обладает наилучшей помехозащищенностью.

В результате моделирования установлено, что QPSK обладает наилучшей помехозащищенностью, 32APSK амплитудно-фазовая манипуляция позволяет передавать данные с большей скоростью.

Модель командной линии связи (НСК-БСК)

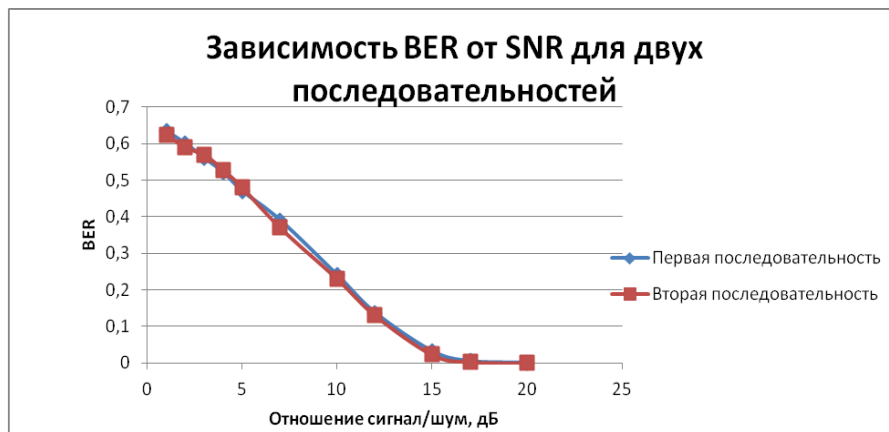
Командная линия построена на основе режима многочастотного доступа с разделением по времени (MF-TDMA) (линия вверх). На рисунке представлена схема аппаратно-программного комплекса в среде разработки Simulink для стандарта MF-TDMA.



Реализация аппаратно программно комплекса MF-TDMA

Работа комплекса основана на работе двух генераторов двоичной псевдослучайной последовательности Бернулли, имитирующих входной сигнал, который модулируется с использованием метода фазовой манипуляции M-PSK и передается по каналу с заданным уровнем шума. В итоге на разностном устройстве для оценки количества и частоты ошибок между передающимся и принимаемым сигналом получаем вероятность битовой ошибки BER.

Построены зависимости BER от SNR для первого и второго генератора последовательностей.



Зависимость BER от SNR для двух последовательностей

ПРИЛОЖЕНИЕ 3. ТЕОРИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ И ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ [14] (Задание на самостоятельную работу - подготовка к семинару)

Цель измерений – получение результата, т.е. оценки истинного значения физической величины. Для этого измерения необходимо проводить с возможно большей достоверностью и точностью. Но какими бы точными и совершенными ни были средства и методы измерений и как бы тщательно измерения ни выполнялись, их результат всегда отличается от истинного значения измеряемой величины, т.е. определяется с некоторой погрешностью. Погрешности возникают из-за несовершенства применяемых методов и средств измерений, непостоянства влияющих на результат измерения величин и индивидуальных особенностей оператора (экспериментатора) и пр.

Чтобы получить объективные данные о точности результата измерения физической величины, необходимо оценить полученные погрешности. Поскольку любые измерения практически всегда сопровождаются появлением различных погрешностей, в том числе и случайных, то обработка результатов измерений должна содержать операции над случайными величинами. Эти операции выполняют методами теории вероятности и математической статистики. Статистическая обработка результатов измерений – обработка измерительной информации с целью получения достоверных данных. Множество задач, решаемых с помощью измерений, определяет и разнообразие видов статистической обработки их результатов.

Если прямое измерение физической величины проведено один раз (так называемое однократное прямое измерение), то результатом измерения является непосредственное показание средства измерения. При этом за погрешность результата измерения часто принимают погрешность средства измерения. Кстати, при использовании термина «результат измерения» следует четко указать, к чему он относится: показанию средства измерения, исправленному или не исправленному результату, и проводилось ли усреднение результатов нескольких измерений. Следует отметить, что исправленным результатом измерений называется полученное с помощью средства измерения значение величины и уточненное путем введения в него необходимых поправок на действие предполагаемых систематических погрешностей.

В случае многократных наблюдений результат измерения и его погрешность находят различными методами статистической обработки всех выполненных наблюдений.

2. Теория погрешностей

2.1. Погрешности измерений и их классификация

Измерение можно считать законченным, если с наибольшей точностью найден не только результат измерения, но и проведена оценка его погрешности, т.е. качество результатов измерений принято характеризовать, указывая их точность или погрешности.

Под качеством измерений понимают совокупность свойств, обуславливающих получение результатов этих измерений с требуемыми точностными характеристиками, в необходимом виде и установленные сроки. Качество измерений характеризуется, прежде всего, такими показателями, как точность (погрешность), правильность и достоверность. Точность результата измерений - основная характеристика качества измерений, отражающая близость к нулю погрешности этого результата.

Введение в теоретической метрологии понятия «погрешность» требует четкого разграничения трех терминов: истинного и действительного значений измеряемой величины и результата измерения, поскольку результат измерения представляет собой приближенную оценку истинного значения величины, найденную путем измерения.

В метрологии определение «погрешность» является одним из центральных, причем в нем отражены понятия «погрешность результата измерения» и «погрешность средства измерения». Хотя эти два понятия отражают разные причины влияния на точность измерений, они близки друг к другу и обычно их классифицируют по одинаковым признакам.

Погрешностью результата измерения называется отклонение найденного значения от истинного значения измеряемой физической величины. Поскольку истинное значение измеряемой величины неизвестно, то при количественной оценке погрешности пользуются действительным значением физической величины. Напомним, что действительное значение физической величины находится экспериментально и оно настолько близко к истинному значению, что для конкретно поставленной измерительной задачи может быть использовано вместо него.

Погрешность средства измерения представляет собой разность между показаниями средства измерения и истинным (действительным) значением измеряемой физической величины. Эта погрешность характеризует точность результатов измерений, проводимых используемым средством.

Как одну из основных характеристик результата измерения, погрешность необходимо оценить. Очевидно, что погрешность можно оценить до (априорное) и после (апостериорное)

измерения. Априорное оценивание – это проверка возможности обеспечить требуемую точность измерений, проводимых в заданных условиях выбранным методом с помощью конкретных средств измерений. Оно проводится в случаях:

- нормирования метрологических характеристик средств измерений;
- разработки методик выполнения измерений;
- выбора средств измерений для решения конкретной измерительной задачи;
- подготовки измерений, проводимых с помощью конкретного средства измерения.

Апостериорную оценку погрешностей проводят тогда, когда априорная оценка неудовлетворительна или получена на основе типовых метрологических характеристик, а требуется учесть индивидуальные свойства используемого средства измерения. Такую оценку следует рассматривать как коррекцию априорных оценок. Погрешность результата измерения можно оценить с разной точностью на основании различной исходной информации. Поэтому различают измерения с точной, приближенной и предварительной оценкой погрешностей.

При измерениях с точной оценкой погрешности учитывают индивидуальные метрологические свойства и характеристики примененных средств измерения, анализируют метод измерений, контролируют условия измерений. Понятие «точной» оценки условно, так как это сделать принципиально невозможно.

Если измерения ведут с приближенной оценкой погрешности, то учитывают лишь метрологические характеристики средства измерения и оценивают их влияние на результат только при отклонении условий измерения от нормальных.

Измерения с предварительной оценкой погрешности выполняют по типовым методикам, нормативными документами, в которых указаны методы и условия измерений, типы и погрешности используемых средств измерений и на основе этих данных заранее оценена возможная погрешность результата.

По форме количественного выражения погрешности делятся на:

- абсолютные;
- относительные;
- приведенные.

Абсолютной погрешностью Δ выражаемой в единицах измеряемой величины, называют отклонение результата измерения x от истинного значения x_u

$$\Delta = x - x_u \quad (2.1)$$

Разновидностью абсолютной погрешности является предельная (максимальная) погрешность Δ_m - погрешность, больше которой в данном измерительном эксперименте не может быть.

Абсолютная погрешность характеризует значение и знак полученной погрешности, но не определяет качество самого измерения. Характеристикой качества измерения является точность измерения, отражающая меру близости результата измерения к истинному значению измеряемой величины. Высокой точности измерений соответствует малая погрешность. Например, измерение напряжения с амплитудой 10 и 100В может быть выполнено с идентичной абсолютной погрешностью $\Delta = \pm 1\text{В}$. Однако качество первого измерения хуже второго. Поэтому для сравнения качества измерений используют относительную погрешность.

Относительной погрешностью δ называют отношение абсолютной погрешности измерения к истинному значению измеряемой величины:

$$\delta = \Delta/x_u \quad (2.1)$$

Мерой точности измерений служит показатель точности, обратный модулю относительной погрешности: $K_T = 1/|\delta|$. Часто относительную погрешность δ выражают в процентах: $\delta = 100\Delta/x_u \%$. относительная погрешность может быть определена как $\delta \approx \Delta/x$ или $\delta \approx 100\Delta/x \%$.

Если измерение выполнено однократно и за абсолютную погрешность результата измерения Δ принята разность между показанием прибора и истинным значением измеряемой величины x_u , то из (2.2) следует, что значение δ уменьшается с ростом x_u .

Приведенной погрешностью γ , выражающей потенциальную точность измерений, называют отношение абсолютной погрешности Δ к некоторому нормирующему значению X_N (например, к конечному значению шкалы):

$$\gamma = 100 \frac{\Delta}{X_N} \% \quad (2.2)$$

Из определения погрешности не следует, что она состоит из каких-либо составляющих. Деление погрешности на составляющие введено для удобства обработки результатов измерений исходя из характера их проявления. В процессе формирования метрологии было обнаружено, что погрешность не является постоянной величиной. Элементарным анализом установлено, что одна ее составляющая проявляется как постоянная величина, а другая – изменяется непредсказуемо.

По характеру (закономерности) проявления погрешности делят на:

- систематические (Systematic error);
- случайные (Random error);
- грубые (промахи).

Систематические погрешности Δ_c – составляющие погрешности измерений, сохраняющиеся постоянными или закономерно изменяющиеся при многократных измерениях величины в одних и тех же условиях. Их отличительным признаком является то, что они могут быть предсказаны и обнаружены. Систематическая погрешность одного средства измерения, как правило, будет отличаться от систематической погрешности другого аналогичного средства измерения, вследствие чего для группы однотипных средств измерений систематическая погрешность может иногда рассматриваться как случайная величина, обладающая некоторыми, но не всеми свойствами случайной величины, изучаемой в теории вероятностей и математической статистике.

Систематические погрешности выявляют детальным анализом их возможных источников и уменьшают введением соответствующей поправки, применением более точных приборов, калибровкой приборов с помощью рабочих мер и т. п.

Случайные погрешности Δ – составляющие погрешности измерений, изменяющиеся случайным образом по значению и знаку при повторных измерениях одной и той же физической величины в одних и тех же условиях. Случайные составляющие погрешности измерений приводят к неоднозначности показаний и проявляются при повторных измерениях одной и той же физической величины в виде некоторого разброса получаемых результатов. Они могут быть вызваны, например, неправильным функционированием электронных элементов измерительного устройства.

Описание и оценка случайных погрешностей возможны только на основе теории вероятностей и математической статистики (математическая статистика — раздел математики, посвященный математическим методам систематизации, обработки и использования статистических данных для научных и практических выводов).

