

ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

Учебное пособие

СОДЕРЖАНИЕ

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	5
ВВЕДЕНИЕ.....	7
ГЛАВА 1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ИСТОРИЯ РАЗВИТИЯ ЦИФРОВОЙ ТЕЛЕФОНИИ.....	8
1.1. Основные понятия многоканальной связи.....	8
1.2. Этапы развития цифровой телефонной связи.....	14
1.3. Преимущества цифровых систем.....	15
Вопросы для самопроверки к главе 1.....	17
ГЛАВА 2. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ.....	19
2.1. Дискретизация сигналов.....	19
2.2. Аналого-цифровое преобразование.....	24
2.3. Кодирование.....	30
2.4. Первичный цифровой сигнал.....	33
Вопросы для самопроверки к главе 2.....	37
ГЛАВА 3. ОСНОВНЫЕ УЗЛЫ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ.....	38
3.1. Обобщенная схема оконечного оборудования.....	38
3.2. Кодеры и декодеры.....	41
3.2.1 Кодеры и декодеры с линейной шкалой квантования ...	41
3.2.2 Нелинейный кодер и декодер.....	45
3.3. Генераторное оборудование.....	53
3.4. Оборудование синхронизации.....	58
3.4.1. Назначение и виды синхронизации.....	58
3.4.2. Устройства тактовой синхронизации.....	59
3.4.3. Цикловая синхронизация.....	62
3.4.4. Сверхцикловая синхронизация.....	66
3.5. Оборудование временного группообразования.....	67
3.5.1. Способы объединения цифровых потоков.....	67
3.5.2. Согласование скоростей.....	69
3.5.3. Схема оборудования временного группообразования..	72
3.6. Оборудование линейного тракта.....	76
3.6.1. Состав оборудования линейного тракта.....	76
3.6.2. Линейные коды.....	78
3.6.3. Скремблирование.....	82

3.6.4. Линейные регенераторы	85
Вопросы для самопроверки к главе 3	92
ГЛАВА 4. СТАНДАРТЫ ЦИФРОВОЙ ТЕЛЕФОНИИ	94
4.1. Плезиохронная цифровая иерархия	94
4.2. Структура первичного цифрового потока E1	97
4.3. Структуры циклов потоков E2, E3 и E4	98
4.4. Показатели качества каналов и трактов ЦСП.....	102
Вопросы для самопроверки к главе 4	112
ГЛАВА 5. ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ	113
5.1. Обобщенная структурная схема ВОСП.....	113
5.2. Передающие и приемные оптические модули.....	116
5.3. Схемы организации связи ВОСП.....	118
Вопросы для самопроверки к главе 5	125
СПИСОК ИСТОЧНИКОВ	126

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

СП – система передачи
МСП – многоканальная система передачи
ЧРК – частотное разделением каналов
ВРК – временное разделение каналов
ИКМ – импульсно-кодовая модуляция
АИМ – амплитудно-импульсная модуляция
ШИМ – широтно-импульсная модуляция
ЛС – линия связи
ЛТ – линейный тракт
КТЧ – канал тональной частоты
ОЦК – основной цифровой канал
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
ФЧХ – фазочастотная характеристика
АХ – амплитудная характеристика
АЦП – аналого-цифровой преобразователь
ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь
КИ – канальный интервал
ПЦС – первичный цифровой сигнал
АЦО – аналогово-цифровое оборудование
ОВГ – оборудование временного группообразования
ФНЧ – фильтр нижних частот
КАИМ – канальный амплитудно-импульсный модулятор
КИ – канальный интервал
КС – канальный селектор
ОЛТ – оборудование линейного тракта
ГО – генераторное оборудование
ОП – оконечный пункт
ПК – преобразователь кода
СР – станционный регенератор
НРП – необслуживаемый регенерационный пункт
ОРП – обслуживаемый регенерационный пункт
ПрСС – приемник синхросигнала
ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты
ВЦП – вторичный цифровой поток
ТЦП – третичный цифровой поток

ЧЦП – четверичный цифровой поток
СУВ – сигналы управления и взаимодействия
Ц - цикл
ЦСС – цифровой синхросигнал
ЦСТ – цифровой сетевой тракт
СМП – сеть магистральная первичная
ВЗМП – внутризонавая первичная сеть
МПС – местная первичная сеть
ВОСП – волоконно-оптическая система передачи
ОВ – оптическое волокно
ПОМ – передающий оптический модуль
ПРОМ – приемный оптический модуль
ЛД – лазерный диод
ФД – фотодиод
СИД – светоизлучающий диод
ГОТ – главный оптический тракт
BER – коэффициент ошибок
WDM – мультиплексирование по длине волны
TDM – временное мультиплексирование

ВВЕДЕНИЕ

Дальнейшее развитие современного общества уже невозможно представить без постоянного совершенствования систем обработки, передачи и хранения информации. В настоящее время в подавляющем большинстве таких систем информация обрабатывается в цифровом виде и так как телекоммуникации играют ключевую роль в создании, развитии и эффективном использовании данных систем, то значит, и требуют организации цифровых методов передачи информации.

Цифровые системы передачи (ЦСП) – системы передачи, предназначенные для организации цифровых каналов, обеспечивающих передачу цифровых сигналов. Из-за удобства сопряжения с системами цифровой обработки информации и высокой помехоустойчивости на данный момент ЦСП практически вытеснили с первичной сети связи РФ аналоговые системы.

Следует отметить, что наиболее полно потенциал ЦСП задействован при работе по волоконно-оптическим линиям передачи, где используются оптические технологии передачи сигналов, поэтому значительная часть ЦСП в настоящее время является составной частью волоконно-оптических систем передачи (ВОСП).

В настоящем учебном пособии рассматриваются основные вопросы обработки сигналов в ЦСП, принципы работы основных узлов и блоков ЦСП, стандартизации структур основных цифровых потоков и их показателей качества, а также вопросы построения и функционирования волоконно-оптических систем передачи (ВОСП).

ГЛАВА 1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ИСТОРИЯ РАЗВИТИЯ ЦИФРОВОЙ ТЕЛЕФОННИИ

1.1. Основные понятия многоканальной связи

Система передачи — это комплекс технических средств, обеспечивающих образование линейного тракта, типовых групповых трактов и каналов передачи первичной сети.

Обобщенная структурная схема системы передачи представлена на рисунке 1.1.

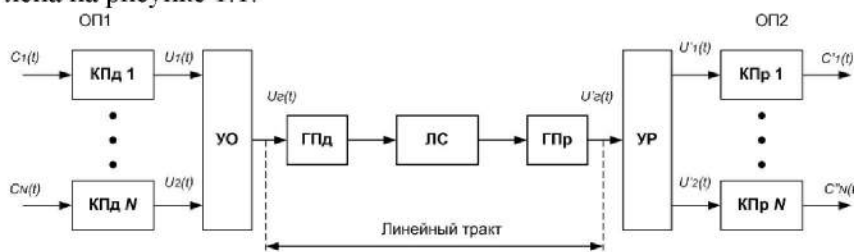


Рисунок 1.1 – Обобщенная структурная схема системы передачи

На схеме обозначены как: КПд – канальный передатчик; УО – устройство объединения каналов; ГПд – групповой передатчик; ЛС – линия связи; ГПр – групповой приемник; УР – устройство разделения; КПр – канальный приемник.

Первичные сигналы $c_1(t)$, $c_2(t)$, ..., $c_N(t)$ от N абонентов поступают на входы N канальных передатчиков оборудования оконечного пункта (ОП1). В каждом, например, в i -м канале с помощью соответствующего модулятора M_i первичный сигнал $c_i(t)$ преобразуется в канальный $u_i(t)$ и на выходе сумматора действует групповой сигнал:

$$u_2(t) = \sum_{i=1}^N u_i(t). \quad (1.1)$$

Необходимость преобразования $c_i(t)$ в $u_i(t)$ обусловлена тем, что совокупность сигналов $\{c_i(t)\}$ не обладает свойством линей-

ной независимости. Преобразования канальных сигналов в групповой может проводиться в несколько этапов.

В устройстве объединения канальные сигналы объединяются в *групповой сигнал*. Групповой передатчик оборудования оконечного пункта преобразует групповой сигнал в линейный, который поступает в линию связи. Последнее преобразование обусловлено большим разнообразием линий. Поэтому при формировании линейного сигнала из группового необходимо учитывать свойства соответствующих линий связи, в частности рабочий диапазон частот, уровни передаваемых и принимаемых сигналов, а также помех. Групповой приемник ОП2, производит преобразование линейного сигнала в исходный групповой. ГПд в ОП1, линия связи и ГПр в ОП2, а также промежуточное оборудование, образуют линейный тракт системы передачи. В устройстве разделения производится распределение группового сигнала в канальные приемники (КПр), которые выделяют соответствующие канальные сигналы.

В технике многоканальной связи используются следующие основные понятия.

Линейный тракт — комплекс технических средств системы передачи, обеспечивающий передачу сигналов электросвязи в полосе частот или со скоростью, соответствующей данной системе передачи.

В зависимости от среды распространения сигнала, линейные тракты бывают: кабельные, радиорелейные, спутниковые, комбинированные.

Групповой тракт — комплекс технических средств системы передачи, предназначенный для передачи сигналов электросвязи нормализованного числа каналов тональной частоты или основных цифровых каналов в полосе частот или со скоростью передачи, характерных; для данного группового тракта.

В зависимости от числа нормализованных каналов групповые тракты называют: первичными, вторичными, третичными, четверичными и тд трактами.

Канал передачи — комплекс технических средств и среды распространения, обеспечивающий передачу сигнала электросвязи в полосе частот или со скоростью передачи, характерных

для данного канала передачи, между сетевыми станциями, сетевыми узлами или между сетевой станцией и сетевым узлом, а также между сетевой станцией или сетевым узлом и оконечным устройством первичной сети.

Каналы, в зависимости от методов передачи, бывают аналоговыми или цифровыми или смешанными.

Канал тональной частоты (КТЧ) – аналоговый канал связи с полосой пропускания 0,3...3,4 кГц.

Основной цифровой канал (ОЦК) – цифровой канал связи со скоростью передачи 64 кбит/с.

Типовыми называют групповые тракты и каналы передачи, структура и параметры которых соответствуют нормам.

Сеть первичная — Совокупность типовых физических цепей, типовых каналов передачи и сетевых трактов, образованная на базе сетевых узлов, сетевых станций, оконечных устройств первичной сети и соединяющих их линий передачи.

Первичная сеть строится по иерархическому принципу и состоит из следующих частей: магистральной, внутрizonовой и местной первичной сети. Местные первичные сети бывают городскими или сельскими.

В аналоговых системах передачи (АСП) применяется в основном частотный способ разделения каналов (ЧРК) или **FDM** (Frequency Division Multiplexing), рисунок 1.2.

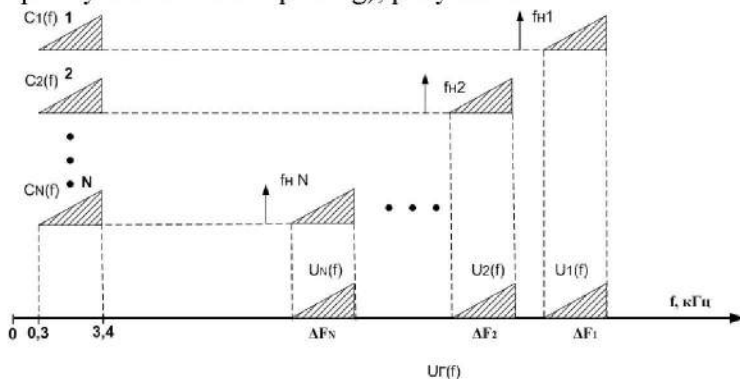


Рисунок 1.2 – Частотный способ объединения каналов

Каждому каналному сигналу $u_i(t)$ в групповом канале отводится отдельная полоса частот для КТЧ шириной 4 кГц.

В системах с частотным разделением каналов (СП с ЧРК) преобразование первичных сигналов в каналные производится при помощи амплитудной модуляции несущих в модуляторах (М), рисунок 1.3. При помощи групповых модуляторов (ГМ) полоса группового сигнала переносилась в область частот с наименьшими искажениями линейного тракта. После передачи по линейному тракту в групповом демодуляторе (ГДм) производится восстановление полосы частот исходного группового сигнала. С помощью индивидуальных фильтров выделялись из группового сигнала выделялись каналные. Затем при помощи каналных демодуляторов (ДМ) производится восстановление первичных сигналов.

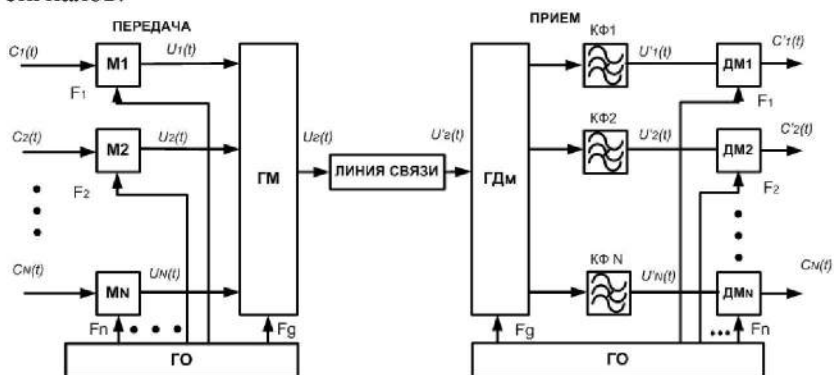


Рисунок 1.3 – Структурная схема СП с ЧРК

Главным преимуществом СП с ЧРК является простота преобразования и эффективное использование полосы частот.

Основные недостатки: большое количество индивидуального оборудования, высокие требования к его характеристикам.

Принцип временного разделения каналов (ВРК) состоит в том, что групповой тракт предоставляется поочередно для передачи сигналов каждого канала многоканальной системы, рисунок 1.4.

Для обозначения принципа временного разделения каналов также используется термин *Time Division Multiplexing* (TDM).



Рисунок 1.4. – Принцип временного разделения каналов

Для передачи вначале к линии связи на короткий промежуток времени коммутаторами на приеме и передаче подключается 1 пара приемник-передатчик, затем следующая и т.д. до последнего канала N . Затем последовательные переключения циклически повторяются. Таким образом, в каждый промежуток времени к линейному тракту оказывается подключенным только один канал связи. Если переключения производятся с высокой скоростью и время прерывания связи достаточно мало, то абонент не будет их чувствовать.

Для правильной работы нужно, чтобы переключения коммутаторов передачи и приема происходили одновременно на нужный канал, поэтому необходима *синхронизация* между коммутаторами.

Для одновременной передачи информации всех телефонных каналов необходимо преобразовать непрерывные сигналы отдельных каналов в ограниченные во времени импульсы, передаваемые за интервал времени, предоставляемый одному каналу. Данный вид преобразования называют *дискретизацией во времени*. Для неискаженной передачи и восстановления сигнала на приеме необходимо, чтобы интервал дискретизации удовлетворял теореме Котельникова.

Пример временных диаграмм сигналов входных каналов и группового сигнала в трехканальной системе передачи с вре-

менным разделением каналов (СП с ВРК) приведен на рисунке 1.5.

Интервал времени, отводимый для передачи сигнала одного канала называют *канальным интервалом* или TS (time slot).

Достоинством СП с ВРК является более простая реализация по сравнению с ЧРК, так как нет необходимости в индивидуальном оборудовании для каждого канала, не требуется вырабатывать разные частоты преобразования в каждом канале.

Недостатки: необходима синхронизация передающего и приемного оборудования, высокие искажения и переходные влияния в импульсном сигнале в линейном тракте из-за значительно большей ширины спектра.

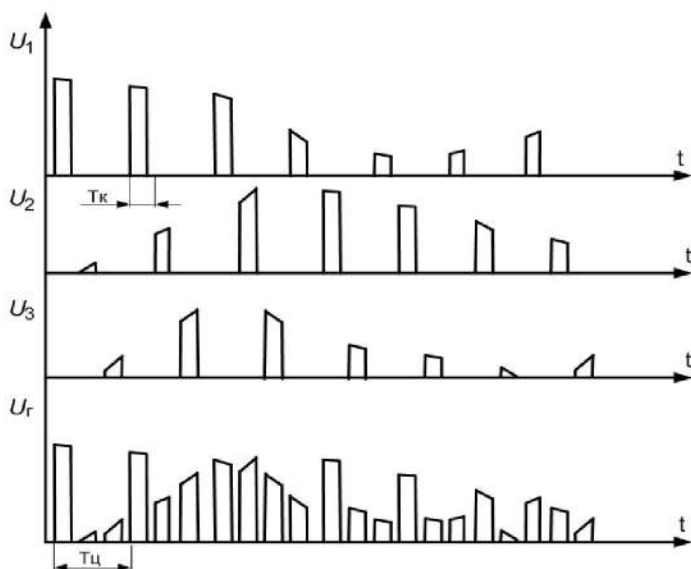


Рисунок 1.5. – Объединение каналов в СП с ВРК

1.2. Этапы развития цифровой телефонной связи

На первом этапе развитие телефонных сетей в первой половине 20 века шло за счет роста емкости электромеханических коммутационных станций и пропускной способности аналоговых систем передачи (АСП) с частотным разделением каналов (ЧРК). В стандартных АСП с ЧРК максимальное число уплотняемых телефонных каналов достигало 900 (четверичная группа). Однако дальнейшее увеличение уплотняемых каналов приводило к значительному усложнению аналогового оборудования, которое требовало нескольких этапов преобразования входных сигналов, большого числа источников модулирующих и контрольных частот, индивидуальных фильтров и широкополосных усилителей, была громоздкой, сложной в настройке и обслуживании. Поэтому многими компаниями начались исследования и разработки в создании систем на основе временного разделения каналов (ВРК) оборудование которых было проще в реализации. В связи с тем, что импульсный аналоговый сигнал очень чувствителен к искажающим факторам при передаче, аналоговые СП с ВРК не нашли широкого применения. С целью повышения помехоустойчивости в СП с ВРК было предложено использовать аналого-цифровое преобразование. Таким образом, возникла концепция цифровых систем передачи (ЦСП).

Первые промышленная ЦСП была разработана и внедрена американской компанией Bell Systems на местной сети Чикаго в 1962 году. Система называлась T1 и позволяла передавать 24 телефонных канала с сигнализацией, при общей скорости передачи 1544 кбит/с. Данная цифровая система стала стандартом DS1 и основой для дальнейшей разработки цифровых систем североамериканской цифровой иерархии.

В 1972 году была разработана этой же компанией система T2 для междугородней связи, которая позволяла передавать 96 телефонных каналов на расстояние до 800 км, скорость передачи в линии составляла 6,312 Мбит/с. Система стала стандартом и была обозначена как DS2.

В Европейском союзе основой для построения ЦСП была выбрана в качестве стандарта 30-канальная система с общей скоростью передачи 2048 кбит/с, она была обозначена как E1.

Коммерческий успех первых ЦСП заключался в снижении стоимости оконечного оборудования за счет более плотного использования полосы пропускания электрического кабеля. Помимо этого в начале 70-х годов стали внедряться электронные коммутационные станции, в которых применялась временная коммутация и которые могли эффективно интегрироваться с ЦСП.

Однако повышенные требования к широкой пропускной способности тормозили внедрение ЦСП на линиях дальней связи. Дальнейшее развитие ЦСП получили с началом в 80-х годах, когда стали внедряться волоконно-оптические технологии, которые позволили значительно увеличить пропускную способность линий связи. Были также разработаны стандарты синхронных оптических сетей, на основе которых стало создаваться оборудование нового поколения. ЦСП стали постепенно повсеместно вытеснять аналоговые системы. На данном этапе развития сетей связи аналоговые системы практически вытиснены с телефонной сети. Дальнейшее развитие идет по направлению создания мультисервисных сетей следующего поколения (NGN), интегрированными для передачи разного вида трафика: речь, данные, телевидение и пр.

1.3. Преимущества цифровых систем

Основные преимущества цифровых систем заключаются в следующем.

Высокая помехоустойчивость вследствие представление информации в цифровой форме, которая позволяет осуществлять передачу сигналов при значительно более низком значении отношения сигнал/шум. Цифровой сигнал передается двоичными символами, чаще всего в виде токовых посылок положительной и отрицательной полярности, поэтому цифровой сигнал можно просто выделить на фоне шумов. Для АСП в требуемое отношение сигнал/шум составляет от 40 дБ до 46 дБ для мест-

ной и международной сети, соответственно. В ЦСП требуемое отношение сигнал/шум составляет от 15 до 25 дБ.

Регенерация цифрового сигнала, при которой для восстановления цифрового сигнала достаточно определить вид токовой посылки в заданные моменты времени, при этом восстановленный сигнал будет очищен от накопленных в линии помех. Периодически устанавливая в линии регенераторы можно значительно снизить действие помех на сигнал. За счет этого дальность связи существенно возрастает (12500 км для КТЧ и 13900×2 км ОЦК).

Простота обработки цифровых сигналов из-за того, что группообразование ЦСП основано на временном разделении каналов (ВКР), имеющем более простую реализацию по сравнению с ЧРК в АСП. Цифро-аналоговое преобразование достаточно просто реализуется на современной элементной базе. Преобразование характеристик сигнала (перекодирование форматов) проще производить непосредственно в цифровой форме.

Возможность построения *полностью цифровой мультисервисной сети связи*. В цифровой сети передача и обработка сигналов проводится только в цифровом виде на всех уровнях, кроме операций аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразований. В цифровой сети можно совместить операции группообразования ЦСП с операциями коммутации, выполняемыми в цифровых АТС, что позволяет уменьшить объем и стоимость оборудования. В полностью цифровой сети исключаются промежуточные аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразования, что значительно уменьшает стоимость сети в целом. Цифровую сеть можно гибко перестраивать для передачи различного вида информации: речи, данных, цифрового телевидения и других услуг. Для цифровой сети возможно создание единой системы контроля и управления.

Высокая стабильность характеристик каналов ЦСП. Оборудование линейного тракта ЦСП не нуждается в сезонных настройках, требует меньше затрат на профилактическое обслуживание, обладает высокой надежностью, что значительно сокращает затраты на эксплуатацию.

Высокая защищенность передаваемой информации. В ЦСП может легко быть интегрировано оборудование для шифрования передаваемой информации.

Высокие технико-экономические показатели, которые обусловлены меньшим удельным весом цифрового оборудования, высокой степенью его унификации, удобством при эксплуатации.

К главным недостаткам цифровых систем можно отнести следующие факторы.

Для передачи речи и телевидения в цифровом виде требуется **значительно более широкая полоса пропускания канала**, что ведет к удорожанию оборудования линейного тракта.

Необходимо **оборудование аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования** для первичных аналоговых сигналов, таких как телефонные, сигналы радиовещания и телевидения.

Для работы ЦСП требуется временная **синхронизация** между окончательным оборудованием передачи и приема. Цифровая сеть с ЦСП требует общесетевой синхронизации, что ведет к росту стоимости сети.

Помимо названных факторов, для совместной работы ЦСП и АСП требуется установка дополнительных АЦП и ЦАП на их стыках.

Вопросы для самопроверки к главе 1

1. Раскройте значения понятий система передачи, первичный сигнал и канал передачи.
2. Дайте определение линейного и группового трактов, какой из этих трактов включает другой?
3. Какие тракты называют типовыми?
4. Почему необходимо преобразование первичных сигналов в многоканальных СП?
5. Какая полоса частот отводится для передачи канала тональной частоты в типовых СП с ЧРК?
6. Какими преимуществами обладают СП с ЧРК?

7. Какая предварительная обработка требуется для передачи аналогового сигнала по СП с ВРК?
8. Почему необходима синхронизация приемного и передающего оборудования в СП с ВРК?
9. Что называют канальным интервалом, циклом?
10. Когда была введена в эксплуатацию первая цифровая система передачи?
11. Сколько телефонных каналов передается по DS1?
12. Чем было обусловлено начало внедрения цифровых систем передачи?
13. Назовите основные преимущества цифровых систем передачи перед аналоговыми?
14. В чем заключаются недостатки цифровых систем?

ГЛАВА 2. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ

2.1. Дискретизация сигналов

При дискретизации непрерывного сигнала по времени передается не весь сигнал, а его амплитудные значения, взятые через промежутки времени, называемые периодом дискретизации (T_d), рисунок 2.1.