Грубые погрешности (промахи) — погрешности, существенно превышающие ожидаемые при данных условиях измерения. Они возникают из-за неучтенных внешних воздействий. Так, грубые погрешности могут быть вызваны кратковременными скачками питающего напряжения при включении в сеть мощных потребителей энергии. Промахи могут быть обусловлены и неправильными действиями оператора, в частности возникающими ошибками при списывании им показаний измерительного прибора. В случае однократного измерения обнаружить грубую погрешность нельзя. При многократных наблюдениях грубые

погрешности выявляют и исключают в процессе статистической обработки результатов наблюдений.

Итак, если не учитывать грубые погрешности, абсолютную погрешность измерения Δ , определяемую выражением (2.1), можно представить суммой систематической и случайной составляющих:

$$\Delta = \Delta_c + \overset{\circ}{\Delta} \quad (2.3)$$

Из соотношения (2.4) следует, что абсолютная погрешность, как и результат измерения, является случайной величиной.

По причинам возникновения погрешности принято делить на:

- методические;
- инструментальные;
- внешние;
- субъективные (личные).

Методические погрешности возникают из-за несовершенства метода измерений, некорректности алгоритмов или формул, по которым производят вычисления результатов измерений, из-за влияния выбранного средства измерения на измеряемые параметры сигналов и т.д. Если, например, вольтметр имеет недостаточно высокое входное сопротивление, то его подключение к схеме способно изменить в ней распределение токов и напряжений. При этом результат измерения будет отличаться от действительного.

Методическую погрешность можно уменьшить путем применения более точного метода измерения.

Инструментальные (аппаратурные) погрешности возникают из-за несовершенства средств измерения, т.е. от их собственных погрешностей. Уменьшить инструментальные погрешности можно применением более точного прибора.

Внешние погрешности связаны с отклонением одной или нескольких влияющих величин от нормальных значений или выходом их за пределы нормальной области.

Субъективные погрешности вызваны ошибками экспериментатора при отсчете показаний (погрешности от небрежности и невнимания экспериментатора).

По характеру проявления измеряемой величины в процессе измерений различают погрешности:

- статические;
- динамические.

Статические погрешности возникают при измерении установившегося во времени значения измеряемой величины.

Динамические погрешности имеют место при динамических измерениях, когда измеряемая физическая величина изменяется во времени. Причина появления динамических погрешностей состоит в несоответствии скоростных (временных) характеристик прибора и скорости изменения измеряемой величины.

По условиям эксплуатации средств измерений различают погрешности:

- основную;
- дополнительную.

Основная погрешность средств измерений имеет место при нормальных условиях эксплуатации, оговоренных в регламентирующих документах.

Дополнительная погрешность средств измерений возникает из-за выхода какой-либо из влияющих величин за пределы нормальной области значений.

Полностью исключить погрешности практически невозможно, а вот установить пределы возможных значений погрешностей измерения, следовательно, повысить точность выполнения измерений необходимо.

2.2 Методы уменьшения систематических погрешностей

Источниками систематических составляющих погрешности измерения могут быть объект и метод измерения, средства измерения, условия измерения и экспериментатор. При этом оценивание систематических составляющих представляет достаточно трудную метрологическую задачу. Важность ее определяется тем, что знание систематической погрешности позволяет ввести соответствующую поправку в результат измерения и тем самым повысить его точность. Трудность же состоит в сложности обнаружения систематической погрешности, поскольку ее невозможно выявить путем повторных измерений (наблюдений).

Действительно, будучи постоянной по величине для данной группы наблюдений, систематическая погрешность никак визуально не проявится при повторных измерениях одной и той же величины и, следовательно, оператор затруднится ответить на вопрос – имеется ли систематическая погрешность в наблюдаемых результатах. Таким образом, проблема обнаружения систематических погрешностей едва ли не главная в борьбе с ними.

Обычно систематическая погрешность результата измерения рассматривается по составляющим в зависимости от источников их возникновения.

В основу классификации систематических погрешностей положена закономерность их поведения во времени.

По характеру изменения во времени систематические погрешности разделяют на постоянные и переменные.

Постоянными называют такие систематические погрешности измерения, которые остаются неизменными (сохраняют величину и знак) в течение всей серии измерений.

Переменными называют погрешности, изменяющиеся в процессе измерения. Наличие существенной переменной систематической погрешности искажает оценки характеристик случайной погрешности. Поэтому она должна обязательно выявляться и исключаться из результатов измерений.

В теоретической метрологии принято считать, что систематические погрешности можно обнаружить и исключить из результата измерения. Однако в реальных условиях полностью исключить систематическую составляющую погрешности невозможно. Всегда остаются какие-то неисключенные факторы, которые нужно учитывать и которые будут вызывать систематическую погрешность измерения. Это значит, что систематическая погрешность тоже случайна и ее определение обусловлено лишь установившимися традициями обработки и представления результатов измерения.

Для результата измерения не обнаруженная систематическая составляющая погрешности гораздо опаснее случайной погрешности: если случайная составляющая вызывает вариацию (разброс) результатов, то систематическая – устойчиво их искажает (смещает). Результаты измерений, содержащие систематическую погрешность, относятся к неисправленным. В любом случае отсутствие или незначительность (пренебрежение) систематической погрешности надо доказать.

Постоянные систематические погрешности можно обнаружить только путем сравнения результатов измерений с другими, полученными с использованием более точных методов и средств измерения. В ряде случаев систематическую погрешность можно исключить путем устранения источников погрешности до начала измерений (профилактика погрешности), а в процессе измерений – внесением известных поправок в результаты измерений. Профилактика – наиболее рациональный способ снижения погрешности, который заключается в устранении влияния, например, температуры (термостатированием и термоизоляцией), магнитных полей (магнитными экранами), вибраций и т.п. Сюда же относятся регулировка, ремонт и поверка средств измерений.

Метод замещения обеспечивает наиболее полную компенсацию постоянной систематической погрешности. Суть данного метода состоит в такой замене измеряемой величины x_u известной величиной A , получаемой с помощью регулируемой меры, чтобы показание измерительного прибора сохранилось неизменным. Значение измеряемой величины считывают в этом случае по указателю меры. При использовании данного метода

погрешность неточного измерительного прибора устраняют, а погрешность измерения определяют только погрешностью самой меры и погрешностью отсчета измеряемой величины по указателю меры.

Метод компенсации погрешности по знаку используют для устранения постоянной систематической погрешности, у которой в зависимости от условий измерения изменяется только знак. При этом методе выполняют два измерения, результаты которых соответственно есть $x_1 = x_u + \Delta_c$ и $x_2 = x_u - \Delta_c$, где x_u - измеряемая величина. Среднее значение из полученных результатов $(x_1 + x_2)/2 = x_u$ представляет собой окончательный результат измерения, не содержащий погрешности $\pm \Delta_c$. Данный метод наиболее часто применяют при измерении экстремальных значений (максимума и нуля) неизвестной физической величины.

Метод введения поправок позволяет достаточно просто вычислить и исключить из результата измерения систематические погрешности. Напомним, что поправка C - величина, одноименная с измеряемой x_u , вводимая в результат измерения $x = x_u + \Delta_c + C$ с целью исключения систематической погрешности. В случае принимают $C = -\Delta_c$ и систематическая погрешность полностью исключается из результата измерения.

Поправки определяют экспериментально или путем специальных теоретических исследований и задают в виде формул, графиков или таблиц.

Ввод одной поправки позволяет исключить влияние только одной составляющей систематической погрешности. Для устранения всех составляющих в результат измерения приходится вводить несколько поправок.

Метод противопоставления применяется в радиоизмерениях для уменьшения постоянных систематических погрешностей при сравнении измеряемой величины с известной величиной примерно равного значения, воспроизводимой соответствующей образцовой мерой.

Данный метод, является разновидностью метода сравнения, при котором измерение выполняется дважды и проводится так, чтобы в обоих случаях причина постоянной погрешности оказывала разные, но известные по закономерности воздействия на результаты наблюдений.

Метод рандомизации (от англ. *random* – случайный, беспорядочный; в переводе на русский означает; перемешивание, создание беспорядка, хаоса) основан на принципе формального перевода систематических погрешностей в случайные. Этот метод позволяет эффективно уменьшать постоянную систематическую погрешность (методическую и инструментальную) путем измерения некоторой величины рядом однотипных приборов с

последующей оценкой результата измерений в виде математического ожидания (среднего арифметического значения) выполненного ряда наблюдений. В данном методе при обработке результатов измерений используются случайные изменения погрешности от прибора к прибору.

Поясним действие метода рандомизации простым примером. Пусть некоторая физическая величина измеряется n раз (число n достаточно велико) однотипными приборами, имеющими систематические погрешности одинакового происхождения. Для одного прибора эта погрешность – величина постоянная, но от прибора к прибору она изменяется случайным образом. Поэтому если измерить неизвестную величину n приборами и затем вычислить математическое ожидание всех результатов, то значение погрешности существенно уменьшится (как и в случае усреднения случайной погрешности).

Рассмотрим некоторые методы, применяющиеся для обнаружения и уменьшения переменных и монотонно изменяющихся во времени систематических погрешностей.

Метод симметричных наблюдений весьма эффективен при выявлении и исключении систематической погрешности, являющейся линейной функцией соответствующего аргумента (амплитуды, напряжения, времени, температуры и т.д.).

Положим, что измеряют физическую величину x_u , а результаты наблюдений x_i зависят от времени t . Для выявления характера изменения погрешности выполняют ряд наблюдений через равные промежутки времени Δt . Пусть выполнено пять наблюдений физической величины $x_1 - x_5$ в моменты времени $t_1 - t_5$. Вычислим средние арифметические значения двух пар наблюдений $(x_1 + x_5)/2$ и $(x_2 + x_4)/2$. Наблюдения в этих парах проведены в моменты t_1, t_5 и t_2, t_4 , симметричные относительно момента t_3 .

При линейном характере изменения погрешности полученные средние значения измеряемой величины должны быть одинаковы. Убедившись в этом, результаты наблюдений запишем как $x_i = x_u + kt_i$, где k – некоторая постоянная. Пусть при измерениях получены значения $x_1 = x_u + kt_1$ и $x_2 = x_u + kt_2$. Решение полученной системы из двух уравнений дает значение измеряемой величины x_u свободное от переменной систематической погрешности:

$$x_u = \frac{x_2 t_1 - x_1 t_2}{t_1 - t_2}.$$

Метод анализа знаков неисправленных случайных погрешностей. Когда знаки неисправленных случайных погрешностей чередуются с некоторой закономерностью, имеет место переменная систематическая погрешность. Если у случайных погрешностей последовательность знаков «+» сменяется последовательностью знаков «-» или наоборот, то

присутствует монотонно изменяющаяся систематическая погрешность. Если же у случайных погрешностей группы знаков «+» и «-» чередуются, то имеет место периодическая систематическая погрешность.

Графический метод является наиболее простым методом, используемым для обнаружения переменной систематической погрешности в ряде результатов наблюдений. При этом методе рекомендуется построить график, на который нанесены результаты наблюдений в той последовательности, в какой они были получены. На графике через точки наблюдений проводят плавную линию, которая выражает тенденцию результата измерения, если она существует. Если тенденция не прослеживается, то переменную систематическую погрешность считают практически отсутствующей.

2.3 Аналитическое представление и оценка случайных погрешностей

Если при проведении с одинаковой тщательностью и в одинаковых условиях ряда наблюдений одной и той же физической величины получены отличающиеся друг от друга результаты, то это свидетельствует о наличии в них случайных погрешностей. Каждая такая погрешность обусловлена одновременным воздействием на результат наблюдения многих случайных возмущений и сама является случайной величиной. При этом оценить результат отдельного наблюдения и исправить его введением поправки невозможно. С определенной долей уверенности можно утверждать, что истинное значение измеряемой величины находится в интервале результатов наблюдений от x_{\min} до x_{\max} , где x_{\min} , x_{\max} - соответственно нижняя и верхняя границы интервала. Вместе с тем остается неясным, чему равна вероятность появления того или иного значения погрешности, какое из множества лежащих в этом интервале значений величины принять за результат измерения и какими показателями охарактеризовать случайную погрешность результата.

Чтобы ответить на эти вопросы, необходим совершенно иной, чем при анализе систематических погрешностей, подход. Этот подход базируется на рассмотрении результатов наблюдений, результатов измерений и случайных составляющих погрешностей как случайных величин. Методы теории вероятностей и математической статистики позволяют установить вероятностные (статистические) закономерности появления случайных погрешностей и на основании этих закономерностей дать оценки результата измерения и его случайной погрешности.

Чтобы удобнее было анализировать точность измерений, ниже предполагается, что абсолютная погрешность результата измерений (2.4) является случайной, т.е. $\Delta = \overset{\circ}{\Delta}$, и обозначается Δ .

Для описания свойств случайной величины в теории вероятностей используют понятие закона (функции) распределения вероятностей случайной величины (в данном случае случайной погрешности Δ). Различают две формы описания закона распределения: интегральную и дифференциальную. В метрологии преимущественно используется дифференциальная форма — закон распределения плотности вероятностей случайной величины.

Рассмотрим формирование дифференциального закона распределения плотности вероятностей случайной величины с помощью гистограммы на примере измерений с многократными наблюдениями (рис.2.1).

Пусть проведено n последовательных измерений одной и той же физической величины x и получена группа ее значений $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$. Расположим результаты наблюдений в порядке возрастания их номеров от x_{\min} до x_{\max} и затем найдем размах ряда $X = x_{\max} - x_{\min}$. Разделив размах ряда на k равных интервалов $\Delta x = X/k$, подсчитаем количество наблюдений n_k одинаковых значений величины x , попадающих в свой интервал Δx .

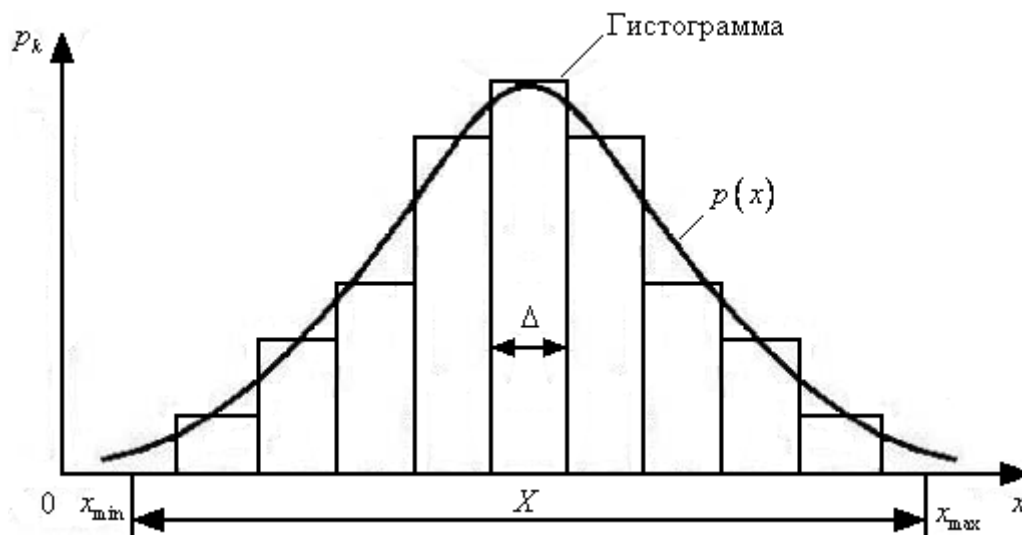


Рисунок 2.1 - Гистограмма распределения результатов ряда наблюдений

Представим полученные результаты графически, нанеся, на оси абсцисс значения физической величины x и обозначив границы интервалов с одинаковыми ее значениями, а по оси ординат — относительную частоту попаданий туда этих значений $p_k = n_k/n$. Построив на диаграмме прямоугольники, основанием которых является ширина интервалов

Δx , а высотой $p_k = n_k/n$, получим диаграмму, дающую представление о плотности распределения результатов наблюдений в данном опыте. Площадь, заключенная под графиком, пропорциональна числу наблюдений n . Построенная на рис.2.1 диаграмма называется гистограммой и характеризует распределение числа результатов измерений исследуемой величины в зависимости от их значения. Ее максимум находится при истинном значении измеряемой величины. За пределами гистограммы справа и слева остаются пустые интервалы, в которых точки, соответствующие серединам этих интервалов находятся на оси абсцисс.

Если распределение случайной величины x статистически устойчиво, то можно ожидать, что при повторных сериях наблюдений той же величины, в тех же условиях, относительные частоты попаданий ее значений в каждый интервал будут близки к первоначальным. Это означает, что, построив гистограмму один раз, при последующих сериях наблюдений можно с определенной долей уверенности заранее предсказать распределение результатов наблюдений по интервалам.

При увеличении числа интервалов и соответственно уменьшении их длины гистограмма все более приближается к гладкой кривой. При бесконечном увеличении числа наблюдений $n \rightarrow \infty$ и бесконечном уменьшении ширины интервалов $\Delta x \rightarrow 0$ ступенчатая кривая, огибающая гистограмму, перейдет в плавную кривую $p(x)$ (см. рис.2.1), называемую кривой одномерной плотности распределения вероятностей (одномерной плотностью вероятностей) случайной величины, а уравнение, описывающее ее, — дифференциальным законом распределения. Кривая плотности вероятностей всегда неотрицательна и подчинена условию нормировки

$$\int_{-\infty}^{+\infty} p(x) dx = 1$$

Закон распределения дает полную информацию о свойствах случайной величины и позволяет ответить на поставленные вопросы о результате измерения и его случайной погрешности.

Если перейти от переменной x , т.е. измеряемой величины, к переменной Δ , отражающей случайную погрешность, то дифференциальный закон (плотность вероятностей) распределения случайной погрешности Δ можно записать в общепринятом виде:

$$p(\Delta) = \frac{dF(\Delta)}{d\Delta}, \quad (2.4)$$

где $dF(\Delta)$ - вероятность нахождения значений погрешности Δ в интервале $d\Delta$.

Интегральным законом распределения случайной погрешности Δ называют функцию $F(\Delta_r)$, выражающую вероятность P того, что случайная погрешность находится в интервале от $-\infty$ до некоторого значения, меньшего граничного Δ_r :

$$F(\Delta_r) = P(-\infty < \Delta < \Delta_r) = \int_{-\infty}^{\Delta_r} p(\Delta) d\Delta. \quad (2.5)$$

Функция $F(\Delta_r)$ неубывающая и определена так, что $F(-\infty) = 0$ и $F(\infty) = 1$. Интерес представляет поиск вероятности P , с которой погрешность измерений находится в заданном интервале погрешностей $(\Delta_{r1}, \Delta_{r2})$, где Δ_{r1} и Δ_{r2} - нижняя и верхняя границы этого интервала. Записывают вероятность как $P(\Delta_{r1} \leq \Delta \leq \Delta_{r2})$ и в общем случае $0 \leq P \leq 1$. Если $P = 0,6$ и выполнено 100 измерений, то считают, что 60 значений Δ попадают в интервал $(\Delta_{r1}, \Delta_{r2})$.

Для определения вероятности $P(\Delta_{r1} \leq \Delta \leq \Delta_{r2})$ можно использовать и интегральный и дифференциальный законы распределения. Между законами имеется такая связь:

$$P(\Delta_{r1} \leq \Delta \leq \Delta_{r2}) = \int_{\Delta_{r1}}^{\Delta_{r2}} p(\Delta) d\Delta. \quad (2.6)$$

В практических расчетах чаще применяют дифференциальный закон, так как он более наглядно описывает свойства случайной погрешности.

Из физических представлений следует, что вероятность нахождения погрешности на интервале всех возможных ее значений, т.е. на интервале $(-\infty, \infty)$, равна $P(-\infty \leq \Delta \leq \infty) = 1$.

Часто необязательно описывать случайную погрешность с помощью законов распределения плотности вероятностей, а достаточно охарактеризовать числами отдельные ее свойства. Такие числовые характеристики называют моментами. Напомним, что моменты являются начальными, если величины отсчитывают от начала координат, и центральными, если величины отсчитывают от центра распределения.

Для рассматриваемых ниже симметричных законов $p(\Delta)$ применяется в основном центральный момент второго порядка, называемый дисперсией:

$$D = \int_{-\infty}^{\infty} \Delta^2 p(\Delta) d\Delta. \quad (2.7)$$

Дисперсия D характеризует рассеяние погрешностей относительно центра распределения $\Delta = 0$.

Поскольку дисперсия D имеет размерность квадрата погрешности измерения, то обычно используют среднее квадратическое отклонение $\sigma = \sqrt{D}$, которое имеет размерность самой погрешности.

В метрологии при анализе случайных погрешностей (равно и при анализе случайных величин) чаще применяют нормальный (Гаусса) и треугольный законы, а также закон распределения Стьюдента.

Нормальный закон распределения погрешностей применяют при следующих предположениях:

- погрешность может принимать непрерывный ряд значений в интервале $\pm\infty$;
- при выполнении значительного числа наблюдений большие погрешности Δ появляются реже, чем малые, а частота появления погрешностей, идентичных по абсолютной величине и противоположных; знаку, одинакова.

Одномерная плотность вероятностей для нормального закона распределения погрешностей имеет вид

$$p(\Delta) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\Delta^2}{2\sigma^2}}. \quad (2.8)$$

Чем σ меньше, тем выше точность измерений. Это следует из графиков функции (2.9) для разных σ (рис. 2.2). По мере уменьшения σ рассеяние случайных погрешностей Δ относительно центра их распределения, т.е. в данном случае относительно значения $\Delta = 0$, уменьшается. При нормальном законе распределения погрешностей Δ формула расчета вероятности $P(\Delta_{r1} \leq \Delta \leq \Delta_{r2})$ находится подстановкой (2.9) в (2.7). Для симметричного интервала, т.е. $\Delta_{r1} = -\Delta_r$ и $\Delta_{r2} = \Delta_r$:

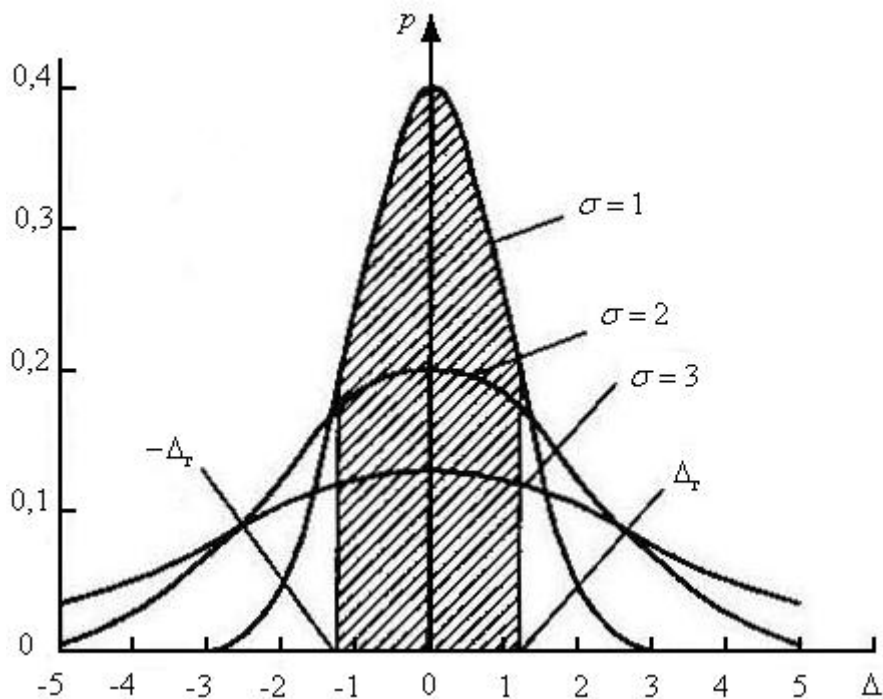


Рисунок 2.2 – Графики нормального закона распределения

$$P(-\Delta_r \leq \Delta \leq \Delta_r) = 2 \int_0^{\Delta_r} p(\Delta) d\Delta = \frac{2}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_0^{\Delta_r} e^{-\frac{\Delta^2}{2\sigma^2}} d\Delta. \quad (2.9)$$

Отметим геометрическую интерпретацию вероятности распределения случайных погрешностей (2.10). На графике, представленном на рис. 2.2, для конкретного значения СКО σ вероятность численно равна площади S заштрихованной фигуры, ограниченной функцией $p(\Delta)$, отрезком оси погрешностей Δ от $-\Delta_r$ до Δ_r и ординатами $p(-\Delta_r)$, $p(\Delta_r)$. Чем шире заданный интервал погрешностей $(-\Delta_r, \Delta_r)$, тем больше площадь S , т.е. выше вероятность попадания случайных погрешностей измерений Δ в этот интервал. Для интервала случайных погрешностей $(-\infty, \infty)$ вероятность $P(-\infty \leq \Delta \leq \infty) = 1$.

Чтобы вычислить вероятность (2.10), удобнее в интеграле ввести новую, переменную $t = \Delta/\sigma$. При этом его верхний предел интегрирования заменяется на $z = \Delta_r/\sigma$, а правая часть выражения (2.10) преобразуется в известный, табулированный интеграл $\Psi(z)$, называемый интегралом вероятностей:

$$P(-z \leq t \leq z) = \Psi(z) = 2\Phi(z) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^z e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \quad (2.10)$$

Функция $\Phi(z)$, называемая в математике функцией Лапласа, выражает вероятность попадания случайной величины t в интервал $(0, z)$. Значения интеграла вероятностей $\Psi(z)$ приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1. Значения интеграла вероятностей $\Psi(z)$

z	$\Psi(z)$	z	$\Psi(z)$	z	$\Psi(z)$	z	$\Psi(z)$
0,00	0,000	0,70	0,516	1,40	0,839	2,25	0,976
0,10	0,080	0,80	0,576	1,50	0,866	2,50	0,988
0,20	0,159	0,90	0,632	1,60	0,890	2,75	0,994
0,30	0,236	1,00	0,683	1,70	0,911	3,00	0,9973
0,40	0,311	1,10	0,729	1,80	0,928	3,30	0,9990
0,50	0,383	1,20	0,770	1,90	0,943	3,50	0,9995
0,60	0,452	1,30	0,806	2,00	0,955	4,00	0,9999

Если задавать границу погрешностей Δ_r в значениях СКО σ , то легко определить параметр $z = \Delta_r / \sigma$, а затем искомую вероятность по таблицам функции $\Psi(z)$. Можно выполнить и обратный поиск, т.е. по заданной вероятности и функции $\Psi(z)$ определить параметр z , далее $\Delta_r = z\sigma$ и интервал $(-\Delta_r, \Delta_r)$. По таблице 2.1 находят вероятности (2.10) для имеющих практическое значение интервалов погрешностей $(-\Delta_r, \Delta_r)$, представленных в СКО σ :

$$P(-2\sigma/3 \leq \Delta \leq 2\sigma/3) = 0,500;$$

$$P(-\sigma \leq \Delta \leq \sigma) = 0,683; \quad P(-3\sigma \leq \Delta \leq 3\sigma) = 0,997$$

Общепринято, что погрешность результатов измерений в $2\sigma/3$ названа равновероятной (так как при этом $P = 0,5$). Погрешность, равную 3σ , считают в телекоммуникационных системах и радиотехнике максимальной и ее записывают в виде $M = 3\sigma$. Из тысячи выполненных измерений при $P = 0,997$ только три их погрешности Δ выходят пределы интервала $(-3\sigma, 3\sigma)$.

При нормальном законе распределения случайной погрешности Δ_i за истинную величину $x_u = A$ принимают ее оптимальную оценку $x = A$, равную оценке m_1 математического ожидания m_1 выполненного ряда наблюдений (x_1, x_2, \dots, x_n) , т.е. полагают, что

$$x = A = m_1 = \frac{x_1 + x_2 + \dots + x_n}{n} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i. \quad (2.11)$$

есть результат измерения.

Отметим, что такие оценки, как x (а также точечные оценки вида m_1 , σ и D , см. далее) принято помечать волнистой чертой — тильдой.

Закон распределения Стьюдента удобен при обработке результатов небольшого числа ($2 \leq n < 20$) многократных наблюдений справедлив, когда плотность вероятности случайных погрешностей распределена по нормальному закону. Закон описывает распределение плотности вероятности $p(t_x)$ случайной величины

$$t_x = \Delta_x / \sigma = (x - x_u) / \sigma. \quad (2.12)$$

где σ — оценка СКО результата измерения x .

Этот закон учитывает число выполненных наблюдений n и задается функцией

$$p(t_x)_n = \frac{\Gamma\left(\frac{n}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{n-1}{2}\right) \sqrt{\pi(n-1)}} \left(1 + \frac{t_x^2}{n-1}\right)^{-\frac{n}{2}}. \quad (2.13)$$

где $n \geq 2$, $\Gamma\left(\frac{n}{2}\right)$, $\Gamma\left(\frac{n-1}{2}\right)$ — известные в математике гамма-функции (интегралы Эйлера).

На рис. 2.3 приведены графики закона распределения Стьюдента (семейство распределений Стьюдента) вида (2.14) для различного числа наблюдений n . Для сравнения на этом же рисунке показан график нормированного нормального распределения $p_n(t)$, у которого СКО $\sigma = 1$, а случайная относительная погрешность (в данном случае — нормированная) $t = \Delta / \sigma$ принята равной t_x .

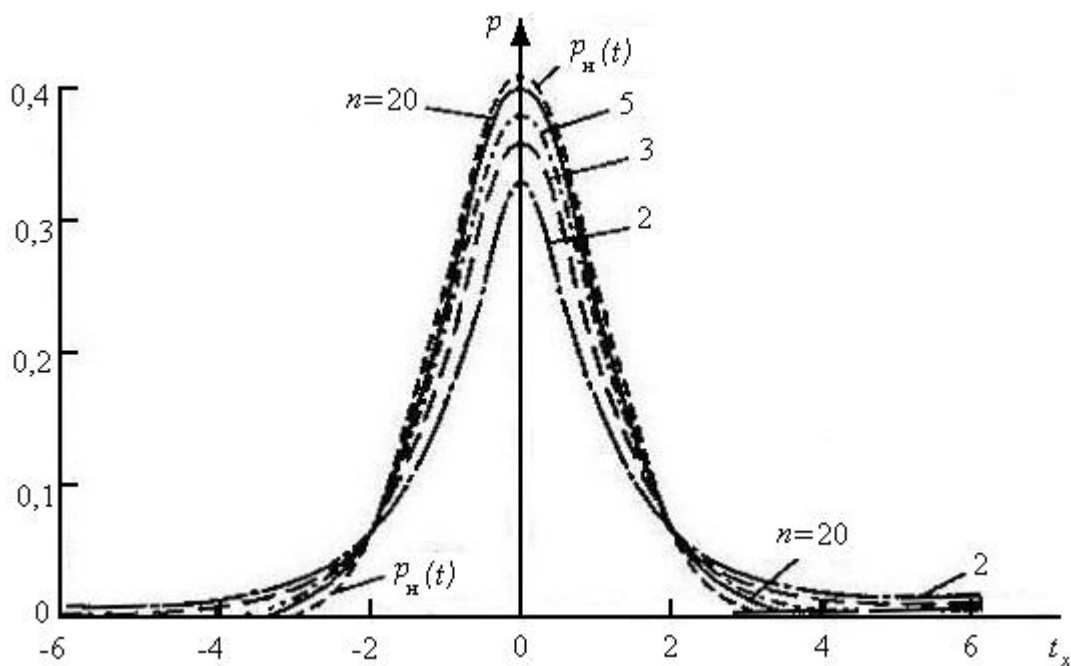


Рисунок 2.3 – Графики закона распределения Стьюдента $p(t_x)|_n$ для различных n и нормированного нормального распределения $p_n(t)$ при $t = t_x$

Из анализа графиков, представленных на рис. 2.3, следует, что закон распределения Стьюдента при числе наблюдений $n > 20$ практически совпадает с нормальным нормированным законом $p_n(t)$, а при $n \leq 20$ отличается от него тем значительнее, чем меньше n . Отличия законов состоят в увеличении рассеяния погрешностей t_x относительно их центра $t_x = 0$ по мере уменьшения числа наблюдений n . При этом следует ожидать уменьшения вероятности P попадания относительных случайных погрешностей t_x в некоторый заданный интервал $(-t_r, t_r)$.

Для поиска подобной вероятности достаточно подставить соотношение (2.14) в формулу, аналогичную (2.7), но в которой переменная Δ заменена на относительную t_x , а пределы интеграла Δ_{r1} и Δ_{r2} - на равные относительные $\pm t_r = \pm \Delta_r / \sigma$.

Параметр t_r называют в математике коэффициентом Стьюдента и для него принято специальное обозначение. При расчетах случайных погрешностей измерений задают некоторую доверительную вероятность $P_d = P$ и число проводимых наблюдений n . Поэтому этот коэффициент обозначают через $t(P_d, n)$. Значения коэффициента Стьюдента приведены в таблице 2.2.

Таблица 2.2 – Коэффициенты Стьюдента

n	$P_d = 0$	$P_d = 0$	$P_d = 0$	$P_d = 0$	$P_d = 0$	$P_d = 0$	$P_d = 0$	$P_d = 0$
2	1,00	1,38	1,96	3,08	6,31	12,71	31,82	63,66
3	0,82	1,06	1,34	1,89	2,92	4,30	6,97	9,93
4	0,77	0,98	1,25	1,64	2,35	3,18	4,54	5,84
5	0,74	0,94	1,19	1,53	2,13	2,78	3,75	4,60
6	0,73	0,92	1,16	1,48	2,02	2,62	3,37	4,03
7	0,72	0,91	1,13	1,44	1,94	2,45	3,14	3,71
8	0,71	0,90	1,12	1,42	1,90	2,37	3,00	3,50
9	0,71	0,89	1,11	1,40	1,86	2,31	2,90	3,36
10	0,70	0,88	1,10	1,38	1,83	2,26	2,82	3,25
16	0,69	0,87	1,07	1,34	1,75	2,13	2,60	2,95
25	0,69	0,86	1,06	1,32	1,71	2,06	2,49	2,80

При использовании на практике коэффициентов Стьюдента задаются доверительной вероятностью $P_d > 0,9$.