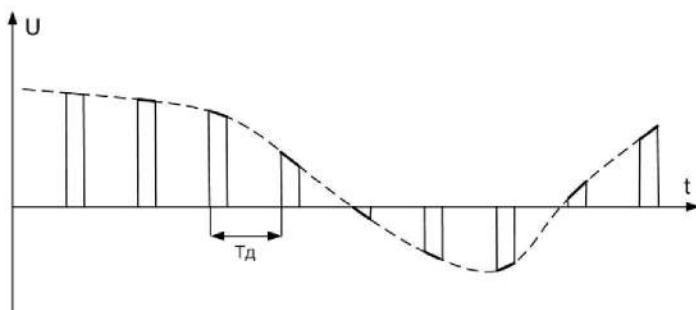


Рисунок 2.1. – Сигнал АИМ-1

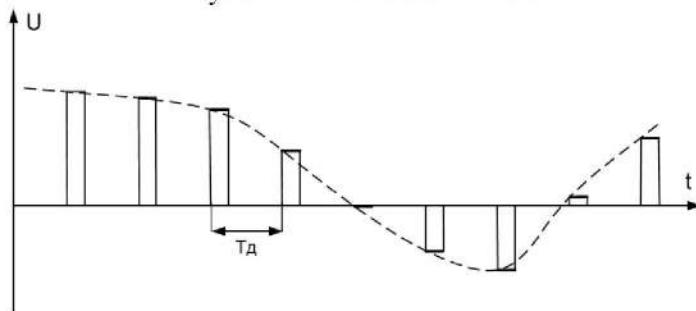


Рисунок 2.2. – Сигнал АИМ-2

Сигнал, содержащий мгновенные значения амплитуды исходного сигнала через равные интервалы времени, называют амплитудно-импульсно модулированным (АИМ) сигналом:

$$U_{\text{АИМ}}(t) = \begin{cases} U(t = kT_d) & k = 1, 2, 3, \dots \\ 0 & \end{cases} \quad (2.1)$$

Различают АИМ сигналы первого (АИМ-1) и второго (АИМ-2) рода. В АИМ-1 сигнале во время отсчетов амплитуда импульсов меняется в соответствии с изменением формы исходного сигнала. В АИМ-2 амплитуда импульса постоянна и равна значению исходного сигнала в исходной точке отсчета, рисунок 2.2.

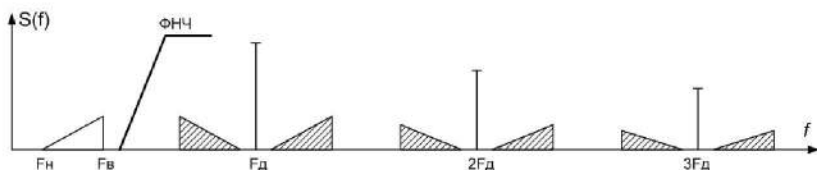


Рисунок 2.3. – Спектр АИМ-сигнала

Спектр АИМ-сигнала содержит следующие частотные составляющие, показанные на рисунке 2.3:

- Спектр исходного (модулирующего) сигнала;
- Гармоники частоты дискретизации;
- Верхние и нижние боковые полосы частот около гармоник частоты дискретизации.

При большой скважности импульсов ($Q > 10$) спектры АИМ-1 и АИМ-2 совпадают

Для выделения исходного сигнала из АИМ сигнала период дискретизации должен удовлетворять условию теоремы Т.Котельникова:

$$T_d \leq \frac{1}{2f_{max}} \quad (2.2)$$

где f_{max} - максимальная (верхняя) частота в спектре исходного сигнала.

Тогда демодуляция АИМ сигнала возможна при помощи фильтра нижних частот (ФНЧ) с частотой среза $f_c \geq f_{max}$.

С учетом реальных характеристик ФНЧ частоту дискретизации выбирают из соотношения:

$$f_d = (2,2...2,3)f_{max} \quad (2.3)$$

В типовых ЦСП для дискретизации сигнала в КТЧ со спектром $0,3 \dots 3,4$ кГц, была выбрана частота дискретизации 8 кГц, а период дискретизации составляет 125 мкс.

В типовой ЦСП групповой сигнал образовывается путем объединения АИМ сигналов отдельных КТЧ в общем АИМ-тракте, рисунок 2.4.

В тракте передачи с выхода дифсистемы сигнал поступает в усилитель нижних частот (УНЧ), где усиливается до необходимого для дальнейшей обработки уровня. Затем сигнал ограничивается по спектру до частоты 3,4 кГц при помощи ФНЧ. С выхода фильтра сигнал поступает в канальный амплитудно-импульсный модулятор (КАИМ) на другой вход которого поступает импульсный сигнал с частотой дискретизации. С выхода КАИМ АИМ-1 сигнал первого рода объединяется с АИМ-1 сигналами других каналов, импульсы которых смещены друг относительно друга на величину канального интервала. Групповой АИМ-1 сигнал поступает на преобразователь импульсов АИМ-1 в АИМ-2. Далее групповой АИМ-2 сигнал поступает в групповой тракт ЦСП.

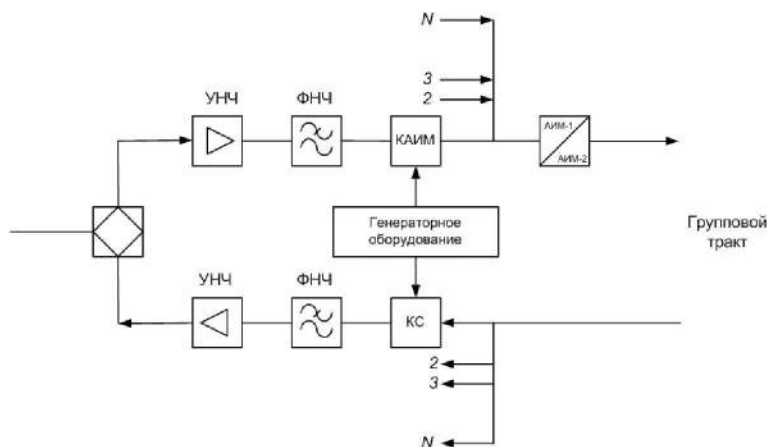


Рисунок 2.4. – Схема АИМ-тракта

В тракте приема групповой АИМ-2 сигнал поступает на канальный селектор (КС), работой которого управляет импульсная последовательность с генераторного оборудования (ГО). Управляющие импульсные последовательности соседних каналов смещены относительно друга на величину канального интервала. Таким образом КС выделяет АИМ-импульсы соответствующего канала. Выделенный канальный АИМ-сигнал при помощи ФНЧ приема демодулируется. Полученный на выходе непрерывный сигнал усиливается в УНЧ до необходимого уровня и поступает на вход дифсистемы.

Для корректного выделения индивидуальных каналов ГО передающей и приемной станций должно быть синхронизировано.

В АИМ-тракте групповой сигнал может быть подвержен значительным искажениям, приводящим к появлению переходных помех между каналами. Основной причиной переходных влияний является ограничение полосы частот группового канала с верху и снизу. Ограничения по частоте вызывают линейные искажения импульсов. Линейные искажения приводят к затягиванию фронтов импульсов и образованию выбросов, которые могут перекрыть соседние канальные интервалы. Степень перекрытия будет определять величину переходных помех между каналами.

Выделяют переходные помехи 1-го и 2-го рода в зависимости от вызвавших их ограничений по частоте.

Переходные помехи 1-го рода возникают из-за ограничений полосы пропускания сверху. Ограничение высокочастотных составляющих импульса приводит к растягиванию задних фронтов импульсов, которые накладываются на временные интервалы соседних каналов. Поскольку энергия фронта экспоненциально затухает, то наибольший переход будет в непосредственно следующий канал, рисунок 2.5.

Переходные помехи 2-го рода возникают из-за ограничений полосы пропускания группового АИМ-тракта снизу. Данные ограничения приводят к спаду вершин импульсов и появлению выбросов обратной полярности, рисунок 2.6. Эти выбросы медленно затухают и поэтому оказывают влияние на более удаленные каналы, чем помехи 1-го рода.

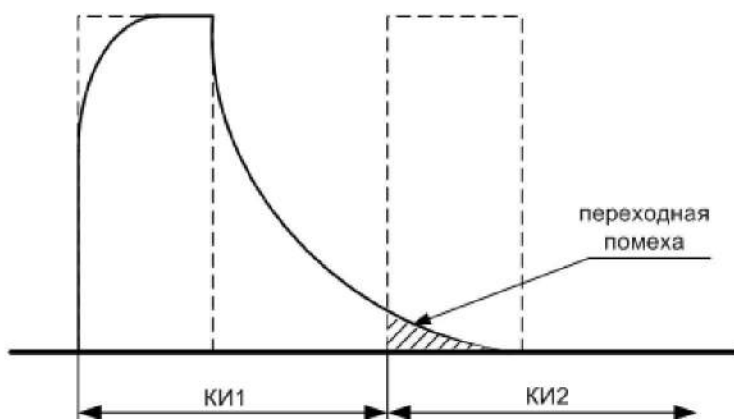


Рисунок 2.5. – Переходная погрешка 1-го рода

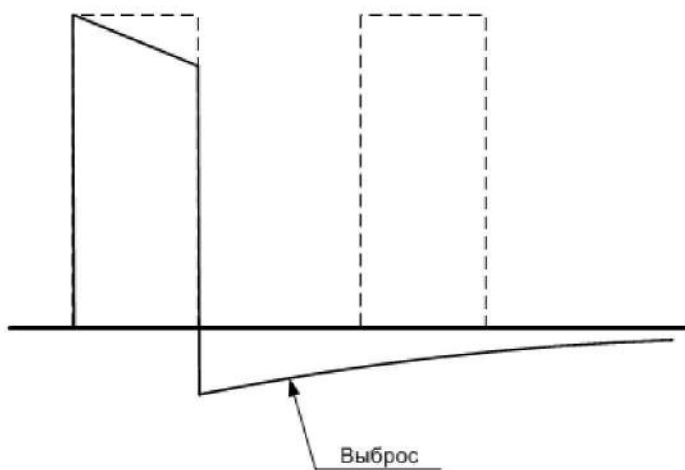


Рисунок 2.6. – Переходная погрешка 2-го рода

2.2. Аналого-цифровое преобразование

Полученный после дискретизации АИМ-сигнал является аналоговым, поскольку амплитуда импульсов изменяется в соответствии с амплитудой непрерывного сигнала и может принимать бесконечное множество значений. Поэтому помехоустойчивость АИМ-сигнала не превышает помехоустойчивости исходного аналогового сигнала.

Для преобразования АИМ-сигнала в цифровой производится квантование сигнала по уровню мощности и последующее кодирование квантованных отсчетов. Обобщенно данные операции называют аналого-цифровым преобразованием.

При квантовании по уровню диапазон всех возможных значений исходного сигнала делится на разрешенные значения, называемые *уровнями квантования*. Отрезки между уровнями квантования называют *шагом квантования*.

В зависимости от того, изменяется ли шаг квантования в области значений сигнала, процесс квантования называют:

- равномерным, при котором шаг квантования не изменяется;
- неравномерным, когда шаг квантования меняется в зависимости от амплитуды сигнала.

Рассмотрим процесс равномерного квантования, рисунок 2.7.

Амплитуда каждого отсчета $U_{\text{аим}}(t)$ округляется до значения ближайшего уровня квантования и отсчету присваивается значение величины разрешенного уровня $U_{\text{кв}}(t)$. Амплитуды квантованных импульсов отличаются от амплитуды отсчетов, что приводит к искажению сигнала, а на приемном конце возникают помехи, которые называют шумом квантования.

Шум квантования представляет собой последовательность импульсов следующих с частотой дискретизации и имеющих случайную амплитуду.

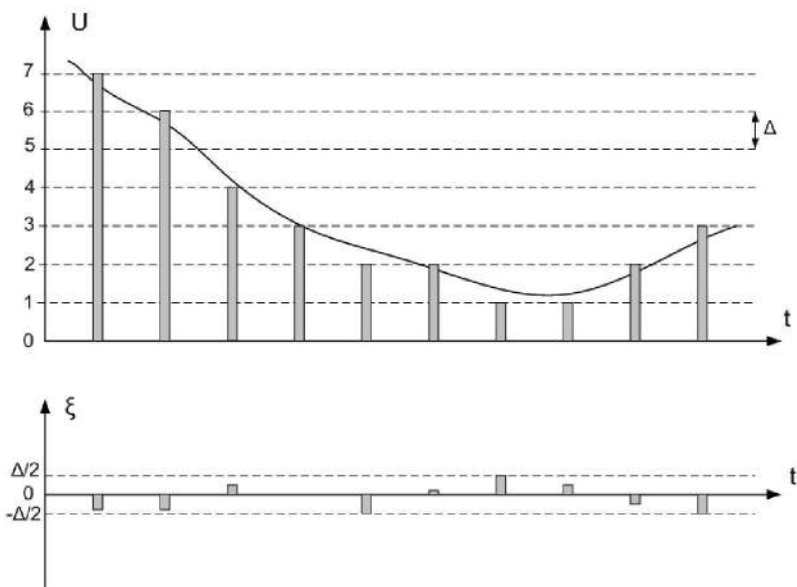


Рисунок 2.7. – Пример равномерного квантования и шума квантования

Ошибка квантования может быть определена как:

$$\xi_{кв}(t) = U_{анал}(t) - U_{кв}(t) \quad (2.4)$$

Для равномерного квантования максимальная ошибка квантования составляет $|\xi_{квmax}| = \Delta/2$. Поэтому, чем меньше шаг квантования, тем меньше ошибка квантования. Мощность шума для равномерного квантования определяется выражением:

$$P_{кв} = \frac{\Delta^2}{12} \quad (2.5)$$

Энергетический спектр шума квантования можно считать практически равномерным в полосе частот, во много раз превышающей максимальную частоту квантуемого сигнала.

Для обеспечения требуемого качества передачи в КТЧ при равномерном квантовании необходимое число уровней квантования должно составить $M=1100\dots 2000$. Число бит при двоичном кодировании сигнала с равномерным квантованием соста-

вит $m = \log_2(M) = 10 \dots 11$. Для построения кодеров с большим числом бит потребуется высокая тактовая частота генераторного оборудования и большая пропускная способность линии передачи. Поэтому равномерное квантование не нашло применения в типовых ЦСП.

В речевом сигнале малые значения амплитуд встречаются значительно чаще, чем большие. Поэтому при равномерном квантовании отношение сигнал/шум для сигналов с большой амплитудой значительно выше, чем для сигналов с малой амплитудой. Величина шага квантования определяется допустимым отношением сигнал/шум в канале. С целью выравнивания отношения сигнал/шум для всех значений амплитуд сигнала и уменьшения числа уровней квантования размер шага квантования берется переменным, в зависимости от величины амплитуды сигнала. Такое квантование называют неравномерным.

Неравномерное квантование может быть реализовано при помощи аналоговой или цифровой компрессии сигнала.

Неравномерное квантование при помощи аналоговой компрессии реализуется по следующей схеме, рисунок 2.8.

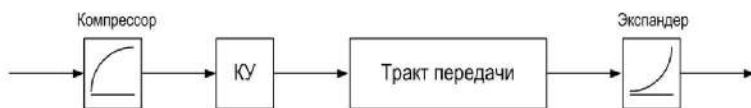


Рисунок 2.8 – Аналоговая компрессия

Компрессор – аналоговое устройство с логарифмической амплитудной характеристикой, рисунок 2.9. При прохождении через компрессор происходит уменьшение динамического диапазона сигнала, за счет усиления небольших и подавления высоких амплитуд сигнала. После компрессора сигнал поступает в квантующее устройство с линейной шкалой квантования, а затем кодируется кодером. Поскольку при компрессии сигнал искажается, то на приеме после декодирования исходный сигнал восстанавливается с помощью экспандера. Экспандер – аналоговое устройство с амплитудной характеристикой, обратной характеристики компрессора, рисунок 2.10.

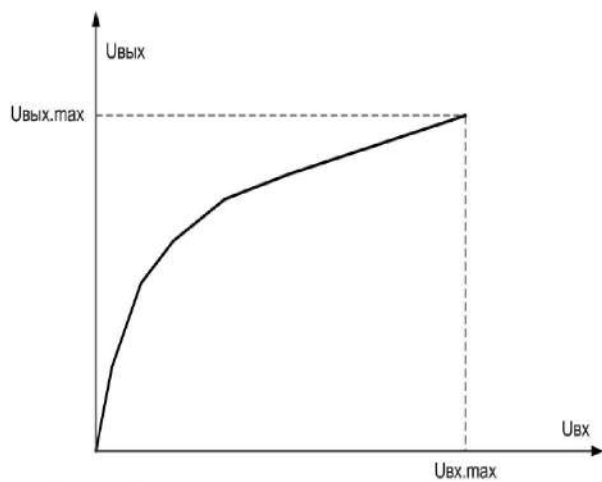


Рисунок 2.9. – Амплитудная характеристика компрессора

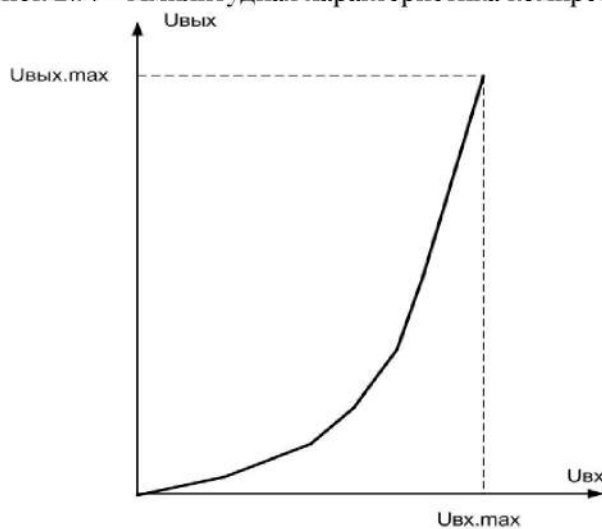


Рисунок 2.10 – Амплитудная характеристика экспандера

Амплитудную характеристику компрессии называют законом компандирования.

В Северной Америке принят стандарт компандирования для цифровых сигналов с так называемым μ -законом:

$$y = \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)} \quad (2.6)$$

где параметры x и y выражают:

$$x = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх.max}}}$$

$$y = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых.max}}}$$

В оборудовании первых ЦСП использовался параметр $\mu=100$, в настоящее время принято $\mu=255$.

В европейских странах и РФ принят так называемый A -закон компандирования:

$$y = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A} & \text{при } 0 \leq x \leq \frac{1}{A} \\ \frac{1 + \ln(Ax)}{1 + \ln A} & \text{при } \frac{1}{A} < x \leq 1 \end{cases} \quad (2.7)$$

где параметр сжатия $A=87,6$.

Применение μ -закона дает большую помехозащищенность сигнала при квантовании по сравнению с A -законом. Однако амплитудная характеристика A -закона имеет близкий к линейному участок в области слабых сигналов, что облегчает конструирование и реализацию компандерных устройств.

Неравномерное квантование позволяет уменьшить число уровней квантования до 256 и кодировать их 8 двоичными разрядами.

Аналоговые компрессоры и экспандеры мгновенного действия применялись в оборудовании первых промышленных ЦСП. Их недостатком является то, что реализация логарифмического

закона компрессии требуется точной подстройки их элементов, что не позволяет достичь высокого качества связи. Поэтому в современных ЦСП используется цифровая компрессия сигналов.

Существует два способа реализации цифровой компрессии. В первом способе преобразование производится непосредственно в кодирующем устройстве на этапе кодирования отсчетов и обратного преобразования при декодировании, рисунок 2.11. Входной АИМ-1-сигнал поступает на вход нелинейного аналого-цифрового преобразователя (НАЦП), в котором производятся операции преобразования АИМ-1 в АИМ-2 и последующее неравномерное квантование и кодирование, обратные операции производятся в нелинейном цифро-аналоговом преобразователе (НЦАП).



Рисунок 2.11. – Неравномерное квантование при помощи нелинейных АЦП и ЦАП



Рисунок 2.12. – Неравномерное квантование при помощи преобразователей кода

Во втором способе неравномерное квантование осуществляется путем цифровой обработки сигнала после равномерного квантования и линейного кодирования, рисунок 2.12. Входной АИМ-сигнал поступает на равномерно-квантующее устройство (КУ), а затем на линейное кодирующее устройство, полученный сигнал поступает на вход преобразователя кода (ПК). В ПК путем устранения избыточности исходный код преобразуется в код с меньшим числом разрядов. На приеме в ПК приема производится восстановление исходного равномерно кодированного

сигнала, а затем при помощи линейного декодера восстанавливается исходный сигнал.

Для реализации цифровых устройств применяется кусочно-линейная аппроксимация логарифмического закона командирования, которая в рекомендациях ИТУ-Т задается в виде таблиц.

Из-за разности законов компандирования при международном транзите каналов применяют специальные конверторы для преобразования сигналов сжатых с использованием μ -закона в сигнал с компрессией по А-закону.

2.3. Кодирование

Полученный в результате дискретизации по времени и амплитуде сигнал представляет собой групповой квантованный сигнал $U_{кв}(t)$.

При кодировании каждому уровню квантования соответствует свой номер, величину которого отображают в двоичной системе исчисления. Затем в линейный тракт передаются кодовые группы импульсов соответствующих номеру уровня квантования. Таким образом, формируется двоичный цифровой сигнал или сигнал с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ).

Для кодирования в ЦСП применяют специальные устройства: на передающей станции кодеры, а на приемной декодеры. Также используется обобщенное название - кодеки.

Телефонные сигналы, сигналы звукового вещания являются биполярными, поэтому при их дискретизации получают последовательности биполярных импульсов.

Для кодирования в системах связи используются натуральный и симметричный двоичные коды.

При кодировании нужно учитывать, что телефонные сигналы, а также сигналы звукового вещания являются биполярными, поэтому при их дискретизации получают последовательности биполярных импульсов.

При кодировании натуральным кодом значению минимально возможной амплитуде отсчетов с отрицательным знаком присваивается значение нулевого уровня, возрастающие номера

уровней присваиваются следующим через шаг квантования значениям квантованных отсчетов, рисунок 2.13.

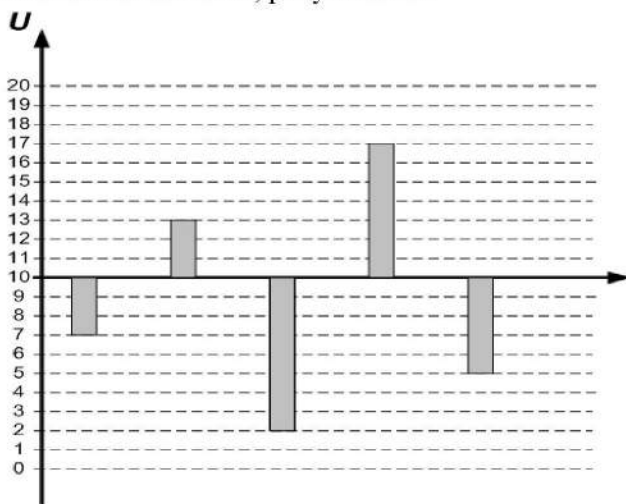


Рисунок 2.13 – Кодирование натуральным кодом

Количество уровней квантования при натуральном кодировании ($L_{\text{нат}}$) может быть определено из выражения:

$$L_{\text{нат}} = \frac{2|U_{\text{огр}}|}{\Delta} + 1 \quad (2.8)$$

Число импульсов в кодовой комбинации (m) при натуральном кодировании определяется как:

$$m = \lceil \log_2 L_{\text{нат}} \rceil \quad (2.9)$$

- ближайшее целое число, округленное в большую сторону.

Вид кодовой группы для любого отсчета, достигшего разрешенного уровня квантования (N) определяют из выражения:

$$N = \sum_{i=1}^m a_i \cdot 2^{m-i} \quad (2.10)$$

где a_i – кодовая группа (1 или 0) i -го разряда.

Рассмотрим следующий пример с $U_{\text{огр}} = \pm 25$ мВ и $\Delta = 1$ мВ, когда требуется закодировать значения $U_1 = -5$ мВ, $U_2 = 19$ мВ.

Из выражения 2.8 получаем требуемое количество уровней квантования:

$$L_{\text{нат}} = \frac{2 \cdot 25}{1} + 1 = 51$$

Число разрядов в кодовой комбинации $m = \log_2 51 = 6$. Получив номера уровней квантования, определяем вид кодовых комбинаций $U_1 = (20)_2 = 010100$; $U_2 = (44)_2 = 101100$.

При симметричном кодировании отсчет шагов квантования начинается от нулевого значения сигнала в сторону положительных и отрицательных значений его амплитуд, рисунок 2.14.

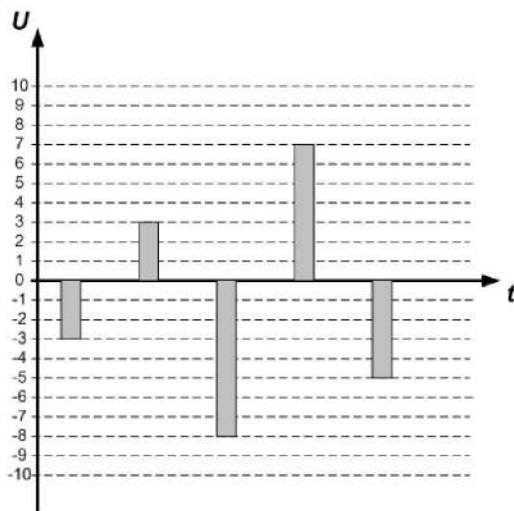


Рисунок 2.14 – Кодирование симметричным кодом

Требуемое количество уровней квантования находится по формуле:

$$L_{\text{сим}} = \frac{U_{\text{огр}}}{\Delta} \quad (2.11)$$

Для различения полярности импульсов к кодовой комбинации добавляется старший знаковый разряд («1» для положительной полярности отсчетов и «0» для отрицательной). Остальные разряды кодовой группы определяют номер уровня квантования сигнала в положительной или отрицательной области.