Равномерный закон распределения имеет погрешности квантования в цифровых приборах, округления при расчетах, отсчета показаний стрелочного прибора, определения момента времени для концов временного интервала при измерении частоты и периода методом дискретного счета. Сумма этих погрешностей образует трапецеидальные распределения с различными отношениями сторон. При этом распределении все значения случайных погрешностей результата измерений расположены в интервале $(-\Delta_m, \Delta_m)$, где Δ_m - максимальная погрешность (рис. 2.4).

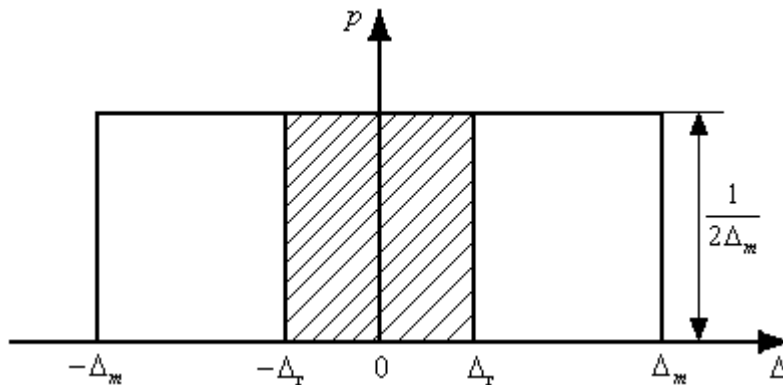


Рисунок 2.4 – Равномерный закон распределения

Математически плотность вероятности равномерного закона распределения случайных погрешностей описывается формулой:

$$p(\Delta) = \begin{cases} \frac{1}{2\Delta_m}, & -\Delta_m \leq \Delta \leq \Delta_m; \\ 0, & \Delta < -\Delta_m, \Delta > \Delta_m. \end{cases} \quad (2.14)$$

Вероятность того, что случайная погрешность измерений Δ находится в симметричном интервале $(-\Delta_r, \Delta_r)$, определяют с помощью формулы (2.7):

$$P(-\Delta_r \leq \Delta \leq \Delta_r) = \int_{-\Delta_r}^{\Delta_r} p(\Delta) d\Delta = \frac{1}{2\Delta_m} 2 \int_{-\Delta_r}^{\Delta_r} d\Delta = \frac{\Delta_r}{\Delta_m} \quad (2.15)$$

На графике плотности вероятности (см. рис.2.4) площадь заштрихованного прямоугольника с основанием $2\Delta_r$ и высотой $1/(2\Delta_m)$ равна вероятности (2.16).

Для равномерного закона распределения, симметричного относительно центра $\Delta = 0$, расчет СКО σ случайной погрешности выполняется по формуле (2.8):

$$\sigma = \sqrt{D} = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \Delta^2 p(\Delta) d\Delta} = \sqrt{\frac{1}{2\Delta_m} \int_{-\Delta_m}^{\Delta_m} \Delta^2 d\Delta} = \sqrt{\frac{\Delta_m^2}{3}} = \frac{\Delta_m}{\sqrt{3}} \quad (2.16)$$

Треугольный закон распределения (закон Симпсона) характерен для случайных погрешностей цифровых измерительных приборов, в которых измеряемая величина преобразуется в пропорциональный интервал времени $T_{сч}$ называемый временем счета. Измерение этого интервала выполняется с помощью счетных импульсов стабильного генератора, имеющих заданный период следования T_0 . В связи со случайным положением счетных импульсов относительно интервала $T_{сч}$, а также случайным соотношением между периодом T_0 и временем счета $T_{сч}$ треугольный закон представляет собой *композицию* (соединение) двух равномерных законов с равными максимальными погрешностями Δ_m . График треугольного закона распределения случайных погрешностей приведен на рис.2.5.

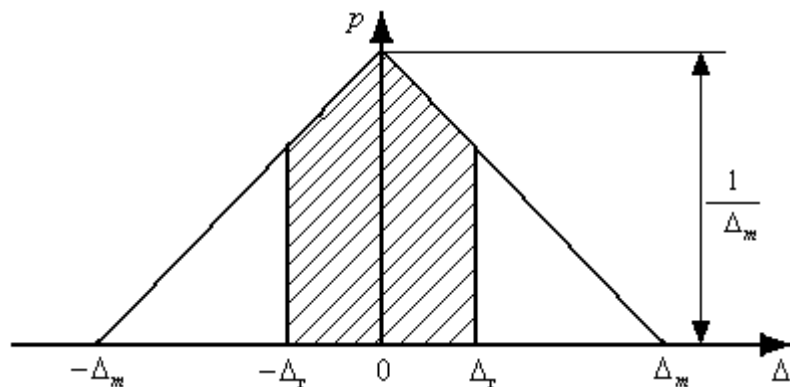


Рисунок 2.5 – Треугольный закон распределения

Для треугольного закона функция распределения плотности вероятности случайных погрешностей задается следующими соотношениями:

$$p(\Delta) = \begin{cases} \frac{\Delta_m + \Delta}{\Delta_m^2}, & -\Delta_m \leq \Delta \leq 0; \\ \frac{\Delta_m - \Delta}{\Delta_m^2}, & 0 \leq \Delta \leq \Delta_m; \\ 0, & -\Delta_m > \Delta; \Delta > \Delta_m. \end{cases} \quad (2.17)$$

Для этого закона вероятность того, что погрешность измерения Δ располагается в интервале $(-\Delta_r, \Delta_r)$, находится по формулам (2.7) и (2.18).

$$P(-\Delta_r < \Delta < \Delta_r) = 2 \int_0^{\Delta_r} \frac{\Delta_m - \Delta}{\Delta_m^2} d\Delta = 2 \frac{\Delta_r}{\Delta_m} - \left(\frac{\Delta_r}{\Delta_m} \right)^2 \quad (2.18)$$

Заштрихованная область на рис. 2.5 численно равна вероятности (2.19). Среднее квадратическое отклонение σ несложно определить путем подстановки в (2.8) первого или второго выражения для $p(\Delta)$ из (2.18). В результате несложных вычислений получаем $\sigma = \Delta_m / \sqrt{6}$.

3 Обработка результатов измерений

3.1 Прямые измерения с многократными наблюдениями и обработка их результатов

Многократные наблюдения проводят при наличии значительных случайных погрешностей. Задача обработки результата измерений состоит в том, чтобы по результатам наблюдений определить наилучшую оценку измеряемой физической величины $x_{и}$ и интервал, в котором она находится с заданной вероятностью. Эту задачу решают статистической обработкой результатов наблюдений, основанной на гипотезе о нормальном распределении случайных погрешностей. Приведенная ниже методика обработки результатов измерений дана для прямых измерений с многократными независимыми и равноточными наблюдениями.

3.1.1 Исключение систематических погрешностей из результатов наблюдений

Точность результата многократных наблюдений тем выше, чем меньше систематическая погрешность. Поэтому ее важно исключить, для чего:

- устраняют источники систематических погрешностей до измерений;
- определяют поправки и вносят их в результат измерения;
- оценивают границы неисключенных систематических погрешностей (границы НСП измерения — значение суммы всех отдельных составляющих НСП измерения).

Оценка результата измерения и его СКО.

Для удобства анализа результатов и погрешностей измерений предположим, что при выполнении n многократных наблюдений одной и той же величины $x_{и}$ постоянная систематическая погрешность полностью исключена ($\Delta_c = 0$). Тогда результат i -го наблюдения находят с некоторой абсолютной случайной погрешностью $\Delta_i = \overset{\circ}{\Delta}_i = x_i - x$.

Оценку СКО ряда наблюдений определяют по формуле (3.1):

$$\sigma = \sqrt{D} = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n \Delta_i^2}. \quad (3.1)$$

Затем вычисляют оценку СКО результата измерения $\sigma_{cp} = S(A)$, которая характеризует степень разброса значений $x = A$ по отношению к истинному значению $x_{и}$ для различных n :

$$\sigma_{\text{ср}} = S(A) = \frac{\sigma}{\sqrt{n}}. \quad (3.2)$$

Рассмотрим случай измерений с многократными наблюдениями, когда результат i -го наблюдения содержит и случайную и постоянную систематическую погрешности:

$x_i = x_{\text{и}} + \overset{\circ}{\Delta}_i + \Delta_{\text{с}}$. Подстановка значений x_i в формулу (2.12) позволяет получить оценку результата измерений

$$x = \frac{x_1 + x_2 + \dots + x_n}{n} = x_{\text{и}} + \Delta_{\text{с}} + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \overset{\circ}{\Delta}_i. \quad (3.3)$$

3.1.2 Обнаружение и исключение грубых погрешностей

При статистической обработке результатов многократных наблюдений иногда выясняется, что некоторые результаты аномальны, т.е. отличаются от остальных и значительно превышают ожидаемую погрешность. Аномальные результаты могут быть проявлением случайного характера погрешностей или особенностей измеряемой величины. Эти результаты следует сохранить для последующей обработки. Однако появление аномальных результатов может быть и обусловлено факторами, не отражающими сущность эксперимента, и необходимо проверить, не являются ли они грубыми погрешностями, подлежащими исключению.

Решение данной задачи выполняют общими методами проверки статистических гипотез в предположении нормального распределения результатов наблюдений. Проверка гипотезы состоит в утверждении, что результат i -го наблюдения x_i , не содержит грубой погрешности, а значит, является найденным значением измеряемой величины. Используя определенные, статистические критерии, пытаются опровергнуть выдвинутую гипотезу. Если эти удастся, то результат наблюдения рассматривают как грубую погрешность и его исключают.

Разработка и анализ методов исключения грубых погрешностей имеют большое практическое значение, поскольку при использовании сложной измерительной аппаратуры доля аномальных результатов может достигать 10...15% общего числа измерений.

Задачу исключения аномальных результатов однозначно решить в общем виде невозможно, поскольку для принятия такого решения необходим тщательный анализ конкретных целей эксперимента, особенностей измерительной аппаратуры и характера поведения измеряемой величины. Особую осторожность следует проявлять тогда, когда исследуются процессы с мало изученными характеристиками.

В ряде случаев основанием для исключения аномальных результатов могут служить эвристические предпосылки, связанные, например, с воспоминаниями оператора о нарушениях условий эксперимента. Если же проведение эксперимента и обработку его результатов осуществляют с помощью компьютеров, то необходимы формальные признаки исключения грубых погрешностей.

Наиболее распространенным методом исключения результатов, содержащих грубые погрешности, является, метод цензурирования результатов измерений - исключение результатов, погрешности которых превышают установленные границы цензурирования $\pm x_{ц}$.

Критерий оценки нормальности закона распределения при известном СКО.

При исключении грубых погрешностей из результатов наблюдений по этому критерию проводят следующие операции.

1. Результаты группы; из n наблюдений (объем выборки) упорядочивают по возрастанию $x_1 \leq x_2 \leq \dots \leq x_n$. По (2.12) и (3.2) вычисляют оценки среднего арифметического значения x и СКО наблюдений σ этой выборки. Для предполагаемых промахов, например, результаты x_1 и x_n проводят расчет коэффициентов:

$$t_1 = \frac{|x_1 - x|}{\sigma}, \quad t_n = \frac{|x_n - x|}{\sigma}. \quad (3.4)$$

2. Задаются уровнем значимости критерия ошибки q . Очевидно, что этот уровень должен быть достаточно малым, чтобы вероятность ошибки была невелика. Из таблицы 3.1 по заданному параметру q и числу наблюдений n находят предельное (граничное) значение коэффициента:

$$t_r = \frac{\max |x_1 - x|}{\sigma}. \quad (3.5)$$

3. Сравнивают коэффициенты, определяемые по формулам (3.4) и (3.5). Если выполняются условия $t_1 > t_r$ и $t_n > t_r$, то значения x_1 и x_n относят к промахам и исключают из результатов наблюдений.