Число разрядов в кодовой комбинации при симметричном кодировании определяется из выражения:

$$m = \lceil \log_2 L_{\text{сим}} \rceil + 1 \quad (2.12)$$

Вид кодовой комбинации находится из соотношения:

$$N = a_1 + \sum_{i=2}^m a_i \cdot 2^{m-i} \quad (2.13)$$

где a_1 – старший знаковый разряд.

Рассмотрим пример кодирования симметричным кодом для предыдущего примера. Кодовые комбинации будут иметь следующий вид:

$$U_1 = (-5)_2 = 000101; U_2 = (19)_2 = 110011$$

Достоинствами натурального и симметричного кодов является возможность их реализации на базе простых кодеров, а недостатком - низкая помехозащищенность. поскольку ошибки в разрядах с большими весами приводят к значительным искажениям.

2.4. Первичный цифровой сигнал

В ЦСП с импульсно-кодовой модуляцией кодирующие устройства являются, как правило, групповым оборудованием для объединенного АИМ-сигнала. Поэтому цифровой сигнал на выходе кодера является групповым ИКМ-сигналом. Типовой групповой ИКМ-сигнал на выходе АЦП называют первичным цифровым сигналом (ПЦС).

Структура ПЦС делится на периоды равные периоду дискретизации, называемые циклами, в которых размещается N -

канальных интервалов (КИ), рисунок 2.15. Каждый каналный интервал содержит m -разрядную кодовую последовательность, состоящую из токовых, для передачи логической «1», и бестоковых, для передачи логического «0», посылок, рисунок 5.1. Время передачи одного символа называют тактовым интервалом T . Величину $f_T=1/T$ называют тактовой частотой. Длительность токового импульса (τ_u) может быть меньше или равна тактовому интервалу. Наиболее широко применяют ИКМ системы, в которых скважность сигнала $Q=T/\tau_u=2$.

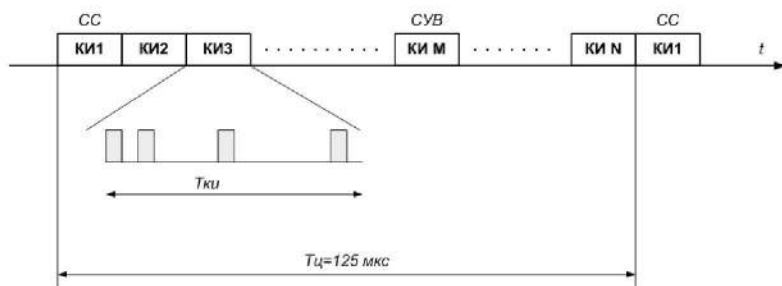


Рисунок 2.15 – Первичный цифровой сигнал

Поскольку кодовые последовательности должны передаваться с частотой дискретизации (f_d), то длительность цикла при передаче телефонных каналов определяется:

$$T_{ц} = \frac{1}{f_d} = 125 \text{ мкс}$$

В стандартных ЦСП для передачи речи в телефонных каналах используются 8-битные кодовые последовательности. Таким образом, скорость передачи информации в телефонном канале составит: $V=8 \cdot 8 \text{ кГц} = 64 \text{ кбит/с}$. Типовой телефонный канал со скоростью передачи 64 кбит/с называют основным цифровым каналом (ОЦК).

Для правильного выделения отдельных каналов на приеме из группового ИКМ-сигнала в начале цикла передается синхросигнал (СС). Для передачи синхросигнала в ПЦС отводится отдельный канал. Кроме того, дополнительные каналы в ЦСП могут

использоваться для передачи служебной информации – сигналов управления и взаимодействия (СУВ) оборудования АТС, передачи команд управления и т.д. Для этих целей в ПЦС отводится, как правило, один канал.

В общем случае длительность канального интервала определяется как:

$$\tau_{ки} = \frac{T_{ц}}{N_k} = \frac{T_{ц}}{N_{тлф} + N_{сл}} \quad (2.14)$$

где N_k – общее число каналов; $N_{тлф}$ – число телефонных каналов; $N_{сл}$ – число каналов, выделенных для передачи служебной информации (синхросигналов, сигналов управления и взаимодействия, сигналов передачи данных и других виды).

Ширина полосы пропускания тракта для передачи группового ИКМ-сигнала без искажений должна составлять:

$$\Delta f \approx \frac{1}{\tau_u} = m \cdot f_d \cdot N_k \quad (2.15)$$

где τ_u – длительность импульсов, m – число разрядов в кодовой комбинации.

Битовая скорость передачи информации: $V_{икм} = \Delta f_{икм}$

Потоки с большей скоростью передачи образуют путем объединения нескольких первичных потоков. Совокупность устройств объединения цифровых потоков называется оборудованием временного группообразования (ОВГ) или временного мультиплексирования (ВМ).

В общем случае цифровой ИКМ сигнал представляет собой случайную двоичную однополярную последовательность импульсов.

В качестве примера рассчитаем тактовую частоту системы передачи ИКМ-30 с параметрами: $N_{млф}=30$; $N_{сл}=2$; $f_0=8$ кГц; $m=8$. В результате получим: $f_{т} = 8 \cdot (30+2) \cdot 8 = 2048$ кГц.

Энергетический спектр группового ИКМ-сигнала при равновероятном появлении 0 и 1 имеет следующий вид, рисунок 2.16. Энергетический спектр ИКМ-сигнала состоит из следующих составляющих:

- дискретных, расположенных на тактовой частоте и нечетных гармониках тактовой частоты.
- непрерывной, сосредоточенной в основном на нижних частотах, но имеющей относительно большую долю высокочастотных составляющих.

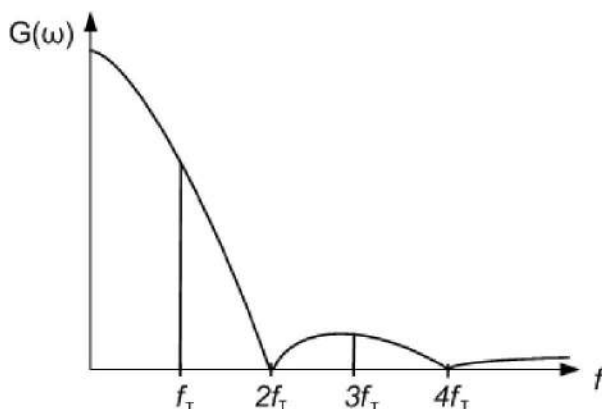


Рисунок 2.16 – Энергетический спектр ПЦС

Реальные направляющие системы (электрические и оптические кабели) обладают свойствами полосового фильтра, ограничивающим спектр сигнала. Поэтому непосредственная передача группового ИКМ-сигнала может привести к значительным межсимвольным искажениям и ошибкам при декодировании. Для снижения данных искажений перед передачей в линию ИКМ-сигнал преобразуют в линейный цифровой сигнал, энергетический спектр которого наилучшим образом согласован с параметрами линии передачи. Процесс формирования линейного сигнала называют линейным кодированием, а форму его представления – линейным кодом.

Вопросы для самопроверки к главе 2

1. Какие спектральные составляющие имеет АИМ-сигнал?
2. В чем заключаются отличия сигналов АИМ-1 и АИМ-2?
3. Каково назначение канального амплитудно-импульсного модулятора в схеме АИМ-тракта?
4. Расскажите о назначении канального селектора в АИМ-тракте.
5. Назовите основные причины переходных помех в АИМ-тракте.
6. Что такое шаг квантования и уровень квантования?
7. Каким образом производится равномерное квантование сигнала?
8. Что называют шумом квантования, и какие характеристики он имеет при равномерном квантовании?
9. В чем преимущество неравномерного квантования по сравнению с равномерным?
10. Как производится аналоговая компрессия?
11. Какие характеристики имеют компрессор и экспандер?
12. Какие существуют законы компандирования?
13. Приведите схемы цифровой компрессии и поясните назначение элементов схем.
14. Как осуществляется кодирование симметричным кодом?
15. Какую структуру имеет ПЦС?
16. Какой вид имеет энергетический спектр ПЦС?

ГЛАВА 3. ОСНОВНЫЕ УЗЛЫ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

3.1. Обобщенная схема оконечного оборудования

Формирование группового ИКМ-сигнала и соответствующего ему линейного сигнала производится оборудованием оконечной станции ЦСП, рисунок 3.1.

Основными узлами оконечной ЦСП с ИКМ являются:

- 1) Индивидуальный АИМ-тракт;
- 2) Аналого-цифровое оборудование (АЦО);
- 3) Оборудование временного группообразования (ОВГ);
- 4) Оборудование линейного тракта оконечной станции (ОЛТ);
- 5) Генераторное оборудование (ГО).

Оборудование АИМ-тракта предназначено для дискретизации аналогового сигнала при передаче и демодуляции исходного сигнала из АИМ на приеме.

Оно включает в себя: усилители низкой частоты, ФНЧ, канальный АИМ модулятор на передаче и канальный селектор (КС) на приеме, управляемые генераторным оборудованием.

АЦО передачи состоит из устройства объединения канальных сигналов (УОКС) с выхода которого групповой АИМ-сигнал поступает на АЦП. Затем кодированный сигнал поступает на формирователь первичного цифрового сигнала (ФПЦС), где в исходный цифровой поток добавляют служебные сигналы синхронизации, управления и взаимодействия (СУВ), поступающие с ФСС и ФСУВ, соответственно. СС обеспечивают синхронную работу КАИМ и КС. СУВ обеспечивают передачу сигналов канальной сигнализации телефонных станций.

Оборудование временного группообразования (ОВГ) передачи производит формирование вторичного цифрового потока (ВЦП) на основе объединения первичных потоков, а далее формирование третичного цифрового потока (ТЦП) на основе объединения ВЦП и т.д.

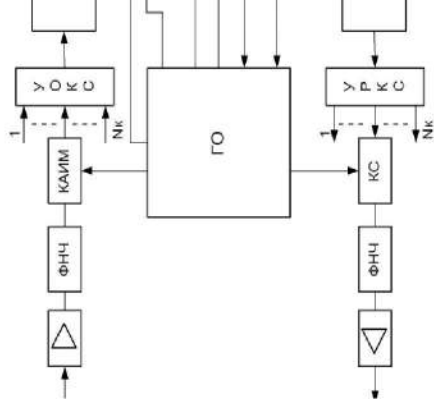
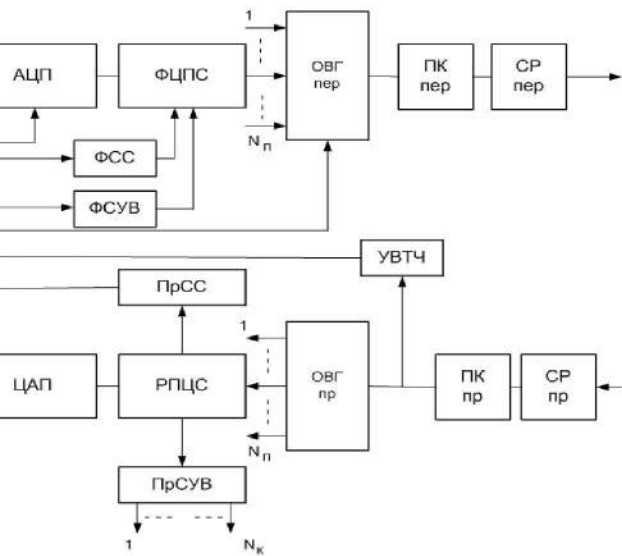


Рисунок 3.1. – Оконечное оборудование ЦСП



Оборудование линейного тракта оконечной станции (ОЛТ-ОС) передачи производит формирование при помощи преобразователя кода передачи (ПК) линейного сигнала, энергетические параметры которого согласованы с характеристиками линии связи, также при помощи станционного регенератора (СР) передачи в линию подаются импульсы с формой, обеспечивающей наименьшие искажения.

Оборудование линейного тракта оконечной станции (ОЛТ-ОС) приема осуществляет полное восстановление исходной формы сигнала при помощи СР приема, преобразование линейного кода с помощью ПК приема в код группового ИКМ-сигнала.

Оборудование временного группообразования приема осуществляет разделение (демультиплексирование) объединенного цифрового потока на составляющие цифровые потоки, вплоть до ПЦС. Для синхронизации оборудования передачи и приема из группового ИКМ сигнала при помощи устройства выделения тактовой частоты (УВТЧ) извлекается тактовая составляющая частоты спектра, которая затем подается на генераторное оборудование приема (ГО).

АЦО приемного тракта. С выхода распределителя первичного цифрового сигнала (РПЦС), где осуществляется выделение СС и СУВ групповой ИКМ – сигнал поступает на ЦАП, где формируется групповой АИМ-2-сигнал. При помощи устройства разделения канальных сигналов (УРКС) и КС производится выделение индивидуальных АИМ-сигналов, которые демодулируются оборудованием АИМ-тракта.

Для синхронной работы оборудования из группового ИКМ-сигнала выделяют синхросигнал, который обрабатывается приемником синхросигнала (ПрСС). Для работы оборудования АТС при помощи РПЦС выделяются сигналы управления и взаимодействия (СУВ), обрабатываемые ПрСУВ.

Генераторное оборудование (ГО) обеспечивает синхронную работу всех узлов ЦСП, управляет работой КАИМ на передаче и КС в тракте приема, согласованную работу ОВГ.

3.2. Кодеры и декодеры

3.2.1 Кодеры и декодеры с линейной шкалой квантования

В ЦСП с ИКМ используют следующие основные типы линейных кодеров:

- кодеры последовательного счета;
- кодеры поразрядного взвешивания.

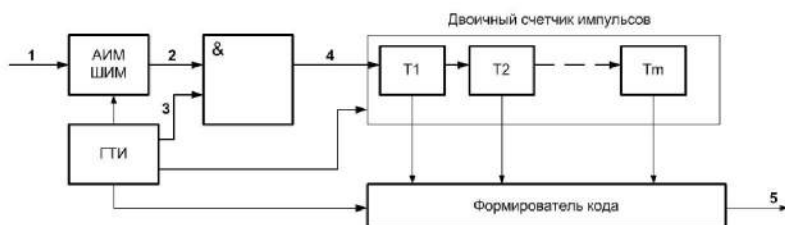


Рисунок 3.2 - Кодер последовательного счета

Работа кодера последовательного счета, рисунок 3.2, осуществляется следующим образом. На вход кодера подаются импульсы сигнала АИМ-2 (рисунок 3.3) которые затем преобразуются в импульсы широтно-импульсной модуляции (ШИМ), длительность которых пропорциональна амплитуде АИМ-отсчета. Импульсы ШИМ поступают на вход логической ячейки И, на другой вход которой от ГО поступает последовательность коротких импульсов. На выходе ячейки И получаются пачки импульсов, в которых число импульсов пропорционально амплитуде АИМ-отсчета. Максимальное число импульсов в пачке 2^m . Число импульсов в единицу времени $N \cdot f_o$. Пачки импульсов поступают в двоичный счетчик, состоящий из каскада триггеров. Скорость работы счетчика может быть определена как $B = N \cdot f_o \cdot 2^m$. Например, для $N=30$, $f_o=8$ кГц, скорость составит $B=30 \cdot 8 \cdot 103 \cdot 28=6 \cdot 10^6$ импульсов в секунду.

На выходе счетчика получается параллельная двоичная кодовая комбинация, которая затем преобразуется в последовательную в формирователе кода.

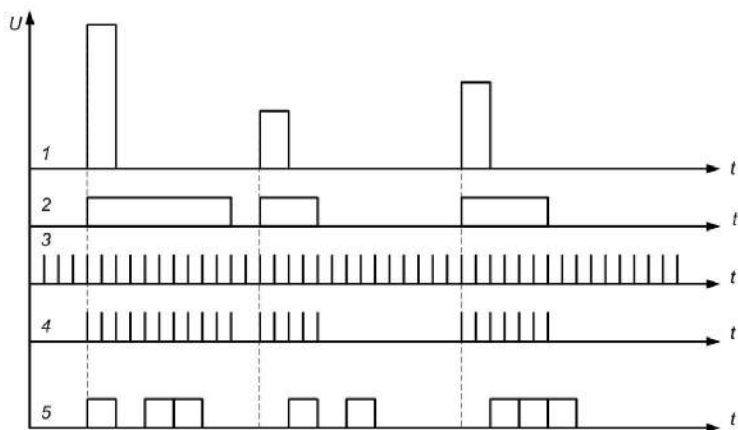


Рисунок 3.3. – Диаграммы работы кодера последовательного счета

Достоинство кодеров последовательного счета – простота схемы, высокая надежность и точность работы. Основной недостаток – требуется высокое быстродействие элементов схемы.

В кодерах поразрядного взвешивания величина отсчета сигнала выражается суммой определенного набора эталонных сигналов:

$$U_c = \Delta U_k \cdot \sum_{i=1}^m a_i \cdot 2^{m-i} = \sum_{i=1}^m a_i \cdot U_{эти} \quad (3.1)$$

где $U_{эти} = \Delta U_k \cdot 2^{m-i}$ – эталонный сигнал i -го разряда; ΔU_k – шаг квантования; a_i – кодовый символ i -го разряда.

Структурная схема данного типа кодера приведена на рисунке 3.4, она состоит из последовательно включенных ячеек, число которых соответствует разрядности кода m .

Каждая ячейка содержит решающее устройство РУ с порогми, равным эталонным напряжениям данного разряда и схему вычитания. В РУ амплитуда АИМ-отсчета сравнивается с эталонным пороговым напряжением данного разряда $U_{эти}$. Если $U_c > U_{эти}$, на выходе РУ формируется «1», а на схему вычитания подается импульс с амплитудой $U_{эти}$, т.е. на следующую ячейку подается сигнал $U_i - U_{эти}$. Если же $U_c < U_{эти}$, на разрядном выходе

РУ будет символ «0», а импульс сигнала пройдет через схему вычитания без изменения амплитуды.

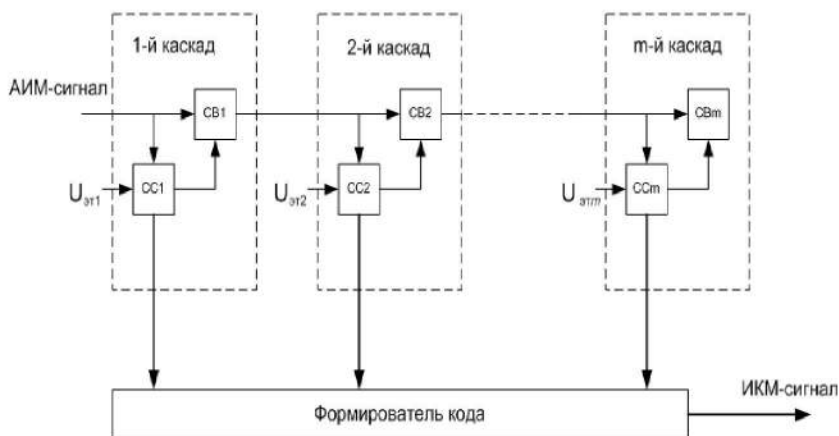


Рисунок 3.4 – Кодер поразрядного взвешивания

Символы отдельных разрядов кодовой группы формируются последовательно, начиная с символа старшего разряда.

Пример. Пусть нужно закодировать с помощью кодера поразрядного взвешивания импульс с амплитудой $100\Delta U_k$. Диаграмма кодирования для этого значения представлена на рисунке 3.5.

На выходе кодера будет сформирована кодовая группа 1100100, имеющая условный вес $(64+32+0+0+4+0+0)\Delta U_k=100\Delta U_k$.

Главное достоинство взвешивающего кодера – низкое требуемое быстродействие элементов схемы. Основной недостаток – необходимы цепи генерации эталонных напряжений, от которых зависит точность работы кодера.

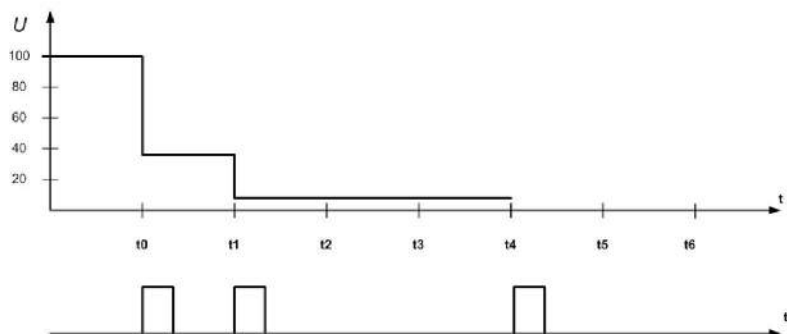


Рисунок 3.5. – Диаграммы работы взвешивающего кодера

На выходе кодера будет сформирована кодовая группа 1100100, имеющая условный вес $(64+32+0+0+4+0+0)$ $\Delta U_k = 100 \Delta U_k$.

Главное достоинство взвешивающего кодера – низкое требуемое быстродействие элементов схемы. Основной недостаток – необходимы цепи генерации эталонных напряжений, от которых зависит точность работы кодера.

В декодере производится процесс преобразование из кодовых комбинаций АИМ импульсов.

Линейные декодеры также бывают последовательного счета и поразрядного взвешивания. Декодеры последовательного счета требуют элементы с высоким быстродействием и поэтому применяются редко.

В ЦСП с ИКМ наиболее часто применяют линейные цифро-аналоговые преобразователи с поразрядным суммированием токов. Работа такого типа декодеров, рисунок 3.6, осуществляется следующим образом. Преобразователь кода (ПК) преобразует последовательную кодовую комбинацию в параллельную. Логическое устройство формирует сигналы управления, коммутирующие ключи эталонов, соответствующих разрядов. Замыкание ключей происходит при логической «1» в разряде. АИМ-отсчет формируется на выходе как сумма эталонных токов.

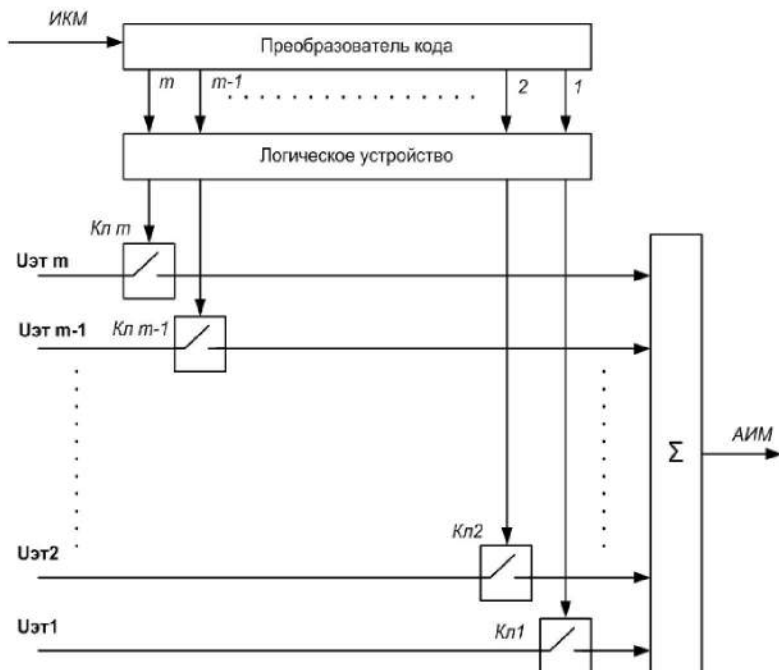


Рисунок 3.6. - Линейный декодер поразрядного взвешивания

Пример. Рассмотрим декодирование 7-разрядной кодовой комбинации: 1011001. В декодере будут включены следующие эталонные напряжения:

$$U_{\text{aim}} = (64+0+16+8+0+0+1)\Delta = 89\Delta.$$

3.2.2 Нелинейный кодер и декодер

Квантование в современных ЦСП в основном производится нелинейными АЦП с неравномерной шкалой квантования, что требует реализации нелинейной характеристики компандирования. Современный способ реализации требуемой характеристики компандирования состоит в управлении с помощью цифровых схем алгоритмом выбора эталонных напряжений при кодировании и декодировании.

Используется 16-ти сегментная линейно-ломаная аппроксимация характеристики компрессирования, рисунок 3.7. Характеристика для одной полярности напряжения аналогового сигнала приведенная на рисунке содержит 8 сегментов. Каждый сегмент имеет 16 уровней равномерного квантования. В I и II сегментах характеристики шаг квантования одинаковый, а в каждом следующем сегменте, начиная с III, величина шага квантования удваивается. Символ кодовой группы *первого разряда* определяет полярность сигнала «1» - для положительного, «0» - для отрицательного. 2-й, 3-й, 4-й разряды определяют номер сегмента в двоичной форме (от 0 до 7). 5-й, 6-й, 7-й, 8-й разряды определяют номер уровня в сегменте.