Таблица 3.1 – Предельное значение коэффициента t_r

Число наблюдений	Предельное значение t_r при уровне значимости q				Число наблюдений	Предельное значение t_r при уровне значимости q			
	0,100	0,075	0,050	0,025		0,100	0,075	0,050	0,025
n	0,100	0,075	0,050	0,025	n	0,100	0,075	0,050	0,025
3	1,15	1,15	1,15	1,15	12	2,13	2,20	2,29	2,41
4	1,42	1,44	1,46	1,48	13	2,17	2,24	2,33	2,47
5	1,60	1,64	1,67	1,72	14	2,21	2,28	2,37	2,50
6	1,73	1,77	1,82	1,89	15	2,25	2,32	2,41	2,55
7	1,83	1,88	1,94	2,02	16	2,28	2,35	2,44	2,58
8	1,91	1,96	2,03	2,13	17	2,31	2,38	2,48	2,62
9	1,98	2,04	2,11	2,21	18	2,34	2,41	2,50	2,66
10	2,03	2,10	2,18	2,29	19	2,36	2,44	2,53	2,68
11	2,09	2,14	2,23	2,36	20	2,38	2,46	2,56	2,71

Критерий «трех сигм».

При использовании этого критерия устанавливают границы цензурирования $x_{ц} = 3\sigma$. Чаще всего критерий применяют для результатов измерений, распределенных по нормальному закону, и одним из граничных параметров при этом служит оценка СКО измерений.

Считается, что результат измерения, полученный с уровнем значимости ошибки $q \leq 0,003$, маловероятен и его относят к грубым погрешностям, если $|x_i - \bar{x}| > 3\sigma$. Оценки x и σ вычисляют без учета экстремальных значений величин x_i . Данный критерий хорошо работает при числе измерений $n \geq 20 - 50$.

3.1.3 Доверительные границы случайной погрешности

При измерениях интерес представляет определение доверительного интервала $(A - \Delta_r, A + \Delta_r)$, в котором с заданной доверительной вероятностью P_d находится измеряемая величина $x_{и} = A_{и}$. Напомним, что в доверительном интервале, равном $2\Delta_r$, погрешности $\pm\Delta_r$ называют доверительными границами случайной погрешности результата измерения, а $A_{н} = A - \Delta_r$ и $A_{в} = A + \Delta_r$ – нижней и верхней границами доверительного интервала. Доверительную вероятность запишем как

$$P(A - \Delta_r < A < A + \Delta_r) = P_d.$$

Границы доверительного интервала принято указывать симметричными относительно результата измерения. При технических измерениях доверительную вероятность устанавливают $P_d = 0,95$.

При нормальном законе распределения поиск доверительной границы Δ_r , выполняется с помощью интеграла вероятностей $\Psi(z)$. Задаются доверительной вероятностью P_d и по таблице 2.1 находят z , соответствующее $\Psi(z) = P_d$. Учитывая z и оценку СКО результата измерений $\sigma_{ср} = S(A)$ определяют доверительную границу случайной погрешности

$$\Delta_r = \varepsilon = zS(A). \quad (3.6)$$

Аналитически нижнюю $A_{н}$ и верхнюю $A_{в}$ границы доверительного интервала представляют в следующем виде:

$$A_{н} = A - zS(A); \quad A_{в} = A + zS(A).$$

Определим доверительные границы при распределении Стьюдента, коэффициенты $t(P_d, n)$ которого приведены в табл. 2.2. Тогда по заданной доверительной вероятности P_d и числу наблюдений n находят коэффициент Стьюдента $t(P_d, n)$. Далее определяют доверительную границу случайной погрешности результата измерения

$$\Delta_r = \varepsilon = t(P_d, n)S(A), \quad (3.7)$$

а также границы доверительного интервала:

$$A_{н} = A - t(P_d, n)S(A); \quad A_{в} = A + t(P_d, n)S(A). \quad (3.8)$$

При одной и той же доверительной вероятности с уменьшением числа наблюдений доверительный интервал увеличивается, т. е. точность измерений ухудшается.

3.1.4 Границы неисключенных систематических погрешностей результата измерения

Неисключенные систематические погрешности принято рассматривать как случайные с равномерным симметричным законом распределения плотности вероятности и определять каждую границами $\pm\theta_i$. Причем в качестве границы θ_i , принимают, например, пределы допускаемых основных и дополнительных погрешностей средств измерений.

Общую границу $\theta = \theta(P_d)$ числа r НСП вычисляют по формуле

$$\theta = k \sqrt{\sum_{i=1}^r \theta_i^2}, \quad (3.9)$$

где k – коэффициент, зависящий от r , принятой доверительной вероятности P_d и связи между составляющими погрешностей θ_i .

Данная доверительная вероятность P_d должна быть равна той, которая была принята при расчете доверительной границы случайной погрешности результата измерения. При $P_d = 0,9$ коэффициент $k = 0,95$; при $P_d = 0,95$ - $k = 1,1$; при $P_d = 0,99$ - $k = 1,4$. При других вероятностях коэффициент k определяют по установленному стандарту.

Границы погрешности результата измерения.

Обычно на погрешность результата измерения с многократными наблюдениями влияют случайные погрешности и НСП. Тогда границы погрешности результата измерения $\pm\Delta$ оцениваются так.

1. Если значение общей границы погрешности $\theta < 0,8S(A)$, то НСП пренебрегают, считая их несущественными по сравнению со случайными погрешностями, и полагают, что граница погрешности результата измерения $\Delta_r = \varepsilon = t(P_d, n)S(A)$.

2. При значении $\theta > 8S(A)$ пренебрегают случайной погрешностью по сравнению с НСП и полагают, что граница погрешности результата измерения $\Delta = \theta$.

3. Если $0,8S(A) < \theta < 8S(A)$, границу погрешности результата измерения вычисляют путем композиции распределений случайных погрешностей и НСП, рассматриваемых как случайные величины:

$$\Delta_r = KS_\Sigma. \quad (3.10)$$

Здесь K - коэффициент, зависящий от соотношения случайной погрешности и НСП; S_Σ - оценка суммарного СКО результата измерения.

Коэффициент K и оценку суммарного СКО S_Σ вычисляют по следующим формулам:

$$K = \frac{\varepsilon + \theta}{S(A) + \sqrt{\sum_{i=1}^r (\theta_i^2 / 3)}}; \quad (3.11)$$

$$S_\Sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^r (\theta_i^2 / 3) + S^2(A)}. \quad (3.12)$$

Соответствующим стандартом регламентирована и форма записи результатов измерений. Для симметричных доверительных границ погрешности результат измерения величины $x_{и} = A$ представляется в форме

$$x_{и} = A \pm \Delta(P_d). \quad (3.13)$$

где A — оценка результата измерения, определяемого по (2.12).

3.2 Прямые однократные измерения

Большинство технических измерений являются прямыми однократными. Прямые однократные измерения проводятся в случаях, если: отсутствует возможность повторных измерений, при измерениях может произойти разрушение объекта измерения, имеет место экономическая целесообразность. Эти измерения возможны лишь при определенных условиях:

- объем априорной информации об объекте измерения такой, что определение измеряемой величины не вызывают сомнений;
- изучен метод измерения, его погрешности либо заранее устранены, либо оценены;
- средства измерений исправны, а их метрологические характеристики соответствуют установленным нормам.

При прямых однократных измерениях используют единственное значение отсчета показаний прибора. Являясь случайным, однократный отсчет x включает в себя инструментальную, методическую и личную составляющие погрешности измерения, в каждой из которых могут быть выделены систематические и случайные составляющие. Поэтому до измерения должна быть проведена априорная оценка составляющих погрешности с использованием всех доступных данных. При определении доверительных

границ погрешности результата измерений доверительная вероятность принимается, как правило, равной 0,95. Оценивание погрешностей прямых однократных измерений можно разделить на точное и приближенное.

3.2.1 Прямые однократные измерения с точным оцениванием погрешностей

Главной особенностью однократного измерения является то, что законы распределения случайных составляющих неизвестны и представление о них формируют лишь на основе ограниченной априорной информации.

Достаточно легко, путем поверки или по паспортным данным можно получить оценку систематической погрешности измерительного прибора, а анализом метода измерения — оценку систематической погрешности методического характера. При наличии в документации на применяемый измерительный прибор сведений о дополнительных систематических погрешностях, обусловленных влияющими величинами, эти погрешности также необходимо оценивать и учитывать.

После исключения из результата всех известных систематических погрешностей считают, что погрешность исправленного результата $x_{и} = A \pm \Delta(P_d)$ состоит из неисключенных остатков систематических и случайных составляющих погрешностей. Неисключенные систематические погрешности переводят в категорию случайных и оценивают каждую составляющую своими границами. При этом рекомендуется распределение вероятностей принимать равномерным, если погрешности заданы границами, и нормальным, если они заданы СКО.

В качестве границ составляющих НСП можно принимать пределы допустимых основных и дополнительных погрешностей средств измерений, используемых при поверке в качестве образцовых, погрешности расчетных поправок и т.д. Если каждая НСП оценена своей индивидуальной границей $\varepsilon_i(P)$, то доверительные границы суммарной НСП определяют по формуле (3.9).

Если случайные составляющие погрешности представлены своими СКО S_i , определенными предварительно опытным путем по результатам многократных наблюдений, либо доверительными границами, найденными экспериментально, то

$$\varepsilon = t(P_d, n) \sqrt{\sum_{i=1}^r S_i^2}, \quad (3.14)$$

где $t(P_d, n)$ — коэффициент Стьюдента, взятый из табл. 2.2.

Когда случайные составляющие погрешности измерений представлены доверительными границами $\varepsilon_i(P)$, соответствующими одинаковой доверительной вероятности $P = P_d$, тогда значение $\varepsilon = \varepsilon(P_d)$ рассчитывают по следующей формуле:

$$\varepsilon = \sqrt{\sum_{i=1}^r \varepsilon_i^2(P)}. \quad (3.15)$$

Получив по отдельности оценки НСП и случайной погрешности результата однократного измерения, их целесообразно сопоставить. Если необходимо учитывать обе составляющие, то их суммируют по формуле (3.12).

Стандартом регламентирована форма записи результата прямого однократного измерения величины, аналогичная (3.13): $x_n = A \pm \Delta(P_d)$.

3.2.2 Прямые однократные измерения с приближенным оцениванием погрешностей

При приближенной оценке погрешностей, как и при точной, необходимо перед началом измерений провести предварительную оценку составляющих погрешности результата измерения. Эту информацию получают из опыта проведения подобных измерений, нормативно-технической документации на используемые средства измерений и других источников. Если оценка погрешности превышает допустимую, то следует выбрать более точное средство измерений или изменить методику измерения.

В простейшем случае погрешность равна пределу допускаемой абсолютной основной погрешности средства измерения $\Delta_{СИ}$, определяемой по нормативно-технической документации, если измерения проводились в нормальных условиях. При этом результат измерения можно записать в виде $x_n = A \pm \Delta_{СИ}$, т.е. без указания доверительной вероятности, которая подразумевается как $P_d = 0,95$. Если же измерения проводились в условиях, отличающихся от нормальных, то следует определять и учитывать пределы дополнительных погрешностей, а затем суммировать их с основными.