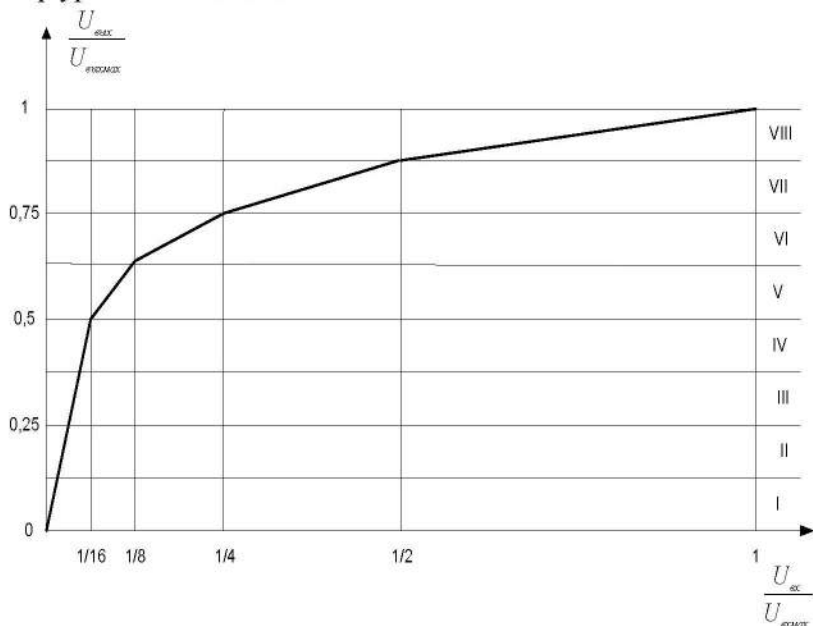


Рисунок 3.7. – Характеристика компрессирования нелинейного кодера

Таблица эталонных значений напряжений для определения номера сегмента, уровня квантования внутри сегмента имеет следующий вид, таблица 3.1.

Таблица 3.1 – Эталонные напряжения нелинейного кодера

Номер сегмента		2-й, 3-й, 4-й разряды	Шаг квантования	Эталонное напряжение при кодировании в пределах сегмента	Эталонное напряжение нижней границы сегмента
I	0	000	Δ	$\Delta, 2\Delta, 4\Delta, 8\Delta$	0Δ
II	1	001	Δ	$\Delta, 2\Delta, 4\Delta, 8\Delta$	16Δ
III	2	010	2Δ	$2\Delta, 4\Delta, 8\Delta, 16\Delta$	32Δ
IV	3	011	4Δ	$4\Delta, 8\Delta, 16\Delta, 32\Delta$	64Δ
V	4	100	8Δ	$8\Delta, 16\Delta, 32\Delta, 64\Delta$	128Δ
VI	5	101	16Δ	$16\Delta, 32\Delta, 64\Delta, 128\Delta$	256Δ
VII	6	110	32Δ	$32\Delta, 64\Delta, 128\Delta, 256\Delta$	512Δ
VIII	7	111	64Δ	$64\Delta, 128\Delta, 256\Delta, 512\Delta$	1024Δ

Из таблицы видно, что для формирования всех уровней квантования достаточно иметь 11 эталонов ($\Delta, 2\Delta, 4\Delta, 8\Delta, 16\Delta, 32\Delta, 64\Delta, 128\Delta, 256\Delta, 512\Delta, 1024\Delta$). При кодировании в пределах одного сегмента требуется всего 5 эталонов:

- один для определения нижней границы сегмента;
- четыре для определения шага квантования в пределах сегмента.

Малое число эталонных сигналов, используемых при формировании одного квантованного отсчета, упрощает требования к точности источника эталонных сигналов в целом.

В современных ЦСП наиболее широко применяются нелинейные кодеры взвешивающего типа, схема такого кодера показана на рисунке 3.8.

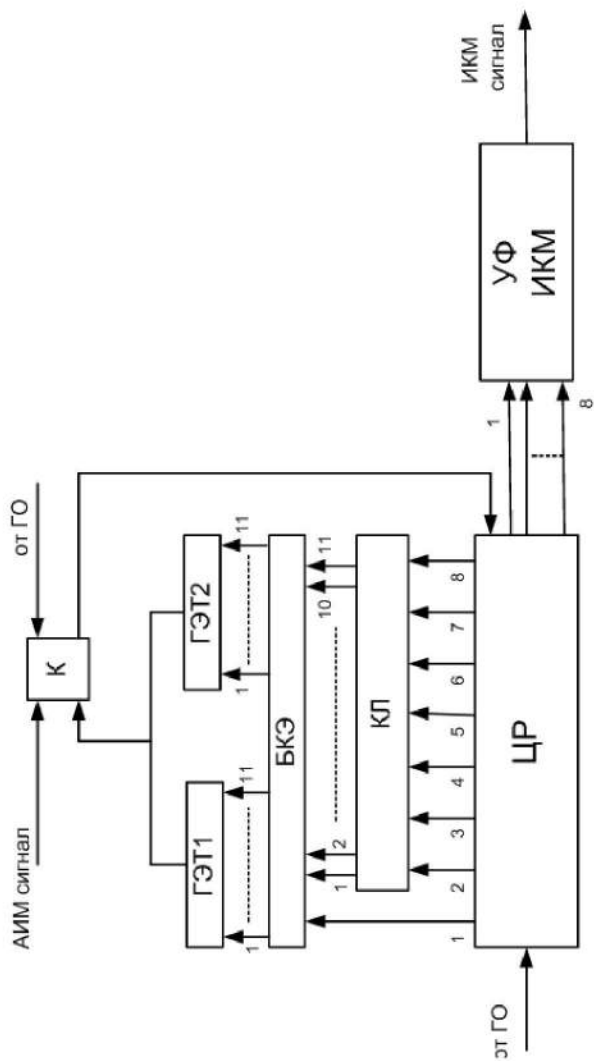


Рисунок 3.8 – Схема нелинейного кодера

Основные элементы схемы нелинейного кодера.

К – компаратор, определяет полярность отсчета и знак разности между амплитудой кодируемого отсчета и суммой эталонных напряжений. В зависимости от знака этой разности на выходе компаратора формируется «1» ($U_c > U_{эт}$), или «0» ($U_c < U_{эт}$).

ГЭТ1 и ГЭТ2 – генераторы эталонных токов, положительных и отрицательных, соответственного. Они имеют 11 ключей, а веса подключаемых эталонных напряжений равны $\Delta U_0, 2\Delta U_0, 4\Delta U_0, 8\Delta U_0, 16\Delta U_0, 32\Delta U_0, 64\Delta U_0, 128\Delta U_0, 256\Delta U_0, 512\Delta U_0, 1024\Delta U_0$.

После каждого такта кодирования решение компаратора записывается в **цифровой регистр (ЦР)**.

В зависимости от решения компаратора ЦР выбирает полярности ГЭТ и управляет работой **командирующей логики (КЛ)**, которая формирует в **блоке выбора и коммутации эталонных напряжений (БКЭ)** цепи управления ГЭТ, определяя величины эталонов, подключаемых на второй вход компаратора.

УФ ИКМ – устройство формирования ИКМ-сигнала. Считывает состояния выходов ЦР и преобразует параллельный код в последовательность выходных импульсов.

Пример. В качестве примера закодируем положительный отсчет с амплитудой $U_c = 352\Delta U_0$.

Этот отсчет через запоминающее устройство подается на первый вход компаратора. Вначале производится сравнение кодируемого отсчета с нулевым эталонным током. Поскольку отсчет положителен, то 1-й символ кодовой комбинации будет **1**.

Далее, в три такта осуществляется поиск сегмента, в котором находится кодируемый отсчет, т.е. находится нижняя граница этого сегмента. Рассмотрим все это с помощью, так называемого, дерева графа выбора сегмента, рисунок 3.9.

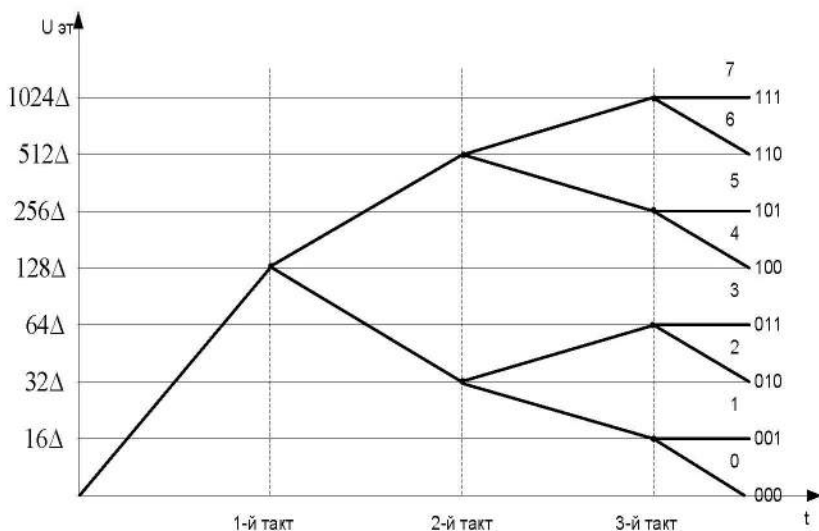


Рисунок 3.9. – Граф выбора сегмента

На первом такте сигнал сравнивается с эталонным напряжением нижней границы 4-го сегмента (128Δ). В зависимости от результата сравнения формируется символ 2-го разряда «0» или «1». Если сформирована «1», то на втором такте сравнивается с нижней границей 6-го сегмента (512Δ); если же «0» - то с нижней границей второго сегмента (32Δ). Далее аналогично – с нижней границей седьмого сегмента (1024Δ) или пятого (256Δ); либо с нижней границей третьего сегмента (64Δ) или первого (16Δ).

В нашем примере кодирование будет производиться следующим образом:

1-й такт: $352 > 128 \rightarrow \langle 1 \rangle$

2-й такт: $352 < 512 \rightarrow \langle 0 \rangle$

3-й такт: $352 > 256 \rightarrow \langle 1 \rangle$

Следовательно, 2-й, 3-й, 4-й символы кодовой комбинации 101. Эталонное напряжение нижней границы пятого сегмента составит - 256Δ

Определение и кодирование номера уровня квантования в пятом сегменте производится в четыре такта с помощью эталонных напряжений 128Δ , 64Δ , 32Δ , 16Δ , которые формируются в источнике эталонов и соответствуют пятому сегменту:

5-й символ – на пятом выходе цифрового регистра «1», в источнике эталонов формируется сигнал $256\Delta+128\Delta$, так как $352 < 384\Delta$, на выходе компаратора формируется «1» и пятый выход цифрового регистра изменяет свое состояние на «0», напряжение 128Δ отключается.

6-й символ – на шестом выходе цифрового регистра устанавливается «1», источник эталонов формирует сигнал $256\Delta+64\Delta$, который подается на второй вход компаратора, поскольку $352 > 320\Delta$, то на выходе компаратора – «0» и состояние шестого выхода цифрового регистра сохраняется.

7-й символ – на седьмом выходе цифрового регистра устанавливается «1», источник эталонов на второй вход компаратора подает сигнал $256\Delta+64\Delta+32\Delta$. Так как $352\Delta = 352\Delta$, на выходе компаратора появляется «0» и на выходе цифрового регистра остается «1».

8-й символ – на восьмом выходе цифрового регистра «1», на выходе источника эталонов формируется сигнал $256\Delta+64\Delta+32\Delta+16\Delta$. Поскольку $352 < 368\Delta$, на выходе компаратора формируется «1» и восьмой выход цифрового регистра обнуляется. Напряжение 16Δ в источнике эталонов отключается.

Таким образом, 5-й, 6-й, 7-й, 8-й символы кодовой комбинации 0110.

Полностью кодовая комбинация для отсчета $352\Delta U_0$ будет иметь вид: 11010110.

Обычно величины АИМ отсчетов в нелинейных декодерах формируются путем суммирования весовых значений символов кодовой группы. Наиболее широко в технике связи используются нелинейные декодеры взвешивающего типа с цифровым экспандированием эталонов. Схема декодера такого типа представлена на рисунке 3.10.

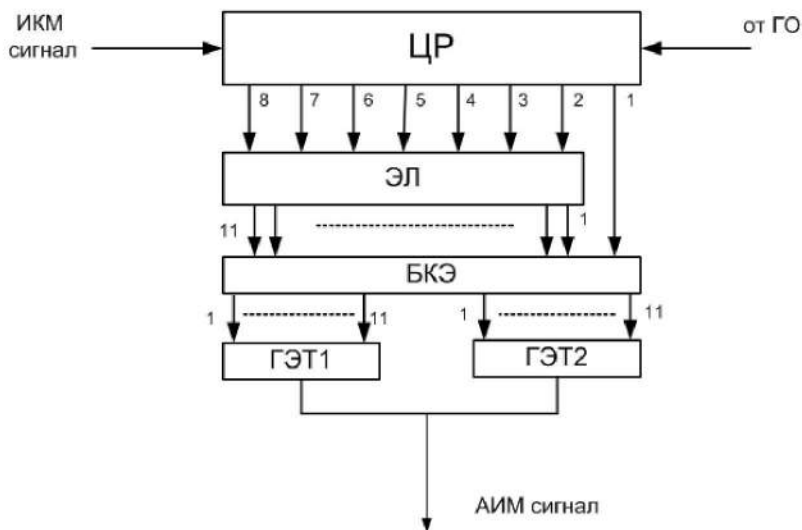


Рисунок 3.10. – Нелинейный декодер

Нелинейный декодер включает следующие основные узлы: ЦР – цифровой регистр; ЭЛ – блок экспандирующей логики; БКЭ – блок выбора и коммутации эталонных токов; ГЭТ1 и ГЭТ2 – источники эталонов положительной и отрицательной полярности.

Восьмиразрядная кодовая группа принятого ИКМ сигнала записывается в цифровой регистр, формируясь на его выходах 1...8 в виде параллельного восьмиразрядного двоичного кода. 1-й разряд этой кодовой группы определяет полярность включенных ГЭТ, 2-й...4-й разряды – номер сегмента, 5-й...8-й разряды – номер уровня квантования. ЭЛ управляет работой БКЭ, формируя цепи подключения соответствующих эталонных сигналов, суммарный ток которых определяет величину (амплитуду) декодированного АИМ-отсчета.

В качестве примера декодируем кодовую комбинацию вида 10101010.

Необходимо определить величину АИМ сигнала. Распределим разряды в соответствии с этапами кодирования:

$$1 \quad \underbrace{010}_{\substack{2\text{-й} \\ \text{сегмент}}} \quad \underbrace{1010}_{16\Delta 8\Delta 4\Delta 2\Delta}$$

Первый разряд «1», определяет полярность эталонов – положительная.

Следующие три разряда определяют номер сегмента «010» = 2, для второго сегмента эталонное напряжение (таблица 3.1) составляет 32Δ.

Следующие разряды «1010» определяют эталонные напряжения внутри сегмента, которые включатся при декодировании (см. таблица 3.1) - 16Δ и 4Δ.

После суммирования всех эталонных напряжений значение отсчета составит:

$$U_{\text{анм}} = +(32\Delta + 16\Delta + 4\Delta) = +52\Delta.$$

3.3. Генераторное оборудование

Для работы всех блоков оборудования ЦСП на всех этапах преобразования сигналов, объединения и разделения цифровых потоков, формирования линейных сигналов, обеспечения синхронной работы оконечного оборудования требуются специального вида управляющие сигналы, параметры которых должны строго соблюдаться во времени. Генераторное оборудование (ГО) предназначено для формирования управляющих сигналов. Оно делится на ГО передающей и приемной части станции.

Для работы ЦСП необходимо получить следующие виды сигналов:

- импульсные последовательности с частотой дискретизации (8 кГц);
- импульсную последовательность с тактовой частотой ПЦП (2048 кГц)
- импульсные последовательности с частотой следования кодовых комбинаций;
- импульсы с тактовой частотой цифровых сигналов высокого порядка, получаемых при объединении цифровых сигналов.

- импульсные последовательности с частотой следования сверхциклов.

Обобщенная структурная схема ГО ЦСП приведена на рисунке 3.11.

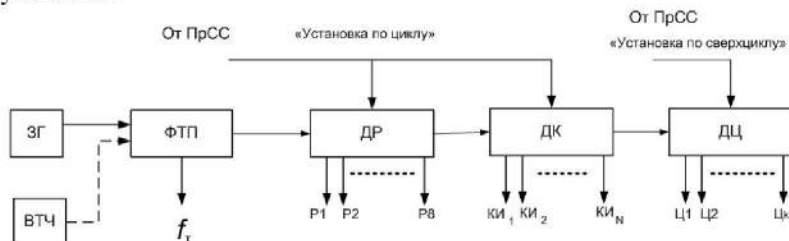


Рисунок 3.11 – Структурная схема ГО

В схеме обозначены следующие основные блоки: ЗГ – задающий генератор; ФТП – формирователь тактовой последовательности; ДР – делитель разрядный; ДК – делитель каналный; ДЦ – делитель цикловой; ВТЧ – выделитель тактовой частоты.

ЗГ формирует гармонический сигнала с частотой равной или кратной тактовой частоте (2048 кГц) с относительной нестабильностью не хуже $\Delta f/f \leq 10^{-6}$.

Основными требованиями, предъявляемыми к ЗГ, являются:

- высокая стабильность частоты;
- возможность перестройки частоты в широких пределах;
- возможность внешнего управления частотой

Для обеспечения высокой стабильности частота ЗГ выбирается в целое число раз больше, чем тактовая частота ЦСП. Например, для ИКМ-30 с тактовой частотой 2048 кГц ЗГ вырабатывает гармонические колебания с частотой 8192 кГц, т.е. в 4 раза выше. Наиболее часто ЗГ строятся с использованием кварцевой стабилизации частоты.

Формирователь тактовой последовательности (ФТП) вырабатывает импульсную последовательность с частотой следования равной тактовой частоте.

ДР формирует 8 последовательностей разрядных импульсов P1, P2, ... Pm. С частотой следования кодовых комбинаций ($F_k = f_t/m = 256$ кГц). Данные последовательности используются

для правильного определения каждого разряда кодовой комбинации. Разрядные импульсы последовательно сдвинуты друг относительно друга на тактовый интервал, диаграммы импульсных последовательностей представлены на рисунке 3.12.

ДК формирует управляющие каналные импульсы последовательности KI_1, KI_2, \dots, KI_N . Частота следования КИ равна частоте дискретизации (8кГц). Канальные импульсы определяют границы каналных интервалов и их положение во времени, диаграммы каналных последовательностей приведены на рисунках 3.12 и 3.13.

ДЦ служит для формирования цикловых импульсных последовательностей $\Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_k$, рисунок 3.13, k – число циклов в сверхцикле. Для $k=16$ $F_{\text{ц}}=F_{\text{д}}/k=500$ Гц.

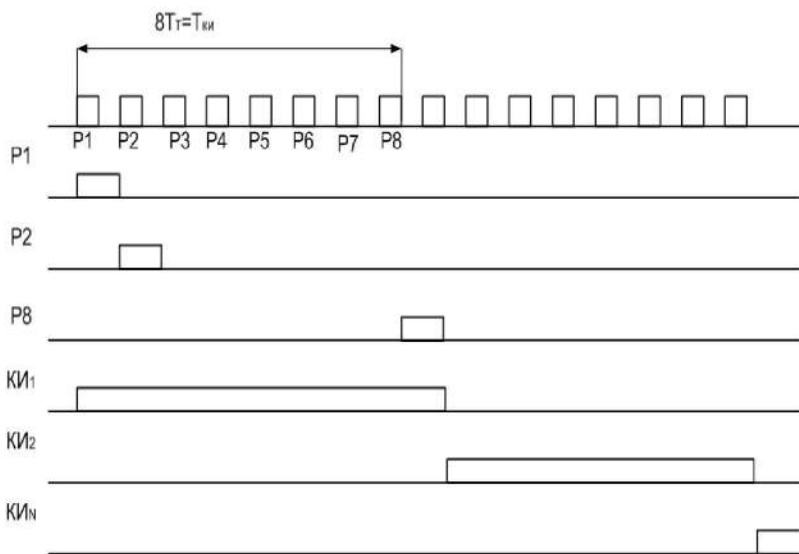


Рисунок 3.12 – Разрядные и каналные импульсные последовательности ГО

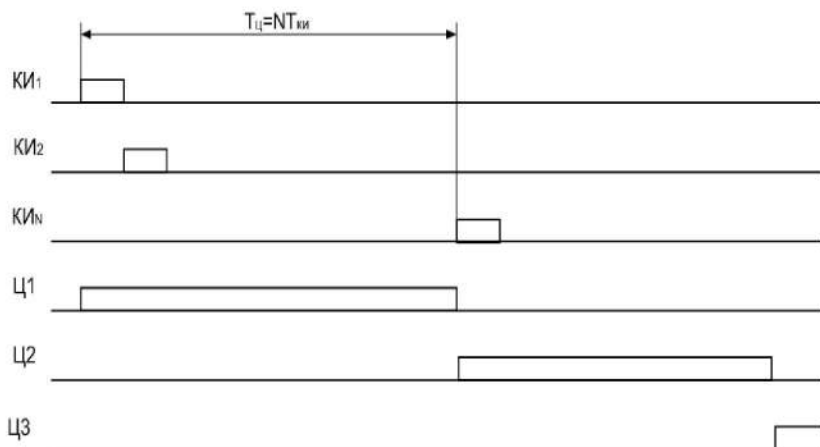


Рисунок 3.13 – Канальные и цикловые последовательности ГО

ГО может работать в нескольких режимах:

- внутренней синхронизации, когда ТЧ поступает от ЗГ;
- внешнего запуска, когда ГО работает от внешнего ЗГ;
- внешней синхронизации, при которой проводится подстройка частоты ЗГ за счет системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), которая управляется внешним сигналом.

Установочные входы обеспечивают возможность подстройки работы ГО данной станции к ГО станции, выбранной ведущей. Импульсные последовательности разного вида формируются за счет деления частоты.

Схема ГО приема отличается от схемы ГО передачи следующими особенностями:

- тактовая частота поступает не от ЗГ, а от выделителя тактовой частоты (ВТЧ);
- установка ГО по циклу и сверхциклу производится от сигналов ПрСС.

Задающий генератор является основным блоком, от которого зависит стабильность работы всего генераторного оборудования.

Пример типовой структурной схемы ЗГ приведен на рисунке 3.14.

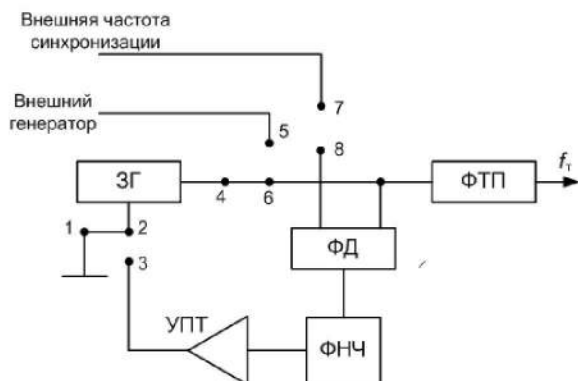


Рисунок 3.14. – Структурная схема задающего генератора ЦСП

В схеме на рисунке 3.14 показаны следующие блоки: ЗГ – собственный задающий автогенератор, вырабатывающий гармонический сигнал с частотой, равной тактовой; ФД – фазовый детектор; УПТ – усилитель постоянного тока; ФНЧ – фильтр нижних частот;

В режиме внутренней синхронизации устанавливаются переключки 1-2 и 4-6 и на ФТП сигнал поступает с внутреннего ЗГ.

В режиме внешней синхронизации устанавливаются переключки 2-3, 4-6 и 7-8. В этом режиме ФД вырабатывает разностный сигнал фаз частоты местного ЗГ и внешнего генератора. Управляющий сигнал с ФД через ФНЧ и УПТ поступает на ЗГ, управляя его работой с тем, чтобы производилось выравнивание фаз между сигналами. Вместе эти блоки составляют петлю обратной связи фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ).

В режиме использования внешнего генератора устанавливается переключка 5-6 и далее схема работает от внешнего генератора синхронизации.

3.4. Оборудование синхронизации

3.4.1. Назначение и виды синхронизации

Для согласования работы передающей и приемной станций ЦСП с ИКМ необходимо обеспечить:

- синхронную работу КАИМ на передаче и КС на приеме, т.е. распределения АИМ-сигналов по соответствующим каналам;
- равенство скоростей цифровой обработки сигналов в АЦП на передаче и ЦАП на приеме;
- равенство скоростей объединения и разделения цифровых потоков в ОВГ и их правильное распределения в циклах ЦСП;
- правильное распределение сигналов управления и взаимодействия на приеме.

В оборудовании ЦСП применяют следующие виды синхронизации.

Тактовая синхронизация обеспечивает равенство скоростей обработки сигналов (кодирования и декодирования отсчетов, объединения и разделения потоков) на передающей и приемной станциях. Для этого ГО приемной станции (управляется) синхронизируется от тактовой частоты, вырабатываемой ГО передающей станции.

Цикловая синхронизация обеспечивает правильное разделение каналов, т.е. поступление декодированных АИМ-отсчетов в приемную часть, соответствующую каналам в которые поступали отсчеты (синфазность). Нарушение цикловой синхронизации приводит к поступлению отсчетов в приемную часть других каналов, т.е. к возникновению взаимных влияний между каналами в виде внятных или невнятных переходных помех.

Сверхцикловая синхронизация обеспечивает правильное распределение каналов СУВ в заданном канальном интервале.

Организовать синхронизацию оборудования ЦСП можно двумя способами: путем использования статистических свойств информационного сигнала ЦСП, а также путем ввода в структуру группового сигнала специальных сигналов синхронизации – синхросигнала

3.4.2. Устройства тактовой синхронизации

Совокупность устройств, обеспечивающих синхронную работу ГО передачи и приема, а также работу цифровых регенераторов называют устройствами тактовой синхронизации (УТС).

В ЦСП с ИКМ используются УТС основанные на выделении сигнала тактовой синхронизации из группового ИКМ-сигнала на приемной станции. Это возможно за счет того, что энергетический спектр группового ИКМ-сигнала содержит дискретную составляющую с частотой гармоники равной тактовой частоте следования импульсов. Также выделение тактовой гармоники может производиться из линейного цифрового сигнала.

Часть УТС, обеспечивающая фильтрацию тактовой частоты, называют устройством выделения тактовой частоты (УВТЧ).

По способу выделения тактовой частоты выделяют УТС с пассивной и активной фильтрацией тактовой частоты из принимаемого цифрового сигнала.

Один из вариантов пассивной УТС приведен на рисунке 3.15.



Рисунок 3.15. - Схема УТС с пассивной фильтрацией

Диаграммы работы такой УТС представлены на рисунке 3.16. Выпрямитель (Вып) производит выпрямление двуполярного линейного цифрового сигнала(1). Затем сигнал усиливается. Выпрямленный однополярный сигнал (2) содержит тактовую частоту, которая выделяется из него при помощи узкополосного фильтра (УПФ). Из гармонического сигнала тактовой частоты (3) формирователем последовательных импульсов (ФПИ) вырабатывается импульсная последовательность с частотой следования равной тактовой (4).

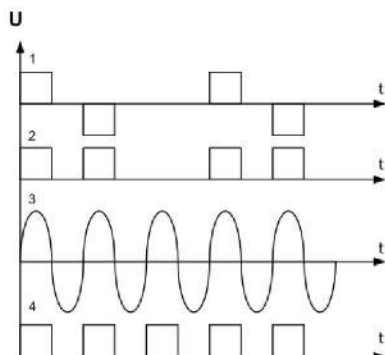


Рисунок 3.16 – Диаграммы работы пассивной УТС

Преимущества пассивных УТС - простота реализации.

Недостатки пассивных УТС:

- быстрое пропадание тактовой частоты при перерывах связи и длинных последовательностях нулей в сигнале;
- стабильность выделения зависит от длинных серий нулей и скорости передачи информации

УТС с активной фильтрацией строятся с использованием схем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Данный тип УТС свободен от недостатков пассивных УТС и поэтому получил наибольшее распространение в ЦСП. УТС с ФАПЧ могут быть с непосредственным воздействием на местный ЗГ и с воздействием на промежуточный преобразователь.

УТС с непосредственным воздействием на местный ЗГ строятся по следующей схеме, рисунок 3.17.

В фазовом детекторе (ФД) производится сравнение фаз тактовой частоты поступающей с выделителя тактовой частоты (ВТЧ) и вырабатываемой местным задающим генератором (ЗГ). Сигнал с ФД, пропорциональный разности фаз тактовых частот, поступает в ФНЧ, в котором выделяется постоянная составляющая. Далее постоянная составляющая усиливается в усилителе постоянного тока (УПТ) и воздействует на элементы ЗГ таким образом, чтобы уменьшить разность фаз между тактовыми частотами.

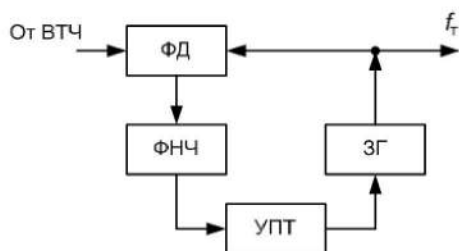


Рисунок 3.17 – Структурная схема активной УТС с непосредственным воздействием на ЗГ

Пример УТС, с воздействием на промежуточный преобразователь, представлен на рисунке 3.18.

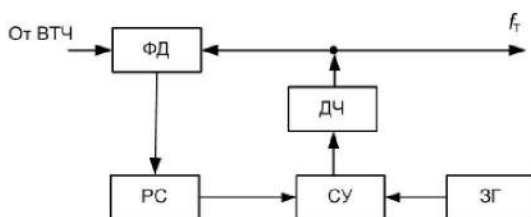


Рисунок 3.18 – Структурная схема активной УТС с промежуточным преобразователем

В данной схеме сигнал с ФД поступает на реверсивный счетчик (РС), в котором выделяется среднее значение разности фаз. Полученный сигнал через схему управления (СУ) воздействует на делитель частоты (ДЧ) таким образом, чтобы уменьшить разность фаз тактовых частот от ВТЧ и ЗГ.

Достоинством активных УТС является отсутствие основных недостатков пассивных УТС, недостаток – более сложное устройство и высокая стоимость.

3.4.3. Цикловая синхронизация

Оборудование цикловой синхронизации (ЦС) ЦСП предназначено для восстановления и удержания состояния циклового синхронизма между передающей и приемной частью ЦСП.

Цикловая синхронизация производится при помощи циклового синхросигнала (ЦСС), который вводится в групповой ИКМ-сигнал ЦСП.

Применяемые в ЦСП синхросигналы различают по числу разрядов: одноразрядные и многоразрядные; по распределению символов в цикле: сосредоточенные и распределенные; по структуре (по виду кодовой комбинации).

Наибольшее применение получили многоразрядные сосредоточенные ЦСС. Основным свойством ЦСС является периодичность и постоянное положение в цикле ЦСП. Кодовая комбинация ЦСС выбирается такой, чтобы вероятность ее появления при передаче информационных символов была минимальной.

Оборудование ЦС состоит из формирователя синхросигнала (ФСС) на передаче и приемника синхросигнала (ПрСС) приемной части ЦСП, рисунок 3.19.

ПрСС должен обеспечивать:

- установку синхронизма после включения;
- контроль за состоянием синхронизма в рабочем режиме;
- обнаружение сбоя синхронизации;
- восстановление синхронизма.

Сбой цикловой синхронизации приводит к потере информации, называемой проскальзыванием, поскольку в результате такого сбоя теряется информация, передаваемая в одном или сразу нескольких циклах ЦСП. В современных ЦСП одно проскальзывание может привести к потере до трех циклов, поэтому по действующим нормам допустимо не более пяти проскальзываний в сутки.

По алгоритму поиска состояния синхронизма ПрСС подразделяются на приемники с задержкой контроля и приемники со скользящим поиском



Рисунок 3.19. – Передача цикловой синхронизации в ЦСП

В ПрСС с задержкой контроля поиск режима синхронизма производится через цикл. В ПрСС со скользящим поиском контроль осуществляется постоянно. В настоящее время в ЦСП в основном применяются ПрСС со скользящим поиском.

ПрСС по принципу функционирования в зависимости от вероятности ошибки в тракте передачи подразделяются на неадаптивные и адаптивные.

Структурная схема неадаптивного ПрСС представлена на рисунке 3.20.

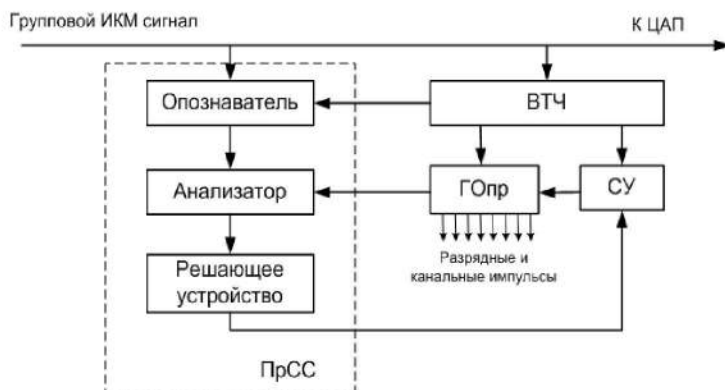


Рисунок 3.20. – Структурная схема неадаптивного ПрСС

Основными узлами ПрСС являются следующие устройства.

Опознаватель – предназначен для выделения из группового ИКМ сигнала кодовых комбинаций, совпадающих по структуре с синхросигналом.

Анализатор – определяет соответствие момента времени прихода сигнала с опознавателя и контрольного сигнала с генераторного оборудования приемной станции.

Решающее устройство – определяет состояние синхронизма, момент выхода из синхронизма.

Схема управления (СУ) управляет блоками ГО.

В современных ЦСП наиболее широко применяются ПрСС со скользящим поиском и одноразрядным сдвигом. Опознаватель, сдвигая каждый раз, момент регистрации на один такт, рисунок 3.21, будет пробовать поступающие комбинации на их соответствие синхросигналу. При совпадении сигнал с опознавателя поступит на анализатор, на другой вход которого поступают цикловые импульсы от ГО.

Анализатор принимает решение о совпадении ЦСС по периоду следования и времени появления цикловых импульсов. Если время и период следования импульсов и ЦСС совпадают, то на выходе анализатор вырабатывает сигнал, подтверждающий вход в синхронный режим. Если совпадения нет, то на вход РУ поступает сигнал об ошибке синхронизации.

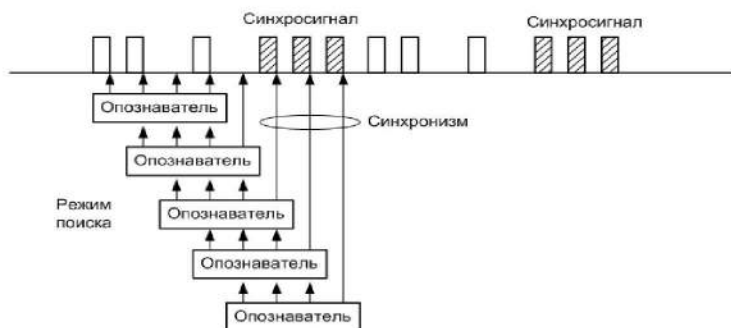


Рисунок 3.21. – Скользящий поиск синхросигнала

РУ принимает решение о наличии или отсутствие синхронизма за определенный интервал времени. В режиме поиска при поступлении за анализируемый интервал определенного числа подтверждающих синхронизм РУ передает сигнал на СУ, которое управляет временным сдвигом (торможением) импульсных последовательностей ГО. В РУ производится накопление сигналов ошибки поступающих с анализатора. При превышении порогового значения РУ фиксирует сбой синхронизации и переводит систему в режим поиска. В этом режиме анализатор через РУ управляет сдвигом импульсной последовательности ГО для определения моментов совпадения синхросигнала и последовательности ГО.

Достоинством неадаптивного ПрСС является простота реализации. Недостатком данной схемы является большое время восстановления синхронизма, поскольку режим поиска синхронизации включится только после накопления сигнала об ошибке. Выход из синхронного режима может привести к сбоям в работе каналов СУВ и передачи данных. Поэтому неадаптивные ПрСС применяется в малоканальных ЦСП.

Структурная схема адаптивного ПрСС приведена на рисунке 3.22.

Отличие адаптивного ПрСС состоит в наличие цепей удержания и поиска синхронизма. В случае однократном нарушении синхронизма начинается поиск синхросигнала цепью поиска. При этом ГО сохраняет предыдущее состояние до тех пор, пока не будет зафиксирован синхронный режим, в который и будет произведено переключение ГО. Параллельная работа цепей удержания и поиска позволяет уменьшить время восстановления синхронизма. В случае кратковременного повышения вероятности ошибки в тракте передачи, которое приведет к искажению синхросигнала, изменений в работе ГО не произойдет.

Адаптивные ПрСС применяются в высокоскоростных ЦСП, для которых жестко ограничено время вхождения в синхронизм.

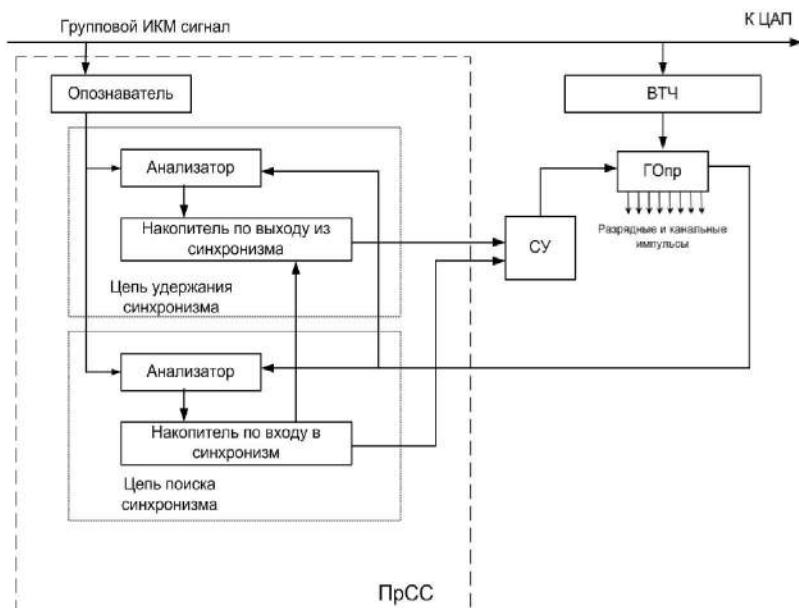


Рисунок 3.22. – Структурная схема адаптивного ПрСС

3.4.4. Сверхцикловая синхронизация

Сверхцикловая синхронизация обеспечивает правильное распределение сигналов управления и взаимодействия, передаваемых в цикле ЦСП.

В ЦСП с ИКМ для каждого телефонного канала организуются специальные каналы для передачи сигналов управления и взаимодействия (СУВ): занятие канала, набор номера, отбой вызываемого абонента, блокировка приборов АТС.

Для передачи СУВ в цикле отводится отдельный каналный интервал.

Время вхождения в синхронизм цифровой СП ограничивается, главным образом, максимально возможным временем нарушения работы СУВ, при котором может произойти разъединение абонентов приборами АТС. Это время не должно превышать нескольких миллисекунд.

Система сверхцикловой синхронизации обеспечивает синхронную работу устройств распределения СУВ (ФСУВ и ПрСУВ).

Для отличия по частоте следования предусматривается формирование сверхциклов и передача кодовых групп сверхцикловой синхронизации ЦСП, отличающихся еще своей структурой.

В системе ИКМ-30 сверхцикл содержит 16 циклов передачи и его продолжительность составляет:

$$T_{сц} = T_{ц} \cdot 16 = 0,125 \text{ мс} \cdot 16 = 2 \text{ мс},$$

Частота следования сверхциклов и, следовательно, сигналов сверхцикловой синхронизации

$$f_{сц} = f_{ц} / 16 = 500 \text{ Гц}.$$

В сверхцикле системы ИКМ-30 нумеруются Ц₀, Ц₁, ... Ц₁₅. В Ц₀ в шестнадцатом канальном интервале передается сигнал сверхцикловой синхронизации. В остальных циклах в этом канальном интервале последовательно передаются СУВ одновременно двух телефонных каналов с 1 по 15 и с 17 по 31-й.

3.5. Оборудование временного группообразования

3.5.1. Способы объединения цифровых потоков.

Существуют следующие основные способы объединения цифровых потоков:

- Посимвольный (побитный).
- Поканальный (побайтный).
- Посистемный (поцикловой).

При любом способе объединения (мультиплексирования) цифровых потоков импульсы объединяемых (компонентных) цифровых потоков записываются в ячейки памяти запоминающего устройства (ЗУ) со скоростью их следования. Затем производится считывание импульсов в объединяемый (агрегатный) цифровой поток, рисунок 3.23



Рисунок 3.23 –Мультиплексирование и демультиплексирование

Операция разделения цифровых потоков (демультиплексирование) выполняется путем записи агрегатного потока в соответствующие каналные ЗУ и считыванием со скоростью компонентного потока.

При *посимвольном* (побитном) объединении импульсы цифровых сигналов распределяются путем последовательного чередования во времени в агрегатном потоке. Побитный способ объединения требует наименьшего объема памяти ЗУ и наименее чувствителен к нестабильности тактовой частоты ГО. В ЦСП с ИКМ реализован данный способ объединения. Однако при этом способе затруднено выделение отдельных компонентных потоков.

При *поканальном* (побайтном) объединении в агрегатном потоке чередуются времени интервалы, отводимые для передачи кодовых групп компонентных потоков. Побайтный способ требует большей памяти ЗУ и более чувствителен к нестабильности ГО, однако он позволяет производить выделение компонентных потоков без полного разделения агрегатного потока. Данный способ объединения применяется в синхронных ЦСП.

При *посистемном* (поцикловом) объединении в агрегатном потоке распределяются целиком цикл передачи компонентных потоков. Посистемный способ требует наибольшего объема ЗУ и очень высокой стабильности ГО. В типовых ЦСП данный способ не используется.

3.5.2. Согласование скоростей

Реализация оборудования временного группообразования также зависит от соотношения тактовых частот объединяемых цифровых потоков и тактовой частоты работы, с которой работает ОВГ ЦСП. Различие данных частот приводит к временному интервалу (ВИ), между частотами следования последовательностей записи (ЗП) и считывания (СЧ), рисунок 3.24.

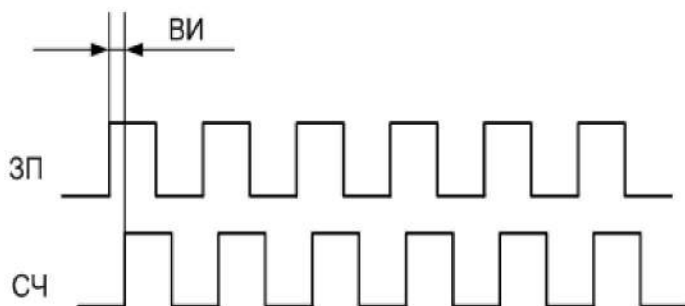


Рисунок 3.24 – Временной интервал

В зависимости от соотношения частот и фаз тактовых последовательностей записи и считывания существуют следующие способы объединения:

- Синфазно-синхронный
- Синхронный
- Асинхронный (плезиохронный)

При синфазно-синхронном объединении частоты записи и считывания равны, а также совпадают временные позиции тактовых интервалов. При этом $ВИ=0$, кривая 1, рисунок 3.25. Синхронно-синфазные цифровые потоки могут быть сформированы только в одном отдельном комплекте оборудования ЦСП.

При синхронном объединении частоты записи и считывания полностью совпадают, но временные позиции тактовых интервалов смещены друг относительно друга. В этом случае ВИ постоянен – кривая 2, рисунок 3.25. Для формирования синхронных цифровых потоков на всей сети необходима синхронизация

всех комплектов оборудования ЦСП от одного задающего генератора.

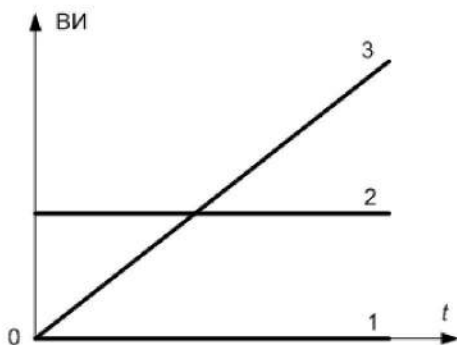


Рисунок 3.25 – Изменение ВИ от времени

При асинхронном объединении частоты записи и считывания точно не равны друг другу, и временные позиции тактовых интервалов смещены. В этом случае ВИ меняется во времени – кривая 3, рисунок 3.25.

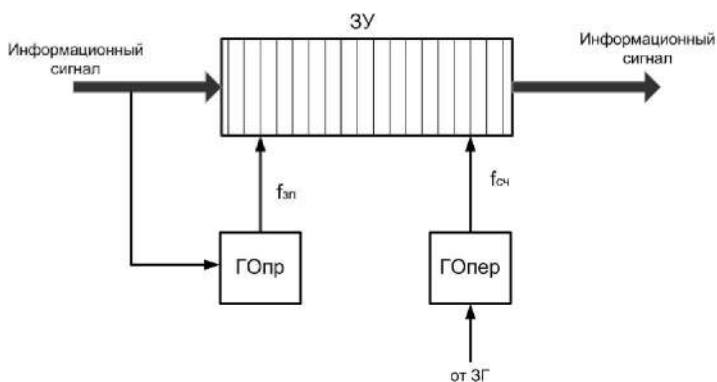


Рисунок 3.26. – Запись/считывание в ЗУ при объединении цифровых потоков

В ЦСП с ИКМ работа оборудования передающих трактов отдельных ЦСП, осуществляется автономно от собственных задающих генераторов, рисунок 3.26. Цифровые потоки, сформированные данными системами, будут асинхронными относительно друг друга. Поэтому в типовых ЦСП с ИКМ применяется ОВГ с асинхронным объединением цифровых потоков.

Возможны следующие соотношения между частотами записи и считывания асинхронных цифровых потоков:

- Скорость записи меньше скорости считывания $f_{зп} < f_{сч}$.
- Скорость записи больше скорости считывания $f_{зп} > f_{сч}$.

Поскольку объем ЗУ ограничен, то в первом случае через некоторое время произойдет опустошение ЗУ, а во втором случае – переполнение ЗУ. Для предотвращения переполнения необходимо периодически производить дополнительное считывание бит из ЗУ с более высокой скоростью. Для предотвращения опустошения ЗУ периодически требуется производить запрет считывания из ЗУ, а в агрегатном потоке передавать незначащие биты (вставки или стаффинг). Данный процесс выравнивания скорости поступающих компонентных потоков со скоростью передачи называется *согласованием скоростей*.

После каждого считывания ВИ изменяется на величину:

$$\Delta\tau = T_з - kT_{сч} \quad (3.2)$$

где $T_з = 1/f_з$ - период записи, $T_{сч} = 1/f_{сч}$ - период считывания, $k = \text{Int}(T_з/T_{сч})$ – округленное до ближайшего целого отношение периодов записи и считывания.

Если $\Delta\tau < 0$, то ВИ между записью и считыванием увеличивается до максимального значения $T_{сч}$. После этого в считанной последовательности произойдет отрицательный временной сдвиг (ВС) равный периоду считывания, после чего величина ВИ вновь станет увеличиваться. Временной сдвиг – периодическое совпадение фаз импульсных последовательностей записи и считывания.

Если $\Delta\tau > 0$, то временной интервал уменьшается до 0 и при последующем считывании произойдет положительный временной сдвиг.

Период формирования ВС зависит от соотношения частот записи и считывания следующим образом:

$$T_{bc} = (R+1)T_{сч} \quad (3.3)$$

где $R = \text{Int}\{T_{сч}/(T_3 - T_{сч})\}$ – целое число.

Если соотношение $T_{сч}/(T_3 - T_{сч})$ – целое, то число бит в периоде ВС будет постоянным, а если дробное, то будет меняться и в считываемой последовательности будут возникать временные неоднородности (ВН). Временная неоднородность – изменение числа импульсов за период ВС.

3.5.3. Схема оборудования временного группообразования

Обобщенная структурная схема асинхронного оборудования временного группообразования (ОВГ) ЦСП представлена на рисунке 3.27.

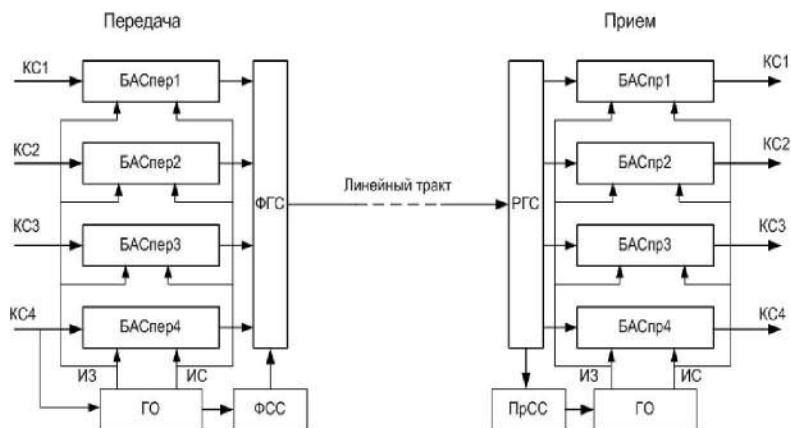


Рисунок 3.27 – Схема асинхронного ОВГ

В плезихронных ЦСП согласование скоростей выполняют блоки асинхронного сопряжения цифровых потоков (БАС). БАС передачи формируют команды согласования скоростей, а в БАС приема на основе данных команд формируют отдельные компонентные потоки.

На передающей станции компонентные сигналы (КС) поступают в БАС передачи (БАСпер), где производится согласование скоростей и вырабатываются команды согласования (КСС). Работой БАС управляет генераторное оборудование. Сигналы с БАСпер передаются в формирователь группового сигнала (ФГС), который посимвольно объединяет входные цифровые потоки, а также помещает КСС в поле служебной информации. Далее сигнал поступает в оборудование линейного тракта.

На приемной станции распределитель группового сигнала (РГС) производит разделение агрегатного цифрового потока на компонентные, а также выделяет КСС из служебного поля. Эти сигналы передаются в индивидуальные БАС приема (БАСпр), которые по КСС восстанавливают исходные цифровые потоки.

В зависимости от соотношения частот записи и считывания выделяют следующие методы согласования скоростей при построении ЦСП:

- Положительное согласования скоростей,
- Отрицательное согласования скоростей,
- Положительно-отрицательно-нулевое или двустороннее согласования скоростей

При положительном согласовании максимальная скорость записи компонентного цифрового потока меньше минимальной скорости считывания. В этом методе для согласования скоростей в считанную последовательность вводится в момент ВН неинформационные символы (вставки), согласующие тактовый интервал. На приемную станцию по служебному каналу передается команда согласования, по которой вставка извлекается из принимаемого сигнала, рисунок 3.28.