3.3 Косвенные измерения

Напомним, что при косвенных измерениях измеряемая физическая величина A является известной функцией f ряда других измеряемых величин — аргументов $x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_m$. Аргументы, т.е. перечисленные измеряемые величины, подвергаются прямым измерениям, а величину A вычисляют по формуле

$$A = f(x_1, x_2, \dots, x_m). \quad (3.16)$$

Каждый из аргументов измеряется с некоторой погрешностью, вносящей определенный вклад в результат косвенного измерения. Для оценки этих погрешностей важно разделение косвенных измерений на линейные и нелинейные косвенные измерения.

При линейных косвенных измерениях формула (3.16) запишется в следующем виде:

$$A = \sum_{i=1}^m b_i x_i, \quad (3.17)$$

где b_i — постоянные коэффициенты при искомым аргументах x_i .

В случае нелинейных косвенных измерений соотношение (3.16) будет представлять собой уже другие, отличные от (3.17), функциональные зависимости.

Погрешности измерения аргументов могут быть заданы либо своими границами Δx_i либо доверительными границами $\Delta x(P_d)_i$ с доверительными вероятностями P_{di} . Если число аргументов невелико (меньше пяти), то простая оценка погрешности результата ΔA получается суммированием предельных погрешностей (без учета знака), т.е. подстановкой границ $\Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_m$ в формулу

$$\Delta A = \sqrt{\sum_{i=1}^m b_i^2 \Delta x_i^2}. \quad (3.18)$$

На практике эта оценка завышена, поскольку подобное суммирование сводится к тому, что погрешности измерения всех аргументов одновременно совпадают по знаку и имеют максимальное значение. Обычно вероятность такого совпадения близка к нулю. Чтобы найти более реалистичную оценку, проводят статистическое суммирование погрешностей аргументов. Полагая, что в заданных границах погрешности аргументов распределены равномерно, доверительные границы $\Delta A(P_d)$ погрешности результата косвенного измерения рассчитывают как

$$\Delta A(P_d) = k \sqrt{\sum_{i=1}^m b_i^2 \Delta x_i^2}. \quad (3.19)$$

Здесь коэффициент k определяют так же, как и аналогичные коэффициенты для формулы (3.9).

Если погрешности измерения аргументов заданы доверительными границами с одинаковыми доверительными вероятностями, то, считая распределение этих погрешностей нормальным, доверительные границы находят по формуле

$$\Delta A(P_d) = \sqrt{\sum_{i=1}^m b_i^2 [\Delta x_i(P_d)]^2}. \quad (3.20)$$

При нелинейных косвенных измерениях возникают существенные сложности статистической обработки результатов и погрешностей, связанные с изменением законов распределения аргументов x_i при их функциональных преобразованиях. Поэтому проводят приближенную оценку погрешности результата косвенного измерения на основе линеаризации функции (3.16).

Запишем выражение для полного дифференциала функции A через частные производные по аргументам x_i :

$$dA = \frac{\partial A}{\partial x_1} dx_1 + \frac{\partial A}{\partial x_2} dx_2 + \dots + \frac{\partial A}{\partial x_m} dx_m. \quad (3.21)$$

Согласно известному в математике определению, полный дифференциал функции является приращением этой функции, вызванным малыми приращениями ее аргументов. Поскольку погрешности измерения аргументов всегда величины малые по сравнению с номинальными значениями аргументов, то справедлива замена в (3.21) дифференциалов аргументов dx_i на погрешности измерений Δx_i , а дифференциала функции dA на погрешность результата измерения ΔA :

$$\Delta A = \frac{\partial A}{\partial x_1} \Delta x_1 + \frac{\partial A}{\partial x_2} \Delta x_2 + \dots + \frac{\partial A}{\partial x_m} \Delta x_m. \quad (3.22)$$

Анализ формулы (3.22) позволяет получить простые правила оценивания погрешности результата косвенного измерения.

Правило 1. Погрешности в суммах и разностях. Если аргументы (для упрощения возьмем два) x_1 и x_2 измерены с погрешностями Δx_1 и Δx_2 и измеренные значения используются для вычисления суммы или разности $A = x_1 \pm x_2$, то суммируют абсолютные погрешности без учета знака: $\Delta A = \Delta x_1 + \Delta x_2$.

Правило 2. Погрешности в произведениях и частных. Если измеренные значения x_1 и x_2 используют для вычисления $A = x_1 \cdot x_2$, или $A = x_1/x_2$, то суммируют относительные погрешности $\delta A = \delta x_1 + \delta x_2$, где $\delta x = \Delta x/x$.

Правило 3. Измеренная величина умножается на константу. Если x используют для вычисления произведения $A = B \cdot x$, в котором B не имеет погрешности, то $\delta A = |B| \cdot \delta x$.

Правило 4. Возведение в степень. Если аргумент x используют для вычисления степени $A = x^n$, то $\delta A = n\delta$.

Правило 5. Погрешность в произвольной функции одной переменной. Если величину x используют для вычисления функции $A(x)$, то относительная погрешность

$$\delta A = \frac{dA}{dx} \delta x.$$

Вывести эти правила можно самостоятельно. Использование приведенных правил позволяет получить не слишком завышенную оценку предельной погрешности результата нелинейного косвенного измерения при не очень большом числе аргументов ($m < 5$).

Результат косвенного измерения представляют формулой (3.13), используемой для прямых измерений с многократными наблюдениями

$$x_{\text{и}} = A \pm \Delta(P_{\text{д}}),$$

в которой учитывается доверительная вероятность.

4. Метрологические характеристики средств измерений и их нормирование

Чтобы обеспечить единство измерений, знать степень соответствия информации об измеряемой величине, содержащейся в выходном сигнале, ее истинному значению, иметь возможность взаимно заменять средства измерений, метрологические характеристики последних нормируют.

Метрологические характеристики — это характеристики свойств средства измерения, оказывающие влияние на результат измерения и его погрешности. Характеристики, устанавливаемые нормативно-техническими документами, называются нормируемыми, а определяемые экспериментально — действительными. Для этих целей используют нормированное значение погрешности, под которой понимают погрешность, являющуюся предельной для данного типа средств измерения.

К метрологическим характеристикам средств измерений относят те, которые оказывают влияние на результаты и погрешности измерений. К ним относят:

- градуировочные характеристики, определяющие зависимость выходного сигнала от входного; номинальное значение меры; пределы измерения; цена деления шкалы; вид и параметры цифрового кода;
- динамические характеристики, отражающие инерционные свойства средств измерений и позволяющие оценить динамические погрешности;
- инструментальные составляющие погрешности измерения;
- функции влияния, отражающие зависимость метрологических характеристик средств измерений от воздействия влияющих величин или неинформативных параметров (напряжение, частота сети и т.д.).

Метрологические характеристики нормируют для нормальных условий эксплуатации средств измерений. Нормальными считают условия, при которых изменением метрологических характеристик под воздействием влияющих величин можно пренебречь.

Для нормальных условий применения средства измерения нормативными документами предусмотрены:

- нормальная область значений влияющей величины (диапазон значений): температура окружающей среды — $(20 \pm 5)^\circ \text{C}$; относительная влажность — $(65 \pm 15)\%$; практическое отсутствие электрических и магнитных полей; напряжение питающей сети — $(220 \pm 4,4) \text{В}$; частота питающей сети — $(50 \pm 1) \text{Гц}$ и т.д.; положение прибора — горизонтальное с отклонением от горизонтального $\pm 2^\circ$;

- рабочая область значений влияющей величины — область значений влияющей величины, в пределах которой нормируют дополнительную погрешность или изменение показаний средства измерений;

- рабочие условия измерений — условия измерений, при которых значения влияющих величин находятся в пределах рабочих областей. Например, для амперметра нормируют изменение показаний, вызванное отклонением частоты переменного тока от 50 Гц (частоту 50 Гц в данном случае принимают за нормальное значение частоты); для измерительного конденсатора — дополнительную погрешность на отклонение температуры окружающего воздуха от нормальной.

Важной метрологической характеристикой является погрешность средств измерения — инструментальная погрешность измерения.

Инструментальную погрешность в нормальной области значения влияющих величин называют основной. Превышение значения влияющей величины за пределы нормальной области значений может привести к возникновению составляющей инструментальной погрешности, называемой дополнительной.

Для средств радиоизмерений основная и дополнительная погрешности нормируются отдельно. Пределы допускаемых дополнительных погрешностей устанавливают в виде долевого значения предела допускаемой основной погрешности. Для оценки дополнительных погрешностей в документации на средство измерения указывают нормы изменения показаний при выходе условий измерения за пределы нормальных.

4.1 Классы точности средств измерений

При измерениях в повседневной жизни повышенная точность нужна не всегда. Вместе с тем определенная информация о возможной инструментальной составляющей погрешности результата измерения необходима и поэтому она должна быть каким-либо образом отражена. Характеристики, установленные ГОСТ 8.009-84 ГСИ. «Нормируемые метрологические характеристики средств измерений» в полной мере описывают метрологические свойства средств измерений. Однако в настоящее время в эксплуатации находится достаточно большое число средств измерений, метрологические характеристики которых нормированы несколько по-другому, а именно на основе классов точности. Общие положения деления средств измерений по классу точности устанавливает ГОСТ 8.401-80 ГСИ. «Классы точности средств измерений. Общие требования».

Класс точности — обобщенная характеристика средства измерения, определяемая пределами допускаемых основных и дополнительных погрешностей, а также другими

свойствами средств измерений, влияющими на точность, значения которых устанавливают в соответствующих стандартах. Отметим такое примечание: «Класс точности средств измерений характеризует их свойства в отношении точности, но не является непосредственным показателем точности измерений, выполненных с помощью этих средств». Это значит, что класс точности дает возможность судить о том, в каких пределах находится погрешность средств измерений одного типа, но не характеризует точности измерений, выполняемых этими средствами, так как погрешность зависит и от метода измерений, и от условий измерений и т.д. Последнее важно учитывать при выборе средства измерения в зависимости от заданной точности измерений.

Средство измерений может иметь два и более класса точности. Например, при наличии у него двух или более диапазонов измерений одной и той же физической величины ему можно присвоить два или более класса точности. Приборы, предназначенные для измерения нескольких физических величин, также могут иметь различные классы точности для каждой измеряемой величины.

Классы точности устанавливают на средство измерения (в технических условиях или стандартах) при разработке на основании исследований и испытаний их представительной партии. Пределы допускаемых погрешностей нормируют и выражают в форме абсолютной ($\Delta_{СИ} = \Delta$), относительной ($\delta_{СИ} = \delta$) или приведенной ($\gamma_{СИ} = \gamma$) погрешностей (далее индекс «СИ» для упрощения опущен). Форма выражения зависит от характера изменения погрешностей в пределах диапазона измерений и условий применения и назначения средства измерения. Пределы допускаемых погрешностей средств измерений определяют аналогично погрешностям измерений соответственно по формулам (2.1), (2.2) и (2.3).

В общем случае, зная класс точности средства измерения, из (2.3) можно найти максимально допустимое значение абсолютной погрешности для всех точек диапазона:

$$\Delta_{СИ, доп} = \gamma_{СИ} X_N / 100. \quad (4.1)$$

Абсолютная погрешность средств измерений Δ состоит из аддитивной (суммируемой с измеряемой величиной) и мультипликативной (умножаемой на измеряемую величину) составляющих. Аддитивная составляющая образуется, например, из-за неточности установки на нуль перед измерением и т.д. Мультипликативные погрешности появляются вследствие изменения коэффициента усиления усилителя, коэффициента передачи цепи.