Недостатком данного метода является более высокая скорость передачи агрегатного потока, а также невозможность работы в синхронном режиме.

При отрицательном согласовании скоростей минимальная частота записи больше максимальной частоты считывания. В этом методе для компенсации отрицательных ВН из информационной последовательности извлекаются символы, которые затем передаются по служебным каналам на приемную станцию, рисунок 3.29. На приемной станции в соответствии с командой

согласования скоростей эти символы вводятся в принимаемый цифровой поток.

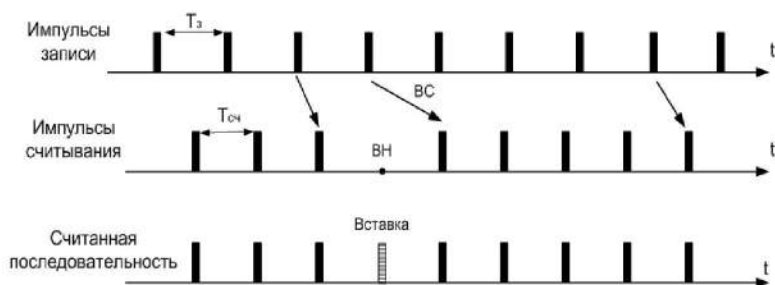


Рисунок 3.28 – Положительное согласование скоростей

Достоинством данного метода является более низкая требуемая скорость передачи агрегатного потока, недостатком – усложнение оборудования.

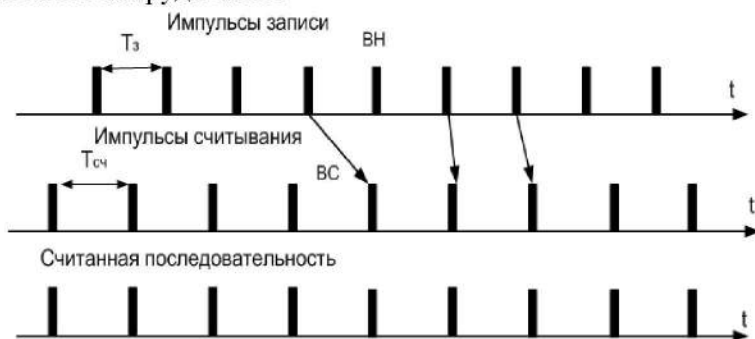


Рисунок 3.29 – Отрицательное согласование скоростей

В системах двустороннего согласования скоростей скорости записи и считывания примерно равны и в некоторый момент времени может выполняться любое из условий предыдущих методов. В этом методе в зависимости от знака BC применяется либо положительное согласование, либо отрицательное. При этом в ЦСП с двусторонним согласованием применяется два типа команд в зависимости от знака BC

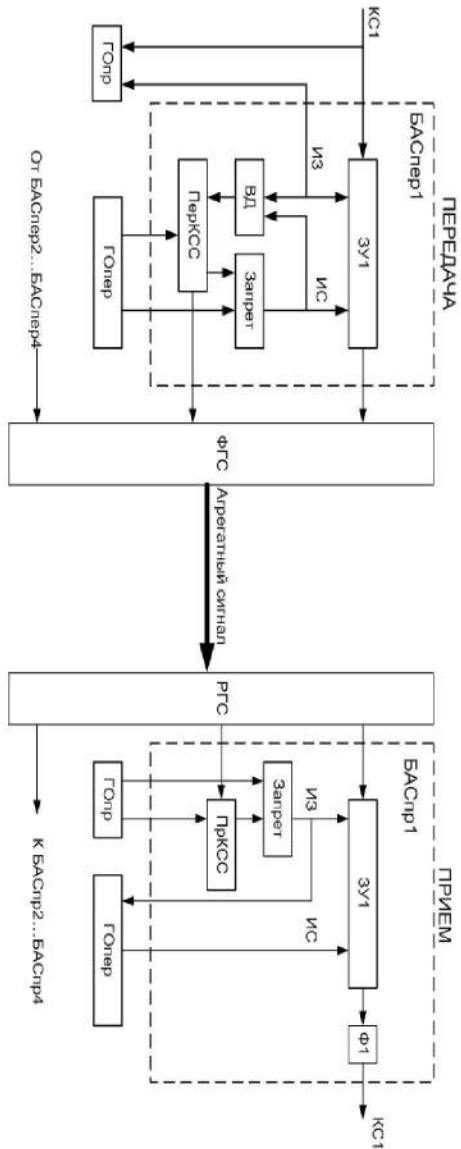


Рисунок 3.30.- Схемы БАС передачи и приема ЦСП с положительным согласованием скоростей

Достоинством ЦСП с двусторонним согласованием является возможность работы в синхронном режиме, когда команды согласования не передаются, а также более высокая устойчивость цикловой синхронизации и к сбоям команд согласования. Недостатком более высокая сложность и стоимость оборудования.

В настоящее время наиболее широкое применение на сетях связи нашли в основном ЦСП с положительным согласованием скоростей.

В БАС передачи асинхронной ЦСП с положительным согласованием (рисунок 3.30) временной детектор определяет величину ВС достигшего критической величины и передает сигнал об этом в передатчик команд согласования скоростей (ПерКСС). Тогда ПерКСС посылает сигнал на управляющий вход схемы запрета считывания, а в агрегатном потоке производится вставка неинформационного символа. В БАС приема при наличие КСС приемником КСС (ПрКСС) на вход схемы запрета поступает управляющий сигнал о запрете считывания в данной временной позиции компонентного сигнала. Частота импульсов считывания согласуется с частотой ИС при помощи схемы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Формирователь (Ф) служит для увеличения длительности импульсов компонентного сигнала.

3.6. Оборудование линейного тракта

3.6.1. Состав оборудования линейного тракта

Совокупность устройств ЦСП, обеспечивающих передачу сигнала по направляющей системе от одного оконечного пункта до другого называется оборудованием линейного тракта (ОЛТ).

В качестве направляющей системы в ЦСП могут использоваться:

- электрические кабели;
- оптические кабели;
- радиорелейные линии;
- спутниковые линии.

Структурная схема ОЛТ ЦСП, работающих по кабельным – электрическим или оптическим – линиям передачи, приведена на рисунке 3.31.

ОЛТ включает в себя следующие виды оборудования:

- оборудование оконечных пунктов (ОЛТ-ОП), которое состоит из преобразователей кода (ПК) передачи и приема, а также станционных регенераторов;
- обслуживаемые регенерационные пункты (ОРП)
- необслуживаемые регенерационные пункты (НРП)

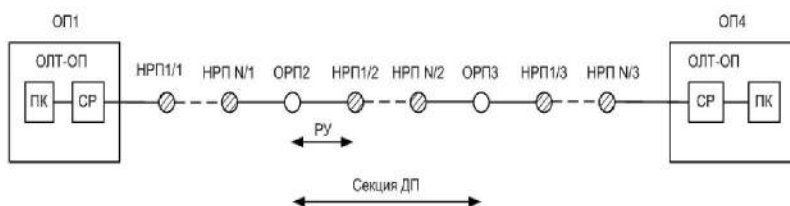


Рисунок 3.31 –Схема оборудования ОЛТ кабельных систем

В ОЛТ-ОП преобразователь кода в тракте передачи (ПК) оконечного пункта (ОП) преобразует стандартные цифровые потоки с выхода ОВГ в линейный цифровой сигнал, а в тракте приема производит обратное преобразование. Станционный регенератор (СР) в тракте передачи служит для преобразования посылок сигнала в импульсы, подходящие для передачи по используемой направляющей системе, а на приеме восстановления исходной формы сигнала.

Для восстановления исходной формы линейного сигнала через определенные участки вдоль направляющей системы (регенерационные участки - РУ) служат линейные регенераторы (ЛР), которые восстанавливают первоначальные значения амплитуды, длительности и временных позиций импульсов линейного сигнала.

В ОРП и НРП размещаются линейные регенераторы, а также оборудование телеконтроля. С ОРП производится непрерывный контроль за состоянием оборудования прилегающих НРП.

Расстояние между ОРП называется секцией дистанционного питания (ДП), поскольку оборудование НРП обеспечивается

электропитанием по фантомным цепям электрического кабеля поступающим с ОРП.

Секции ДП имеют последовательную нумерацию. НРП имеют двойную нумерацию по секции ДП и последовательную по секции.

3.6.2. Линейные коды

По цифровому линейному тракту должны передаваться сигналы, обеспечивающие минимальные уровни помех внутри сигнала и переходных помех между соседними парами.

Уровень и мешающее действие указанных помех зависит как от ширины и формы энергетического спектра сигнала, так и от ширины и формы амплитудно-частотной характеристики тракта передачи.

Вопрос выбора цифрового сигнала, обеспечивающего необходимую помехозащищенность, сводится к подбору сигнала, спектр которого удовлетворяет определенным требованиям:

- энергетический спектр линейного цифрового сигнала (ЛЦС) должен быть сосредоточен в относительно узкой полосе частот и содержать незначительные низко- и высокочастотные составляющие.
- спектр ЛЦС должен содержать тактовую частоту с простой реализацией ее выделения
- структура ЛЦС должна обеспечивать возможность контроля качества передачи информации по линейному тракту.
- устройства, обеспечивающие преобразование линейного кода должны иметь простую аппаратную реализацию.
- применение ЛЦС не должно приводить к снижению качества связи

Для передачи между внутренними блоками оборудования ЦСП, а также для внутри станций, используется так называемый код с возвратом к нулю RZ (*Return to Zero*). В данном коде для передачи логических «1» используются полутактовые токовые послышки со скважностью 2, а для передачи «0» - бестоктовые тактовые интервалы, рисунок 3.32. Энергетический спектр данного кода представлен на рисунке 3.33. Достоинством данного кода

является простота выделения тактовой частоты, а недостатком – широкий спектр с высокой мощностью низкочастотных составляющих.

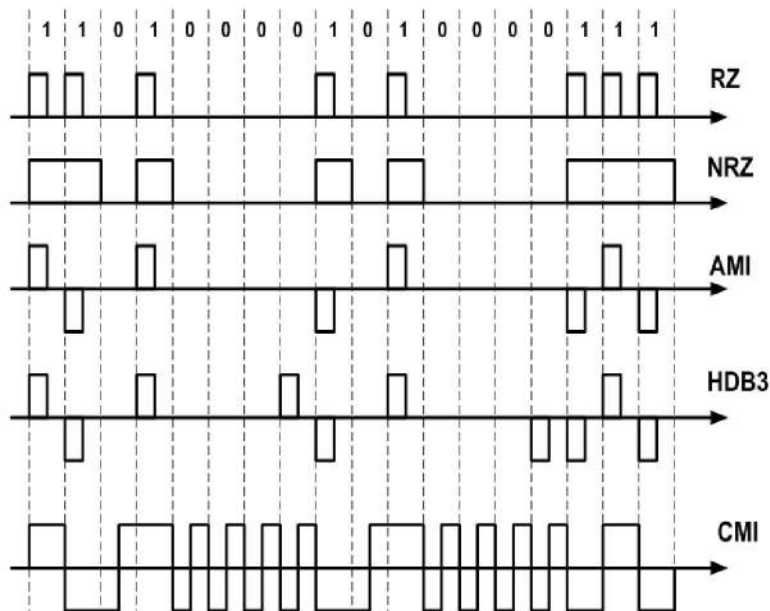


Рисунок 3.32 – Линейные коды ЦСП

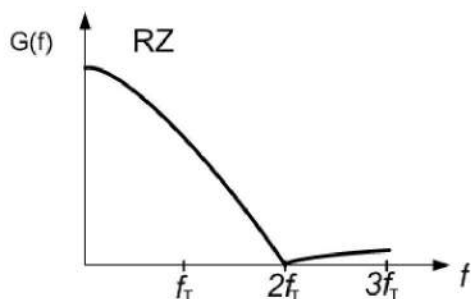


Рисунок 3.33 – Энергетический спектр кода RZ

В ЦСП наиболее часто применяются следующие основные типы линейных кодов:

- Код без возврата к нулю (NRZ)
- Код с чередующейся полярностью импульсов (ЧПИ или AMI)
- Код с высокой плотностью следования единиц (КВПЗ или HDB3)
- Код с инверсией единиц (СМИ)

Код NRZ (*Non Return to Zero*) представляет исходную двоичную последовательность, у которой длительность передачи битовых «1» равна длительности битового интервала.

Основным достоинством данного кода является в два раза более узкий спектр чем у кода RZ, рисунок 3.32, а недостатки: отсутствие тактовой частоты в спектре, возможность сбоев тактовой синхронизации при длинных сериях нулей или единиц в сигнале.

Код ЧПИ или AMI (*Alternate Mark Inversion*) является квазитроичным биполярным кодом, в котором логическим «0» соответствуют бестоковые битовые интервалы, а для передачи логических «1» поочередно применяются токовые импульсы разной полярности.

Достоинствами данного кода являются: отсутствие постоянной составляющей в спектре, рисунок 3.34, узкий спектр и возможность контроля качества передачи, за счет контроля чередования полярности.

Недостатки: отсутствие тактовой частоты в спектре, возможность сбоев тактовой синхронизации при длинных сериях логических нулей.

В коде HDB3 (*High-Density Bipolar*), который также называют модифицированным ЧПИ (МЧПИ) не допускается длинных серий нулей (не более 3) за счет ввода в код специальных комбинаций.

Если число нулей между двумя импульсами двоичного кода превышает 3, то каждые четыре нуля заменяются комбинацией, выбранной по закону:

- $0000 \rightarrow 000V$ – если после предыдущего символа V появилось нечетное число символов B
- $0000 \rightarrow B00V$ – если после предыдущего символа V появилось четное число символов B ,

где V – обозначает символ, полярность которого повторяет полярность предыдущего символа; B – обозначает символ, полярность которого противоположна полярности предыдущего импульса.

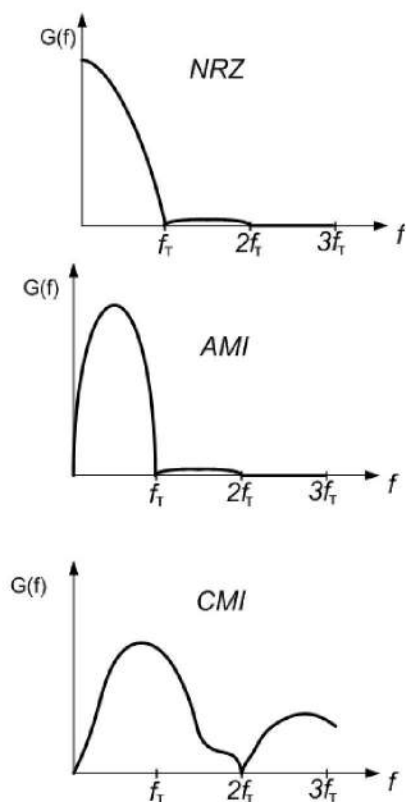


Рисунок 3.34 – Энергетические спектры линейных кодов ЦСП

Двойная подстановка дает возможность сбалансировать число символов «+1» и «-1» в коде МЧПИ и исключить появление

постоянной составляющей в линейном сигнале, упрощает требования к устройствам тактовой синхронизации. Однако, усложняется построение преобразователя кода на передаче и приеме. Энергетический спектр данного кода незначительно отличается от спектра кода ЧПИ.

В коде с инверсией единиц СМІ (*Coded Mark Inversion*) логические «1» передаются путем чередования токовых тактовых посылок с изменением полярности, а логические «0» - чередованием полутактовых посылок разной полярности на тактовом интервале. Достоинствами данного кода является высокая стабильность выделения тактовой частоты и возможность обнаружения ошибок в линейном тракте за счет контроля чередования полярности. Недостатки - требуется высокое быстродействие кодирующих устройств.

Коды АМІ, HDB3 и СМІ являются биполярными и используются в системах, работающих по электрическим кабелям. Характеристики данных кодов для типовых ЦСП приведены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Нормы на электрические параметры типовых ЦСП

Система	Код	Каб	Вол. сопр., Ом	Ном. пиковое напряжение импульса, В	Длител. импульса, нс
ИКМ-30	АМІ	СК	120	3	244
ИКМ-120	HDB3	КК	75	2,37	59
ИКМ-480	HDB3	КК	75	1	14,55
ИКМ-1920	СМІ	КК	75	1	3,59

В волоконно-оптических системах для передачи линейных сигналов используют униполярные коды RZ, NRZ, а также однополярный вариант кода СМІ.

3.6.3. Скремблирование

Скремблирование (от *scramble* - перемешивание) заключается в преобразовании исходного двоичного сигнала в сигнал, близкий к случайному с равной вероятностью появления логических «0» и «1».

Скремблирование позволяет:

- повысить надежность выделения тактовой частоты из двоичного сигнала, за счет снижения вероятности появления длинных серий логических «0» и «1»;
- получить более стабильную характеристику энергетического спектра сигнала, сосредоточенную в заданной области частот;
- улучшить качество связи за счет снижения корреляционных связей в исходном сигнале.

На передающей стороне скремблирование производится при помощи специального устройства — скремблера, а на приеме исходный сигнал восстанавливается дескремблером. Скремблер и дескремблер являются частью ОЛТ-ОП.

Скремблер проводит сложение исходного сигнала с псевдослучайным двоичным сигналом по модулю 2, рисунок 3.35. Дескремблер выделяет исходную последовательность путем повторного сложения принятого сигнала с такой же ПСП.

ПСП вырабатывается при помощи генераторов на передаче и приеме, которые для правильного восстановления сигнала должны быть синхронизированы.



Рисунок 3.35 – Схема скремблирования цифрового сигнала

Применяют два типа скремблеров и дескремблеров:

- самосинхронизирующиеся;
- с установкой (адаптивные);

Самосинхронизирующиеся (СС) скремблеры содержат генераторы ПСП, основанные на регистрах сдвига, управляемых выходным сигналом, рисунок 3.36. В этом случае не требуется специальной установки состояний генераторов ПСП скремблера и дескремблера, поскольку скремблированный сигнал управляет работой генераторов ПСП. При потере синхронизации восстановление синхронизма происходит за число тактов, равное числу ячеек регистра сдвига.

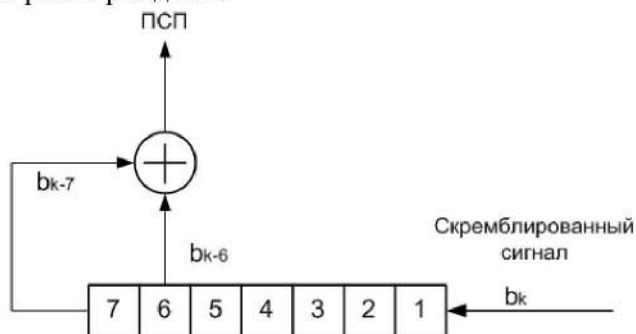


Рисунок 3.36 – Схема самосинхронизирующегося генератора ПСП

Недостатки СС скремблеров являются размножение ошибок, поскольку ошибочный прием одного символа может привести к нескольким ошибкам в восстановленном сигнале; возможность появления периодических последовательностей в скремблированном сигнале.

В адаптивных скремблерах генератор ПСП не управляется скремблированным сигналом, рисунок 3.36. Это устраняет недостатки СС скремблеров, однако требует предварительной установки генераторов ПСП на передаче и приеме в одинаковое состояние. В качестве сигнала установки генераторов наиболее часто используется сигнал цикловой синхронизации.

В скремблерах с предустановкой устранены недостатки СС скремблеров, однако данные устройства требуют более сложной технической реализации.

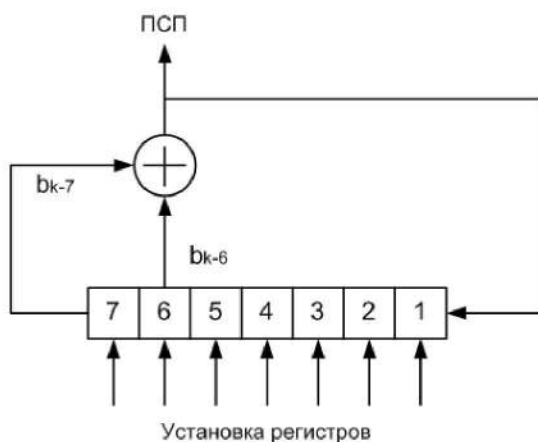


Рисунок 3.36 – Схема генератора ПСП с предустановкой

3.6.4. Линейные регенераторы

При передаче по линии связи сигнал ослабляется, испытывает искажения, которые приводят к деформации формы импульсов и изменению их длительности. Также на сигнал накладываются различного рода наводимые помехи и шумы аппаратуры. В результате может произойти снижение качества передачи информации, что ведет к уменьшению допустимой скорости передачи информации в линейном тракте и сокращению его протяженности.

Для устранения искажений сигнала в линию, через определенные участки устанавливаются линейные регенераторы, которые выполняют следующие основные операции:

- усиливают принимаемый сигнал;
- сравнивают амплитуды импульсов с пороговым (эталонным) значением и принимают решение о типе принятого символа;
- корректируют положение импульсов в строго определенные моменты времени;
- формируют новые импульсы с исходными параметрами и временными положениями.

Схема линейного регенератора для ЦСП, работающих по электрическому кабелю, представлена на рисунке 3.38.

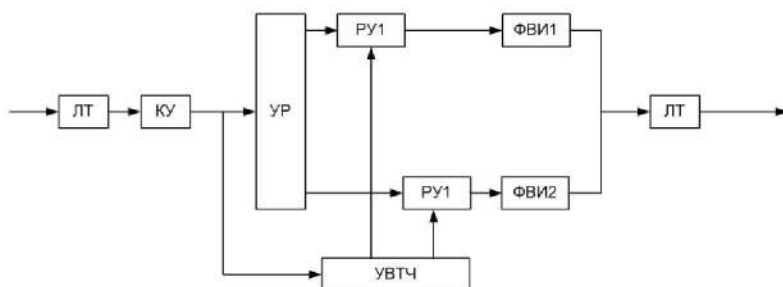


Рисунок 3.38 – Структурная схема линейного регенератора

Линейный регенератор (ЛР) включает в себя следующие блоки.

ЛТ — линейный трансформатор, служит для гальванической развязки оборудования ЛР с линией связи.

КУ — корректирующий усилитель, предназначен для компенсации затухания сигнала на РУ и коррекции постоянных АЧХ искажений.

УР — устройство разделения, служит для разделения импульсов разной полярности (в качестве УР обычно применяют дифференцирующий трансформатор);

УВТЧ — устройство выделения тактовой частоты, служит для выделения тактовой частоты из принимаемого сигнала и вырабатывает стробирующие импульсы, которые располагаются через равные интервалы в моменты времени максимальной амплитуды входных импульсов.

РУ — решающие устройства, отдельные для положительных и отрицательных импульсов, они определяют, путем сравнения амплитуды принимаемого сигнала с пороговым напряжением в моменты стробирования, о принятом импульсе. Если амплитуда сигнала на входе РУ больше порогового значения, то на выходе РУ вырабатывается сигнал о принятом импульсе. Если амплитуда меньше порогового значения, то сигнал не вырабатывается.

ФВИ — формирователь выходных импульсов, отдельные для положительных и отрицательных импульсов. При появлении на выходе РУ сигнала ФВИ вырабатывает импульс с амплитудой, формой и частотой следования близкой к исходной.

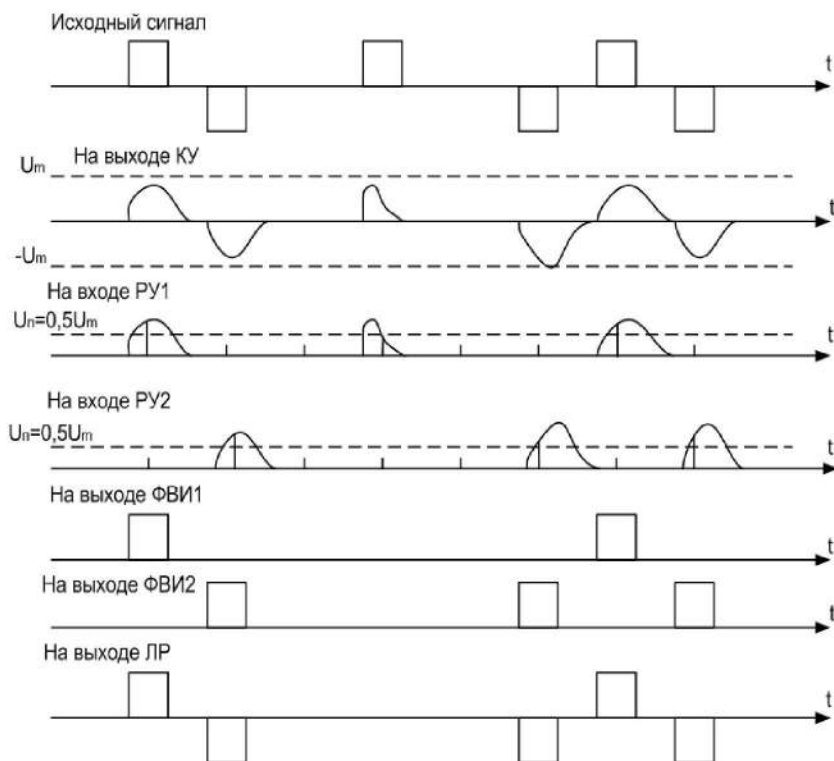


Рисунок 3.39 – Временные диаграммы работы линейного регенератора

Импульсный сигнал на входе регенерационного участка имеет неискаженную форму, рисунок 3.39. По мере распространения по кабельной линии он испытывает различного рода искажения и воздействие помех, искаженный сигнал поступает в ЛР через входной ЛТ, вторая диаграмма на рисунке 3.39. В корректирующем усилителе (КУ) производится усиление сигнала, а

также коррекция постоянных амплитудно-частотных искажений линейного тракта.

Часть мощности сигнала распределяется в устройство выделения тактовой частоты, которое выделяет из сигнала составляющую с тактовой частотой и на ее основе вырабатывает стробирующие импульсные последовательности, следующие с тактовой частотой.

После КУ устройство разделения разделяет импульсы сигнала с положительной и отрицательной полярностью, которые поступают в отдельные решающие устройства. Решающие устройства производят сравнение амплитуд поступающих на вход импульсов с пороговым напряжением в моменты стробирования. Для большинства линейных кодов пороговое напряжение выбирается на уровне половины от максимальной амплитуды импульса. Если напряжение сигнала больше или равно пороговому ($U_s \geq U_n$), то решающее устройство вырабатывает сигнал о принятии импульса, в противном случае ($U_s < U_n$) и сигнал не вырабатывается. По сигналу с решающего устройства формирователь выходных импульсов вырабатывает импульс с формой и временным положением близким к исходным.

Импульсы разной полярности объединяются и через выходной линейный трансформатор поступают в кабельную линию.

Если в результате искажений и несовершенства работы оборудования в момент стробирования в РУ амплитуда сигнала окажется меньше порогового значения, то возникнет ошибка при принятии символа.

Основные причины искажений импульсов в линейном тракте ЦСП, работающих по электрическим кабелям:

- межсимвольные помехи, возникающие из-за линейных искажений в тракте;
- переходные помехи между парами симметричного кабеля;
- импульсные помехи от коммутационного оборудования АТС и энергосетей.
- собственные шумы оборудования ЦСП.

Из-за искажений сигнала при работе цифровых регенераторов возникают ошибки, связанные с принятиями неверных решений:

символ логической «1» может быть распознан как логический «0», или логический «0» распознан как «1».

Вероятность ошибки при регенерации униполярного линейного кода можно определить как:

$$P_{ош} = P(1) \cdot P(1/0) + P(0) \cdot P(0/1) \quad (3.4)$$

где $P(1)$ – вероятность появления в последовательности логической «1», $P(0)$ – вероятность появления логического «0», $P(1/0)$ – условная вероятность принятия логической «1» вместо переданного «0», $P(0/1)$ – условная вероятность принятия логического «0» вместо переданной «1».

При равновероятной передаче «1» и «0» вероятность ошибки будет определяться по формуле:

$$P_{ош} = 0,5(P(1/0) + P(0/1)) \quad (3.5)$$

Вероятности события приема «1» вместо «0» соответствует случаю, когда напряжение помехи в регенераторе превышает пороговое: $U_n > U_{пор}$, а прием «0» вместо «1» когда $U_n < -U_{пор}$.

В большинстве трактов можно принять, что амплитуда помех имеет гауссовское распределение с нулевым средним значением. В результате вероятность ошибки при регенерации сигнала униполярного кода, например NRZ, можно рассчитать по формуле:

$$P_{ош} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{U_m}{\sigma_n \sqrt{2}} \right) \quad (3.6)$$

где U_m – амплитуда сигнала на входе регенератора; σ_n – среднеквадратическое отклонение амплитуды помехи; $\operatorname{erfc}(x)$ – функция ошибок.

Для квазитроичных кодов (AMI, HDB3) при расчете следует учесть вероятности ошибочного приема символов «+1» вместо «0», «-1» вместо «0», «0» вместо «+1», «0» вместо «-1». Выражение для вероятности ошибок при гауссовском распределении амплитуды шума будет иметь следующий вид:

$$P_{ош} = 0,75 \operatorname{erfc} \left(\frac{U_m}{\sigma_n 2\sqrt{2}} \right) \quad (3.7)$$

Общая вероятность ошибок в тракте с несколькими регенераторами рассчитывается по формуле:

$$P_{\text{ош}} = \sum_{i=1}^K p_{\text{ош}i} \quad (3.8)$$

где K – общее число регенераторов в тракте, $p_{\text{ош}i}$ – вероятность ошибки в i -м регенераторе.

На практике значение вероятности ошибки в линейном тракте оценивают с помощью параметра, называемого коэффициентом ошибок. Коэффициент ошибок (BER – *Bit Error Rate*) – это отношение числа ошибочно принятых символов ($N_{\text{ош}}$) к общему числу переданных символов (N):

$$BER = \frac{N_{\text{ош}}}{N} = \frac{N_{\text{ош}}}{t_{\text{изм}} \times f_T} \quad (3.9)$$

При числе символов (N) стремящемся к ∞ значение коэффициента ошибки приближается к величине вероятности ошибки.

Требования к BER определяются исходя из допустимой вероятности ошибки на данном участке линейного тракта $BER < P_{\text{ош. доп}}$.

Альтернативным методом оценки помехозащищенности регенератора является так называемая глаз-диаграмма.

Глаз-диаграмма представляет собой результат многократного наложения на битовом интервале всех возможных реализаций линейного цифрового сигнала. Глаз-диаграмма отображается на экране осциллографа как диаграмма распределения амплитуды сигнала во времени. Пример глаз-диаграммы для квазитрочно-го линейного кода представлен на рисунке 3.40.

Глаз-диаграмму получают с помощью специальных анализаторов цифровых каналов. После формирования проводится сопоставление глаз-диаграммы с шаблоном. Если границы шаблона на глаз-диаграммой не пересекаются, то считается, что помехозащищенность в измеряемом тракте соответствует нормам.

Недостатком непосредственных оценок помехозащищенности по BER и глаз-диаграмме является необходимость прерывания связи на время проведения измерений.

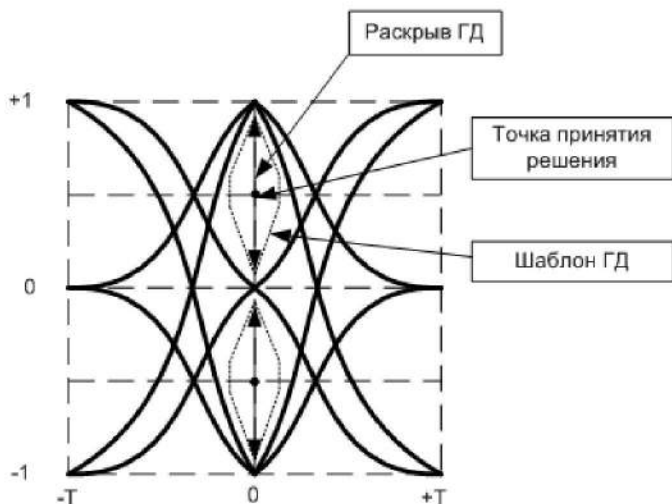


Рисунок 3.40 – Глаз-диаграмма квазитроичного кода

При использовании в ЦСП линейных кодов, позволяющих контролировать качество передачи за счет нарушений правил формирования кода, например АМІ и НДВЗ, можно производить оценку помехозащищенности по отслеживанию нарушений линейного кода. Данный способ не требует перерывов в связи и может использоваться во время всего срока службы ЦСП, однако является косвенным и не позволяет установить точное соответствие эксплуатационным нормам.

Вопросы для самопроверки к главе 3

1. Перечислите основные виды оборудования ЦСП.
2. Какие функции выполняет оборудование аналого-цифрового преобразования (АЦО)?
3. Какие функции выполняет оборудование временного группобразования (ОВГ)?
4. Какие функции выполняет оборудование линейного тракта (ОЛТ)?
5. Из каких этапов состоит нелинейное кодирование и сколько тактов оно включает?
6. В чем заключается принцип работы кодера последовательного счета?
7. На чем основаны принципы работы линейного кодера поразрядного взвешивания?
8. Из каких основных блоков состоит нелинейный кодер? В чем их назначение?
9. Каким образом производится декодирование отсчетов в линейном декодере?
10. Поясните принципы работы нелинейного декодера?
11. Назовите импульсные последовательности, вырабатываемые генераторным оборудованием. Для каких целей они используются?
12. Для чего служит тактовая синхронизация в ЦСП?
13. Какие виды устройств тактовой синхронизации применяются в ЦСП?
14. Каково назначение цикловой синхронизации? Каким требованиям должна отвечать система цикловой синхронизации?
15. Какое основное оборудование включает в себя система цикловой синхронизации?
16. Назовите основные признаки циклового синхросигнала.
17. Из каких основных узлов состоит неадаптивный приемник синхросигнала и в чем их назначение?
18. В чем заключается отличие работы адаптивного приемника синхросигнала от неадаптивного?
19. Каким образом осуществляется объединение цифровых потоков в потоки более высокого порядка?

20. Что называют согласованием скоростей? В чем заключаются основные методы согласования?
21. Из каких блоков состоит оборудование временного группообразования?
22. Для чего служат команды согласования скоростей?
23. Что называют временным сдвигом и временной неоднородностью при согласовании скоростей?
24. Что входит в состав оборудования линейного тракта ЦСП?
25. Какие требования предъявляют к линейным кодам?
26. Назовите основные типы линейных кодов, приведите примеры их реализации.
27. Какие операции выполняются в процессе регенерации цифрового сигнала?
28. Какие блоки включает в себя цифровой регенератор для квазитрочного линейного кода?
29. При помощи, какого параметра оценивается помехозащищенность линейного регенератора?
30. Как оценивается качество передачи информации по линейному тракту?

ГЛАВА 4. СТАНДАРТЫ ЦИФРОВОЙ ТЕЛЕФОНИИ

4.1. Плезиохронная цифровая иерархия

В мире используется несколько плезиохронных цифровых иерархий (ПЦИ или PDH) для цифровых систем передачи с ИКМ: европейская, североамериканская и японская.

Европейская ПЦИ строится на объединении (мультиплексировании) первичных цифровых потоков со скоростью 2048 кбит/с. Первичные цифровые потоки (ПЦП) в данной иерархии получили обозначение E1. ЦСП, вырабатывающие ПЦП, называют первичными или обозначают как ИКМ-30, по числу передаваемых ОЦК. Европейская цифровая иерархия может быть представлена в виде схемы на рисунке 5.1.

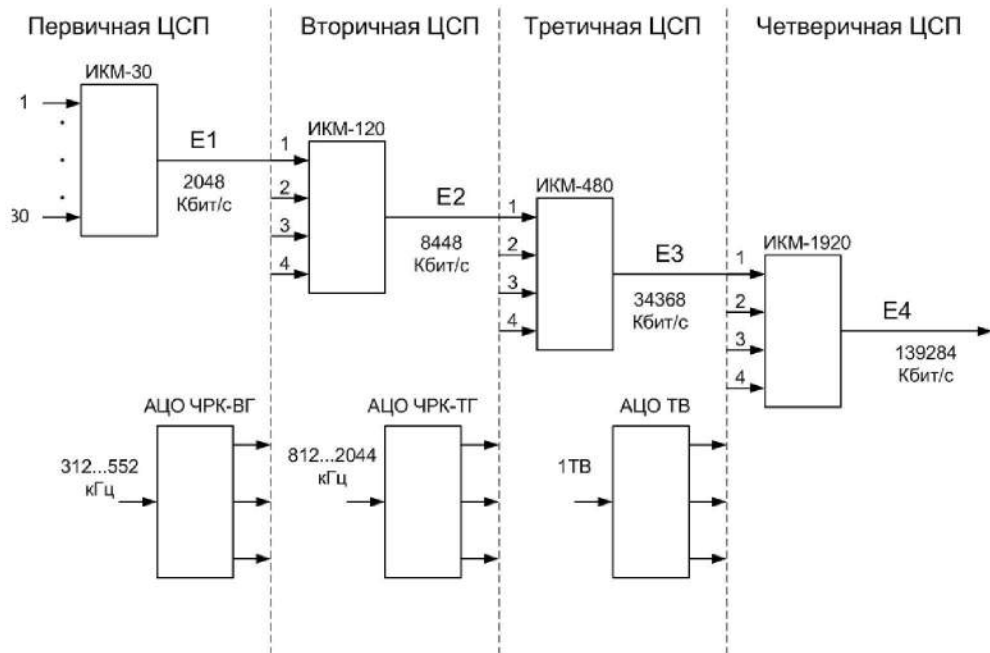
Вторичный цифровой поток со скоростью передачи 8448 кбит/с, обозначается как E2. ЦСП, формирующие вторичный поток, называют ИКМ-120. Вторичный поток E2 может быть сформирован двумя способами:

- путем объединения 4-х цифровых потоков E1, при этом в потоке E2 может передаваться 120 ОЦК;
- кодированием сигнала вторичной группы АСП с ЧРК (312...552 кГц)=60 каналов и объединением его с одним цифровым потоком E1. Таким образом, число передаваемых цифровых каналов может составлять 90.

Преобразование сигнала вторичной группы АСП в цифровой поток осуществляется в аппаратуре АЦО ЧРК-ВГ, рисунок 5.1.

Скорость вторичного цифрового потока 8448 кбит/с превышает суммарную скорость четырех первичных потоков (4×2048) кбит/с за счет ввода в поток служебных сигналов цикловой синхронизации, согласования скоростей и управления. Аппаратура, с помощью которой осуществляется объединение 4-х первичных цифровых потоков, называется аппаратурой вторичного временного группообразования (ВВГ).

Рисунок 5.1 – Европейская ПЦИ



Третичный цифровой поток со скоростью передачи 34368 кбит/с обозначается как E3. ЦСП, формирующие третичный поток, называют ИКМ-480. Третичный поток может формироваться двумя способами:

- объединением 4-х потоков E2 с помощью аппаратуры третичного временного группообразования (ТВГ), при этом через E3 может передаваться 480 телефонных каналов;
- кодированием стандартной третичной группы АСП с ЧРК (812...2044 кГц) и объединением с цифровым потоком вторичной ЦСП. В этом случае будет организовано 420 каналов ТЧ.

Преобразование ТГ в цифровую форму осуществляется в аппаратуре АЦО-ТГ.

Четверичный цифровой поток со скоростью передачи 139264 кбит/с обозначается как E4. ЦСП, формирующие четверичный поток, называют ИКМ-1920. Четверичный ЦП может формироваться двумя способами:

- объединением 4-х третичных цифровых потоков E3 с помощью оборудования четверичного временного группообразования (ЧВГ), таким образом в потоке E4 может передаваться 1920 ОЦК;
- объединением преобразованного в цифровую форму сигнала телевидения, полученного в аппаратуре АЦО-ТВ с одним потоком E3, при в потоке E4 передается один ТВ канал и 480 ОЦК.

ЦСП ИКМ-30 используют на местных сетях связи. ИКМ-120 – на местных и внутризональных сетях. ИКМ-480 – на внутризональных и магистральных сетях. ИКМ-1920 – на магистральных сетях.

Для работы на трансокеанских кабельных линиях были также разработаны ЦСП, формирующие поток E5 со скоростью 564992 кбит/с, получаемый объединением 4-х потоков E4. В наземных системах данный поток практически не использовался.

В основе североамериканской ПЦИ лежит ЦСП ИКМ-24 (DS1) со скоростью передачи 1544 кбит/с. Путем объединения 4-х потоков DS1 образуется поток DS2 со скоростью 6312 кбит/с.

Поток DS3 со скоростью 44736 кбит/с образуется путем объединения 7 потоков DS2. Объединяя 6 потоков DS3 получают поток DS4 со скоростью 274176 кбит/с.

4.2. Структура первичного цифрового потока E1

Структура первичного цифрового сигнала E1 в общем случае имеет вид представленный на рисунке 5.2.

Циклы первичного сигнала ЦСП ИКМ-30 объединяются в сверхцикл из 16 циклов, которые нумеруют $\text{Ц}_0, \text{Ц}_1, \dots, \text{Ц}_{15}$. Каждый цикл состоит из 32 канальных интервалов (КИ) нумеруемых: $\text{КИ}_0, \text{КИ}_2 \dots \text{КИ}_{31}$. Канальные интервалы КИ_0 и КИ_{16} используют для передачи служебной информации, в остальных $\text{КИ}_1 \dots \text{КИ}_{15}$ и $\text{КИ}_{17} \dots \text{КИ}_{31}$ – передаются восьмиразрядные кодовые комбинации 30 ОЦК.

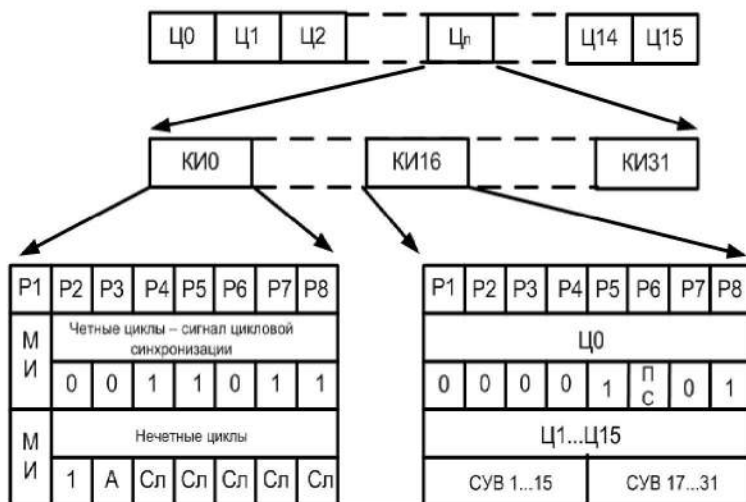


Рисунок 5.2. – Структура цикла ИКМ-30

В KI_0 первый разряд зарезервирован для международного использования (МИ). На национальных сетях, как правило, данный бит используется для передачи сигнала контроля ошибок в цикле на основе алгоритма CRC-4. В разрядах P2...P8 в четных циклах передается сигнал цикловой синхронизации – «0011011». В нечетных циклах P3 используется для передачи сигнала о нарушении цикловой синхронизации (А-авария) на дальнем конце, Биты P4...P8 отведены для служебных целей: сигналов управления сетью, сигналов автоматического контроля параметров канала и т.п.

В KI_{16} в нулевом цикле (Π_0) передается сигнал сверхцикло-вой синхронизации в виде комбинации «000» в разрядах P1÷P4, P6 используется для передачи сигнала о потере сверхцикло-вой синхронизации на дальнем конце (ПС).

В циклах $\Pi_1... \Pi_{15}$ в KI_{16} передаются сигналы СУВ одновременно для 2-х ОЦК последовательно: в P0...P4 – для каналов с 1 по 15, P5...P7 – для каналов с 17 по 31.

В случае, если ПЦП не используется для передачи телефонных каналов, то сверхцикловая структура отсутствует. В шестнадцатом KI передаются информационные разряды и такой ПЦП называют ИКМ-31.

4.3. Структуры циклов потоков E2, E3 и E4

Структура вторичного цифрового потока E2 с положительным согласованием приводится в рекомендации ИТУ-Т G.742. Ее вид представлен на рисунке 5.3.

Длительность цикла потока E2 составляет 100 мкс, за цикл передается 848 бит. Весь цикл разбит на 4 субцикла по 212 бит. В первом субцикле передается сигнал цикловой синхронизации (ЦСС), состоящий из 10 бит. А также служебные биты: 11- сигнал об аварии (А) на дальнем конце (потеря цикловой синхронизации); 12 - бит для национального использования (НИ), используется для передачи служебной информации.

Остальные биты первого субцикла (200) – информационные биты компонентных потоков E1.

В 2 и 3 субциклах первые 4 бита отведены под биты положительного согласования скоростей, остальные 208 бит – информационные. В 4 субцикле первые четыре бита – команды согласования скоростей (КСС), биты с 5 по 8 являются битами вставки (стаффинга). В зависимости от значений битов КСС данные биты могут быть информационными или битами вставок. Например, если во всех субциклах со 2 по 3 второй бит КСС имеет значение «0», то 6 стаффинговый бит является информационным, а если «1», то битом вставки.

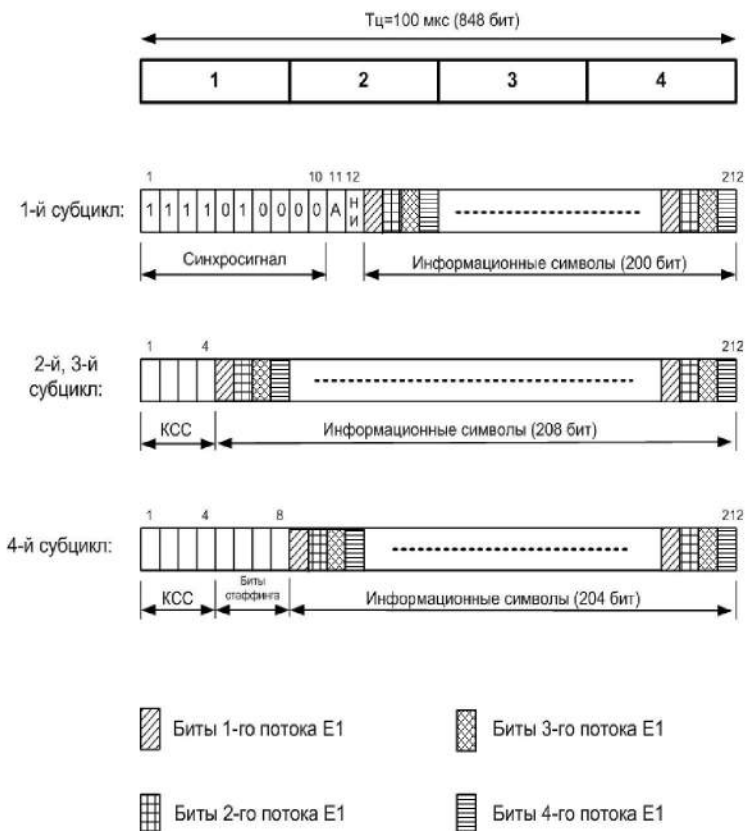


Рисунок 5.3- Структура цифрового потока E2

Структура цикла третичного цифрового потока E3 с положительным согласованием скоростей описана в рекомендации ITU-T G.751, приведена на рисунке 5.4.

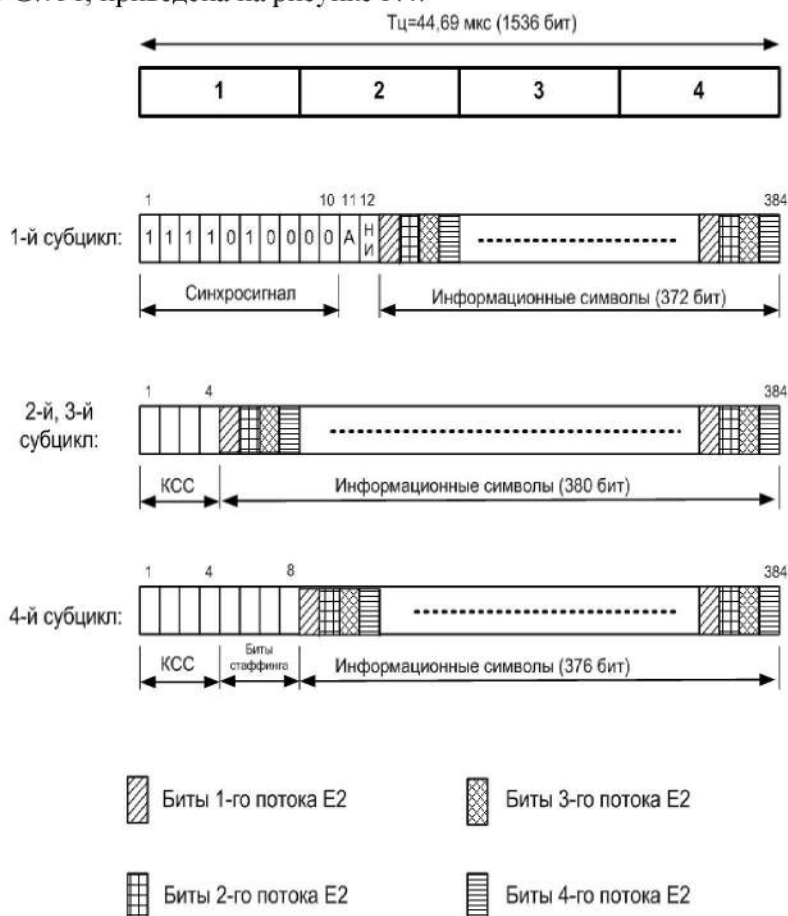


Рисунок 5.4- Структура цифрового потока E3

Длительность цикла E3 составляет 44,69 мс, за цикл передается 1536 бит. Весь цикл разбит на 4 субцикла по 384 бит. В первом субцикле передается сигнал ЦСС, состоящий из 10 бит.

А также служебные биты: 11- сигнал об аварии (А) на дальнем конце (потеря цикловой синхронизации); 12 - бит для национального использования (НИ), используется для передачи служебной информации. Остальные 372 бита – информационные биты потоков E2.