Пределы допускаемой основной погрешности.

Максимальная основная погрешность измерительного прибора, при которой он разрешен к применению, называют пределом допускаемой основной погрешности.

Пределы допускаемой абсолютной основной погрешности устанавливают по одной из формул:

$$\Delta = \pm a; \quad (4.2)$$

$$\Delta = \pm(a + bx). \quad (4.3)$$

где x — значение измеряемой величины; a, b — положительные числа.

Формула (4.2) описывает аддитивную составляющую погрешности. Нормирование в соответствии с (4.3) означает, что в составе погрешности средства измерения присутствует сумма аддитивной и мультипликативной составляющих. В соотношениях (4.2) и (4.3) значения Δ и x выражают либо в единицах измеряемой величины, либо в делениях шкалы прибора. Класс точности обозначают заглавными латинскими буквами (L, M, C) или римскими цифрами (I, II, III), к буквам можно присоединять индексы в виде арабской цифры.

Пределы допускаемой приведенной основной погрешности, в %,

$$\gamma = \frac{\Delta}{X_N} 100 = \pm p. \quad (4.4)$$

Здесь X_N — нормирующее значение, выраженное в единицах абсолютной погрешности Δ ; p — отвлеченное положительное число, выбираемое из ряда предпочтительных чисел:

$$1 \cdot 10^n; 1,5 \cdot 10^n; 2 \cdot 10^n; 2,5 \cdot 10^n; 4 \cdot 10^n; 5 \cdot 10^n; 6 \cdot 10^n, \dots \quad (4.5)$$

где $n = 1, 0, -1, -2$ и т. д.

Для измерительных приборов с равномерной шкалой принимают X_N равным большему из пределов измерений или большему из их модулей, если нулевая метка находится на краю диапазона измерений; сумме модулей пределов измерений, если нулевое значение находится внутри диапазона измерения.

Если погрешность задана формулой (4.2), т.е. $\Delta = \pm a$, то пределы допускаемой относительной основной погрешности, в %,

$$\delta = \frac{\Delta}{x} 100 = \pm q. \quad (4.6)$$

Здесь q — отвлеченное положительное число, выбираемое из ряда предпочтительных чисел в (4.5).

Когда допускаемая абсолютная основная погрешность задана формулой (4.3), пределы допускаемой относительной основной части, в %,

$$\delta = \frac{\Delta}{x} 100 = \pm \left[c + d \left(\left| \frac{X_k}{x} \right| - 1 \right) \right]. \quad (4.7)$$

где c — суммарная относительная погрешность прибора в конце диапазона измерения; d — аддитивная относительная погрешность прибора, X_k — конечное значение диапазона измерений; c, d — отвлеченные положительные числа, выбираемые из ряда предпочтительных чисел в (4.5), причем всегда $c > d$.

Числа a, b, c, d в (4.3) и (4.7) связаны между собой следующими соотношениями:

$$c = b + d; \quad d = a/|X_k|. \quad (4.8)$$

Таким образом, для средств измерений, у которых аддитивная и мультипликативная составляющие соизмеримы, предел относительной допускаемой основной погрешности выражается трехчленной формулой (4.7). Обозначение класса точности для этих средств измерений состоит из двух чисел, выражающих c и d в процентах и разделенных косой чертой (c/d), например класс точности 0,05/0,02. Такое обозначение удобно, так как первый его член c равен относительной погрешности средства измерения в наиболее благоприятных условиях, когда измеряемая величина $x = X_k$. При этом, согласно формуле (4.7), $\delta = c$ в %. Второй член формулы (4.7) характеризует увеличение относительной погрешности измерения при уменьшении x , т.е. аддитивной составляющей погрешности. К описанной группе средств измерений относятся цифровые приборы.

Пределы допускаемой дополнительной погрешности.

Предел допускаемой дополнительной погрешности (она может быть вызвана изменением влияющих величин) - наибольшая дополнительная погрешность, при которой средство измерения может быть допущено к применению. Например, для прибора класса точности 1,0 приведенная дополнительная погрешность при изменении температуры на 10°C не должна превышать $\pm 1\%$. Это означает, что при изменении температуры среды на каждые 10°C добавляется дополнительная погрешность 1%.

Предел допускаемой абсолютной дополнительной погрешности средства измерения $\Delta_{ДСИ}$ может указываться в виде:

- постоянного значения для всей рабочей области влияющей величины;
- отношения предела допускаемой дополнительной погрешности, соответствующего предписанному интервалу влияющей величины, к этому интервалу;
- зависимости предела $\Delta_{ДСИ}$ от влияющей величины.

Правила и примеры обозначения классов точности средств измерений приведены в таблице 4.1.

Таблица 4.1. Правила и примеры обозначения классов точности

Формула выражения основной погрешности	Пределы допускаемой основной погрешности	Обозначение класса точности	
		в документации	на приборе
Абсолютная $\Delta = \pm a$ $\Delta = \pm(a + bx)$	$\pm a$ $\pm(a + bx)$	L M	L M
Приведенная, в % $\gamma = \frac{\Delta}{X_N} 100 = \pm p$	$\gamma = \pm 1,5\%$	1,5	1,5
Относительная, в % $\delta = \frac{\Delta}{x} 100 = \pm q$	$\delta = \pm 0,5\%$	0,5	0,5
Относительная, в % $\delta = \pm \left[c + d \left(\left \frac{X_k}{x} \right - 1 \right) \right]$	$\delta = \pm 0,02/0,01$	$c/d = 0,02/0,01$	0,02/0,01

5. Информационные характеристики средств измерений

В последние годы наблюдается внедрение методов теории информации в процессы получения измерительных данных. С точки зрения этой теории суть измерения состоит в сужении интервала неопределенности меры информации от значения, известного перед его проведением, до величины, называемой энтропийным интервалом неопределенности Δ . Одним из основных понятий теории информации является так называемая условная энтропия $H(x)$, которая для плотности вероятности распределения погрешностей $\rho(x)$ определяется по формуле

$$H(x) = - \int_{-\infty}^{\infty} \rho(x) [\ln \rho(x)] dx. \quad (5.1)$$

Условная энтропия характеризует неопределенность наших знаний (сведений), остающуюся после получения (после проведения измерений) значения измеряемой величины при свойственном ей законе распределения вероятностей.

Поскольку все средства измерения предназначены для получения измерительной информации, необходимо особо остановиться на их информационных характеристиках.

Согласно основному положению теории информации (теорема теории информации сформулирована К.Шенноном), получаемое в результате измерения количество информации I равно уменьшению неопределенности, т.е. разности энтропии, до и после измерения:

$$I = H(x) - H\left(\frac{x}{x_n}\right). \quad (5.2)$$

(апостериорная, т.е. полученная после измерений) энтропия, т.е. энтропия величины x при условии, что получен результат измерений x_n . Очевидно, что условная энтропия определяется законом распределения погрешности Δ средства измерения:

$$H\left(\frac{x}{x_n}\right) = - \int_{-\infty}^{\infty} \rho(\Delta) [\ln \rho(\Delta)] d\Delta. \quad (5.3)$$

Если погрешность измерения распределена равномерно на интервале $[-\Delta_m, +\Delta_m]$, то условная энтропия

$$H\left(\frac{x}{x_n}\right) = - \int_{-\Delta_m}^{+\Delta_m} \frac{1}{2\Delta_m} \left(\ln \frac{1}{2\Delta_m} \right) d\Delta = \ln(2\Delta_m). \quad (5.4)$$

Для нормального закона распределения погрешности со среднеквадратическим отклонением σ условная энтропия

$$H\left(\frac{x}{x_n}\right) = - \int_{-\Delta_m}^{+\Delta_m} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-\Delta^2}{2\sigma^2}\right) \ln\left(\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{-\Delta^2}{2\sigma^2}\right)\right) d\Delta. \quad (5.5)$$

Опустив достаточно сложные выкладки, приведенные в специальной литературе, окончательно запишем:

$$H\left(\frac{x}{x_n}\right) = \ln(\sigma\sqrt{2\pi e}). \quad (5.6)$$

где e - основание натурального логарифма.

Из сравнения формул (5.1) и (5.6) нетрудно заметить, что измерительные приборы, имеющие различные законы распределения погрешностей, могут давать одинаковое количество информации при измерении одной величины. Для рассматриваемого случая это выполняется при $2\Delta_m = \sigma\sqrt{2\pi e}$. Поэтому в качестве характеристики воздействия на точность измерения погрешности с произвольным законом распределения используют ее энтропийное значение.

В метрологии энтропийным значением погрешности измерения принято считать наибольшую величину погрешности при равномерном законе распределения, которая вносит такое же

дезинформационное действие, как и погрешность с любым другим законом распределения плотности вероятности.

Так, например, если погрешность распределена нормально, то энтропийное значение погрешности

$$\Delta_3 = 0,5\sqrt{2\pi e} \sigma = \sqrt{0,5\pi e} \sigma \approx 2,07\sigma . \quad (5.7)$$

Подобным образом определяется энтропийное значение погрешности для любого конкретного закона распределения плотности вероятности.

В общем виде зависимость между энтропийным и среднеквадратическим значениями погрешности может быть представлена в виде

$$\Delta_3 = k_3 \sigma , \quad (5.8)$$

где k_3 — энтропийный коэффициент.

Энтропийный коэффициент k_3 зависит от вида закона распределения плотности вероятностей погрешностей. Для равномерного распределения энтропийный коэффициент

$$k_p = \frac{\Delta_3}{\sigma} = \sqrt{3} \approx 1,73 , \quad (5.9)$$

а для нормального распределения

$$k_n = \sqrt{0,5\pi e} \approx 2,07 , \quad (5.10)$$

Рассчитанные величины энтропийного коэффициента характеризуют область его значений, соответствующую большинству реальных одномодальных (с одной вершиной) законов распределения плотностей вероятности погрешности.

Из теории погрешностей известно, что при одинаковых среднеквадратических значениях погрешности дезинформационное действие погрешности с любым законом распределения меньше дезинформационного действия погрешности, распределенной по нормальному закону.

При использовании информационного подхода к измерениям проводится сравнение приборов по количеству информации, получаемой при измерении, т.е. по энтропийному значению погрешности.

Некоторые метрологи в области радиотехнических измерений считают энтропийную погрешность более точной и отвечающей современному информационному подходу к характеристике процесса измерения физических величин. Информационный подход позволяет с единых позиций анализировать измерительные устройства как в статическом, так и в динамическом режимах работы, оптимизировать технические характеристики и оценить предельные возможности тех или иных средств измерений.

Однако классические методы оценки погрешности измерений также имеют свои преимущества и по-прежнему широко применяются в метрологии.

Оценивая погрешности измерения, следует понимать, что уровень точности, к которому необходимо стремиться, должен определяться критериями технической и экономической целесообразности. В метрологии установлено, что увеличение точности измерения вдвое удорожает само измерение в два-три раза. В то же время, уменьшение точности измерения в производстве ниже определенной нормы приводит к появлению существенного брака изделий. При установлении точности измерений важно также учитывать их значимость. В одних случаях недостаточная точность получаемой измерительной информации имеет небольшое или локальное значение, в других – играет исключительно важную роль: от точности измерения могут зависеть как здоровье и жизнь людей, так и научное открытие.