Во 2 и 3 субциклах первые 4 бита отведены под КСС, остальные 380 – информационные. В 4 субцикле первые четыре бита – КСС, биты с 5 по 8 являются битами вставки (стаффинга), остальные 376 бит – информационные.

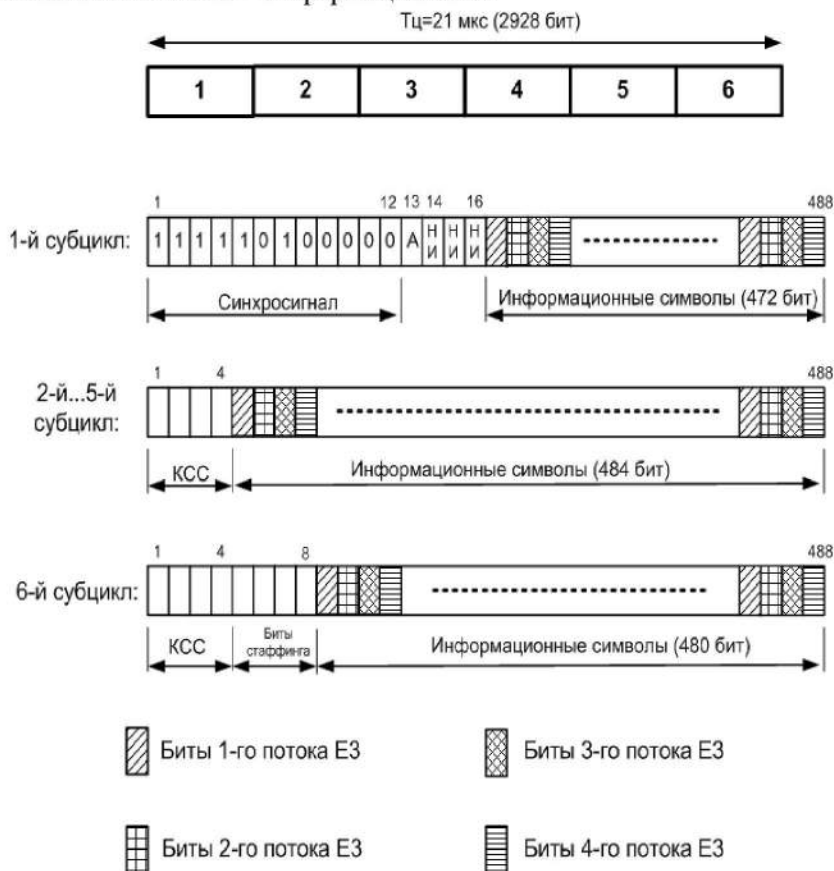


Рисунок 5.5 – Структура цифрового потока E4

Структура цикла четверичного цифрового потока Е4 с положительным согласованием скоростей описана в рекомендации ITU-T G.751. Общий вид представлен на рисунке 5.5.

Длительность цикла Е4 составляет 21 мкс, число бит в цикле – 2928. Цикл делится на шесть субциклов по 488 бит.

Первые 12 бит в первом субцикле отведены под ЦСС, 13 бит – сигнал об аварии (А), 14, 15 и 16 биты отведены под национальное использование (НИ), остальные 472 бит являются информационными – битами компонентных потоков Е3. В субциклах 2...5 первые четыре бита – КСС, остальные 484 – информационные. В 6 субцикле первые четыре бита – КСС, биты 5...8 – биты вставок, остальные 480 – информационные.

4.4. Показатели качества каналов и трактов ЦСП

Для цифровых каналов и трактов нормируются следующие характеристики:

- показатели ошибок
- показатели дрейфа и дрожания фазы цифрового сигнала.

Для показателей ошибок используются нормы двух видов:

Долговременные нормы, для которых период проверки составляет не менее 1 месяца;

Оперативные нормы, период проверки которых составляет 24 часа или 15 мин.

Долговременные нормы определены в рекомендации G.821 (для ОЦК) и G.826 (для потоков Е1 и выше). Данные нормы используются при проверке оборудования вводимого впервые на сети.

Оперативные нормы определены в рекомендации M.2100. Данные нормы применяются при вводе ЦСП в эксплуатацию, при техническом обслуживании и восстановлении.

Нормы на показатели цифровых каналов сети связи РФ установлены Приказом №92 Минсвязи РФ.

К показателям ошибок относятся следующие параметры цифрового канала:

Блок — последовательность бит, ограниченная по числу бит, относящихся к данному тракту; при этом каждый бит принадлежит только одному блоку. Количество бит в блоке зависит от скорости передачи и определяется по отдельной методике.

Блок с ошибками (Errored Block - EBT) - блок, в котором один или несколько битов, входящих в блок, являются ошибочными

Секунда с ошибками (Errored Second - ES_k) - период в 1 с, в течение которого наблюдалась хотя бы одна ошибка.

Секунды, пораженные ошибками (Severely Errored Second - SES_k) - период в 1 с, в течение которого коэффициент ошибок был более 10^{-3} .

Коэффициент ошибок по секундам с ошибками (ESR) - отношение числа ES_k к общему числу секунд в период готовности в течение фиксированного интервала измерений.

Коэффициент ошибок по секундам, пораженным ошибками (SESR) - отношение числа SES_k к общему числу секунд в период готовности в течение фиксированного интервала измерений.

Период с серьезными нарушениями (Severely Disturbed Period - SDP) - период длительностью, равной 4 смежным блокам, в каждом из которых коэффициент ошибок $\geq 10^{-2}$ или в среднем за 4 блока коэффициент ошибок $\geq 10^{-2}$, или же наблюдалась потеря сигнальной информации.

Блок с фоновой ошибкой (Background Block Error - BBE) - блок с ошибками, не являющийся частью SES.

Коэффициент ошибок по блокам с ошибками (BBER) — отношение числа блоков с ошибками ко всему количеству блоков в течение готовности за фиксированный интервал измерений за исключением всех блоков в течение SES.

Показатели ошибок определяются в период готовности канала. Период готовности – период времени, в течении которого канал может быть использован для передачи информации. Период неготовности канала – период времени в течении которого коэффициент ошибок BER превышает 10^{-3} в течении более чем 10 сек, рисунок 5.6. При проведении проверки показатели ошибок в период неготовности не рассматриваются.

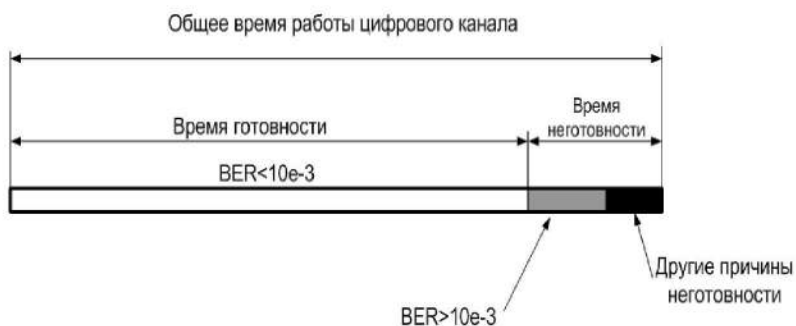


Рисунок 5.6 – Разделение времени работы канала на периоды готовности и неготовности

Для цифровых трактов число бит в блоке и процедура проверки определяются в зависимости от скорости передачи цифрового потока. Например, для цифрового потока E1 длина блока из 8 последовательных циклов составит 2048 бит, проверка наличия ошибок в блоке производится по алгоритму CRC-4.

Проверка показателей ошибок может производиться как с отключением связи, в этом случае показатели ошибок измеряются побитно при помощи измерительного оборудования, так и без отключения, в этом случае контроль показателей производится средствами внутреннего контроля ЦСП.

Нормы на показатели ошибок для заданного канала связи определяются на основе гипотетического международного канала ISDN (*Integrated Services Digital Network* – цифровая сеть с интеграцией служб) протяженностью 27500 км, таблица 5.1.

Для каналов и трактов, проходящих только по территории РФ, расчет показателей ошибок производится на основе гипотетической цепи ОЦК протяженностью 13900 км, рисунок 5.7.

Таблица 5.1 – Нормы показателей ошибок ISDN

Вид тракта (канала)	Скорость, кбит/с	А			В	
		Долговременные нормы			Оперативные нормы	
		ESR	SESR	BBER	ESR	SESR
ОЦК	64	0,08	0,002	-	0,04	0,001
ПЦП	2048	0,04	0,002	3×10^{-4}	0,02	0,001
ВЦП	8448	0,05	0,002	2×10^{-4}	0,025	0,001
ТЦП	34368	0,075	0,002	2×10^{-4}	0,0375	0,001
ЧЦП	139264	0,16	0,002	2×10^{-4}	0,08	0,001

Распределение предельных расчетных долговременных норм на показатели ошибок по участкам тракта первичной сети РФ (местного - МПС, внутризонального – ВЗПС, магистрального – СМП) приведено в табл. 5.2, столбец «долговременные нормы», где параметр А берется для соответствующего показателя ошибок и соответствующего тракта. Доля для оперативных норм приведена в таблице 5.3.

Таблица 5.2 – Долговременные нормы показателей ошибок

Вид кан	Участок	Длина, км	Долговременные нормы		
			ESR	SESR	BBER
ОЦК	Аб. лин	—	$0,15 \times A$	$0,15 \times A/2$	-
	МПС	100	$0,075 \times A$	$0,075 \times A/2$	-
	ВЗПС	600	$0,075 \times A$	$0,075 \times A/2$	-
	СМП	12500	$0,2 \times A$	$0,2 \times A/2$	-
ЦСТ	МПС	100	$0,075 \times A$	$0,075 \times A/2$	$0,075 \times A$
	ВЗПС	600	$0,075 \times A$	$0,075 \times A/2$	$0,075 \times A$
	СМП	12500	$0,2 \times A$	$0,2 \times A/2$	$0,2 \times A$

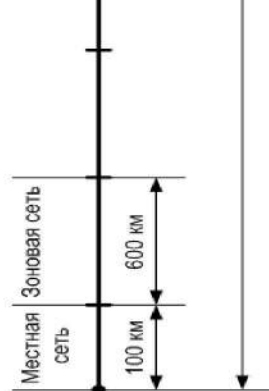


Рисунок 5.7 – Гипотетическая номинальная цепь ОЦК

Номинальная цепь ОЦК

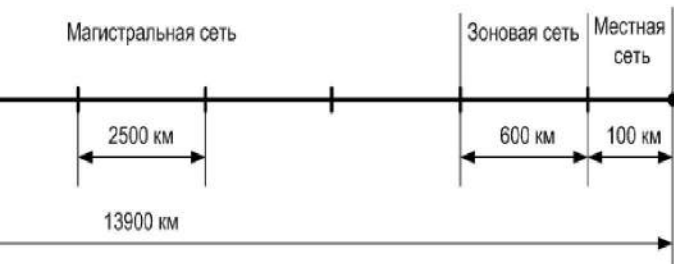


Таблица 5.3. – Оперативные нормы показателей ошибок

Вид кан	Участок	Длина, км	Оперативные нормы	
			ESR	SESR
ОЦК	Аб. лин	—	0,15 x B	0,15 x B
	МПС	100	0,075 x B	0,075 x B
	ВЗПС	600	0,075 x B	0,075 x B
	СМП	12500	0,2 x B	0,2 x B
ЦСТ	МПС	100	0,075 x B	0,075 x B
	ВЗПС	600	0,075 x B	0,075 x B
	СМП	12500	0,2 x B	0,2 x B

Доля расчетных эксплуатационных норм на показатели ошибок цифрового тракта или канала длиной L на магистральной и внутризоновых первичных сетях ВСС РФ для определения долговременных норм приведена в таблице 5.4.

Таблица 5.4. – Показатели ошибок от протяженности

СМП			ВЗПС		
№ п/п	Длина, км	C_1	№ п/п	Длина, км	C_2
1	≤ 250	0,004	1	≤ 50	0,0062
2	≤ 500	0,008	2	≤ 100	0,0125
3	≤ 750	0,012	3	≤ 150	0,0188
4	≤ 1000	0,016	4	≤ 200	0,0250
5	≤ 1500	0,024	5	≤ 300	0,0375
6	≤ 2000	0,032	6	≤ 400	0,0500
7	≤ 2500	0,040	7	≤ 500	0,0625
8	≤ 5000	0,080	8	≤ 600	0,0750
9	≤ 7500	0,120			
10	≤ 10000	0,160			
11	≤ 12500	0,200			

Порядок расчета долговременной нормы на какой-либо показатель ошибок для простого тракта (канала) длиной L км, следующий:

1) По таблице 5.1 для соответствующего канала или тракта и соответствующего показателя ошибок находим значение A ;

2) Значение L округляем с точностью до 250 км для СМП при $L < 1000$ км и до 500 км при $L > 1000$ км, для ВЗПС при $L < 200$ км округляем с точностью до 50 км и при $L > 200$ км — до 100 км (в большую сторону), получаем значение L^1 ;

3) Для полученного значения L^1 по таблице 5.3 определяем допустимую долю расчетных норм C_1 или C_2 при $L^1 > 2500$ км на СМП доля нормы определяется интерполированием между двумя соседними значениями таблицы 5.4 или по формулам:

$$\begin{aligned} L^1 \times 0,016 \times 10^{-3} \text{ для СМП} \\ \text{или} \\ L^1 \times 0,125 \times 10^{-3} \text{ для ВЗПС;} \end{aligned} \quad (4.1)$$

4) Для показателей ESR и $BBER$ долговременная норма определяется перемножением значений A и C :

$$\begin{aligned} ESR &= A \times C \\ BBER &= A \times C \end{aligned} \quad (4.2)$$

5) Для показателя $SESR$ долговременная норма определяется перемножением значений $A/2$ и C :

$$SESR = A/2 \times C \quad (4.3)$$

Пример. Определим долговременные нормы на показатели ESR , и $BBER$, для цифрового первичного сетевого тракта, организованного на СМП протяженностью 1415 км.

По таблице 5.1 находим значения A для ПЦСТ:

$$\begin{aligned} A(ESR) &= 0,04 \\ A(BBER) &= 3 \times 10^{-4} \end{aligned}$$

Значение L округляем до значения, кратного 500 км:
 $L^1 = 1500$ км.

По таблице 5.4 находим значение $C = 0,024$.

Рассчитываем долговременные нормы:

$$ESR = 0,04 \times 0,024 = 0,96 \times 10^{-3}$$

$$BBER = 3 \times 10^{-4} \times 0,024 = 7,2 \times 10^{-6}$$

При наличии в составе канала или тракта нескольких переприемных участков (переприем по ОЦК или ЦСТ любого порядка) каждый из участков переприема должен отвечать нормам для округленных длин участков L_i^1 , а весь составной канал или тракт должен отвечать нормам для длины, равной сумме неокругленных длин участков:

$$L = \sum_i L_i^1 \quad (4.4)$$

Нормы на показатели ошибок для цифрового канала рассчитываются исходя из его положения в первичной сети и протяженности. ОЦК соответствует нормам, если отвечают требованиям показатели ESR и SESR. Цифровой тракт соответствует нормам, если отвечают требованиям показатели ESR, SESR и BBER.

Таблица 5.5. – Оперативные нормы

СМП			ВЗПС		
№ п/п	Длина, км	D ₁	№ п/п	Длина, км	D ₂
1	≤250	0,015	1	≤50	0,023
2	≤500	0,020	2	≤100	0,030
3	≤750	0,025	3	≤150	0,039
4	≤1000	0,030	4	≤200	0,048
5	≤1500	0,038	5	≤300	0,055
6	≤2000	0,045	6	≤400	0,059
7	≤2500	0,050	7	≤500	0,063
8	≤5000	0,080	8	≤600	0,0750
9	≤7500	0,110			
10	≤10000	0,140			
11	≤12500	0,170			

Для определения оперативных норм на показатели ошибок для участка цифрового тракта (канала) длиной L км на магистральной и внутризоновых первичных сетях РФ доля показателей определяется по таблице 5.5.

Порядок расчета оперативных норм аналогичен расчету долговременных норм.

К показателям дрейфа и дрожания фазы относятся следующие характеристики.

Фазовое дрожание или *джиттер* (*jitter* - дрожь) – это явление высокочастотной фазовой модуляции цифрового сигнала (частота модуляции выше 10 Гц).

Дрейф фазы или *вандер* (*wander* - болтание) – явление низкочастотной фазовой модуляции цифрового сигнала (частота модуляции ниже 10 Гц).

Фазовое дрожание влияет на работу цепей ФАПЧ приемной части ЦСП. При высокой частоте фазового дрожания цепь ФАПЧ не успевает производить подстройку тактовой частоты под частоту принимаемого сигнала, в результате при регенерации сигнала могут возникать ошибки.

Дрейф фазы может вызывать нарушения системы цикловой синхронизации, что может привести к ее сбоям и проскальзываниям.

Фазовое дрожание и дрейф фазы измеряются в единицах тактовых интервалов (*ЕИ*), оно определяется по следующей формуле:

$$J = f/f_d EI \quad (4.5)$$

где f – частота цифрового сигнала, f_d – частота паразитной модуляции.

В цифровых каналах и трактах нормируется максимальное фазовое дрожание в определенной полосе частот, после сигнала пропускания через фильтр с заданными характеристиками. Характеристики фильтров и максимальный размах фазового дрожания, приведены в таблице 5.6. В таблице обозначены как $B1$ и $B2$ – полный размах фазового дрожания, измеренный на выходах фильтров с частотами среза: нижней $f1$ и верхней $f4$, нижней $f3$ и верхней $f4$.

Для дрейфа фазы нормируется максимальная ошибка временного интервала (МОВИ) за определенный период времени.

$$\text{МОВИ} = \text{ВИ}_{\max} - \text{ВИ}_{\min} \quad (4.6)$$

МОВИ на стыках сетевых узлов за период наблюдения в $S > 10^4$ сек не должна превышать $10^2 \times S + 10000$ нс.

Таблица 5.6 – Нормы на фазовое дрожание

Скорость в тракте, кбит/с	Сетевая предельная норма		Полоса измерительного фильтра			ЕИ, нс
	В1, ЕИ	В2, ЕИ	f ₁ , Гц	f ₃ , кГц	f ₄ , кГц	
64	0,25	0,05	20	3	20	15600
2048	1,5	0,2	20	18	100	488
8448	1,5	0,2	20	3	400	118
34368	1,5	0,15	100	10	800	29,1
139264	1,5	0,075	200	10	3500	7,18

Вопросы для самопроверки к главе 4

1. На основе объединения каких цифровых потоков строится европейская ПЦИ?
2. Перечислите стандартные цифровые потоки, входящие в европейскую ПЦИ?
3. Какой способ объединения цифровых потоков используется в ПЦИ?
4. Какие биты передаются в цикле вторичного цифрового потока?
5. Какова длительность цикла третичного цифрового потока?
6. Из каких потоков формируется третичный цифровой поток?
7. Где в цикле четверичного цифрового потока передаются команды положительного согласования скоростей?
8. В каком месте цикла вторичного цифрового потока передаются вставки?
9. Каким образом по значению бит КСС определяется наличие вставок в циклах цифровых потоков?
10. Какие существуют виды норм для показателей ошибок и для каких периодов времени они используются?
11. Как определяется коэффициент ошибок по секундам с ошибками?
12. Что называют коэффициентом ошибок по блокам?
13. Как определяется период неготовности канала?
14. Рассчитайте долговременные нормы на показатели ESR, и VBER, для цифрового первичного сетевого тракта, организованного на магистральной чети протяженностью 1727 км.
15. В каких единицах определяются нормы для дрожания фазы?
16. Каким образом может повлиять дрейф фазы на работу цифрового оборудования?

ГЛАВА 5. ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

5.1. Обобщенная структурная схема ВОСП

Волоконно-оптическая система передачи (ВОСП) - это вид систем передачи, в которых информация передается при помощи световых сигналов по оптическим волокнам (ОВ).

Основные преимущества ВОСП, по сравнению с системами, работающими по электрическим кабелям:

- намного более широкая полоса пропускания ОВ в сравнении с электрическими кабелями (порядка нескольких ТГц);
- низкий уровень затухания сигнала в ОВ, что позволяет значительно увеличить длины регенерационных участков (до 160 км в наземных системах);
- очень высокая помехозащищенность: ОВ практически не восприимчиво к электромагнитным помехам от соседних волокон в кабеле и окружающих электрических кабелей и оборудования;
- высокая степень защиты информации при передаче по ОВ: перехват информации практически невозможен без нарушения условий передачи сигнала в кабеле;
- возможность реконструкции сети без замены линейного тракта за счет замены только оконечного оборудования;
- гальваническая развязка элементов сети, что увеличивает надежность работы систем.

Однако ВОСП имеют и ряд недостатков:

- значительная стоимость оконечного оборудования, включающего оптоэлектронные преобразователи (лазеры и фотодиоды);
- высокая стоимость работ по монтажу оптических кабелей и тестированию ВОСП из-за применения прецизионного оборудования;

- значительное время восстановления линейного тракта ВОСП при авариях из-за трудностей поиска места аварии и требуемых специальных условий монтажа.

В силу указанных преимуществ ВОСП в настоящее время вытеснили электрические системы с магистральной, внутризонных сетей и в значительной степени на местной сети связи. На сетях доступа электрические системы пока преобладают за счет низкой стоимости монтажа и оконечных устройств.

Обобщенная структурная схема линейного тракта ВОСП представлена на рисунке 5.1.

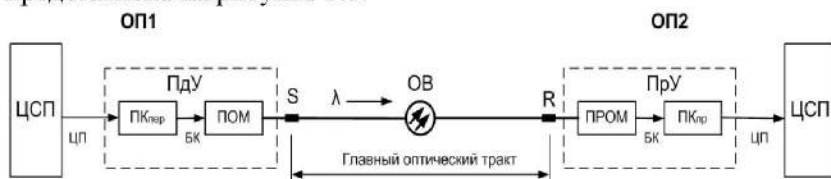


Рисунок 5.1 – Обобщенная структурная схема линейного тракта ВОСП

На структурной схеме обозначены: ЦСП – цифровая система передачи, формирующая типовые цифровые потоки; ЦП – типовой цифровой поток; ПК – преобразователь кода; БК – блочный линейный код; ПОМ – передающий оптический модуль; S – (*source*) начальная точка оптического тракта; ОВ – оптическое волокно; R – (*receive*) конечная точка оптического тракта; ГОТ - (*MPI - main path interface*) главный оптический тракт.

На оконечном пункте передачи типовой цифровой поток с выхода ЦСП в электрической форме в преобразователь кода передачи (ПКпер), который осуществляет преобразование типового потока в линейный сигнал с блочным кодированием (БК). В качестве линейного кода в ВОСП чаще всего применяется NRZ код, а также коды RZ и CMI.

Блочное линейное кодирование служит для контроля качества передачи информации и коррекции ошибок в линейном тракте ВОСП. Блочный код формируется путем объединения нескольких последовательных бит в блок, которому добавляются проверочные биты. Проверочные биты служат для контроля и

коррекции ошибок в линейном тракте ВОСП. Блочный код обозначается как: $mBnB$; где m – число информационных бит в блоке; n – общее число информационных и проверочных бит в блоке. Разновидности блочных кодов: 1B2B, 5B6B, 10B11B и т.д. Проверочные символы чаще всего формируют с помощью алгоритмов контроля четности информационных бит.

С выхода ПКпер линейный сигнал поступает в передающий оптический модуль (ПОМ), котором осуществляется преобразование сигнала из электрической формы в оптическую, путем модуляции оптической несущей источника излучения (ИИ) электрическим сигналом. В настоящее время в ВОСП в основном применяется модуляция по интенсивности оптического излучения, когда передаче логической «1» соответствует световой сигнал высокой интенсивности, а логическому «0» сигнал с низкой интенсивностью.

В качестве ИИ в ПОМ могут использоваться светоизлучающие диоды (СИД) для передачи по многомодовым ОВ, а также лазерные диоды (ЛД) для передачи по одномодовым ОВ.

Преобразователь кода передачи и источник излучения составляют передающее устройство (ПДУ) ВОСП. Сигнал с выхода ПДУ через оптический разъем в точке передачи S направляется в главный оптический тракт ВОСП.

В приемном оконечном пункте сигнал через входной разъем в точке приема (R) поступает в приемный оптический модуль (ПРОМ). В ПРОМ осуществляется оптоэлектронное преобразование сигнала из оптической формы в электрическую. Основным элементом ПРОМ является фотоприемное устройство, осуществляющее данное преобразование. В качестве фотоприемного устройства в ПРОМ могут применяться $p-i-n$ фотодиоды ($p-i-n$ ФД) и лавинные фотодиоды (ЛФД).

С выхода ПРОМ сигнал поступает в ПК приема (ПКпр), который производит коррекцию ошибочно принятых бит и преобразование линейного сигнала в типовой цифровой поток, который направляется в тракт приема ЦСП.

Преобразователь кода приема и ПРОМ составляют приемное устройство (ПрУ) ВОСП.

5.2. Передающие и приемные оптические модули

В настоящее время в ВОСП наиболее часто используются ПОМ с непосредственной модуляцией электрическим сигналом источника излучения или с внешним модулятором оптического излучения.

Обобщенная схема ПОМ с непосредственной модуляцией представлена на рисунке 5.2.

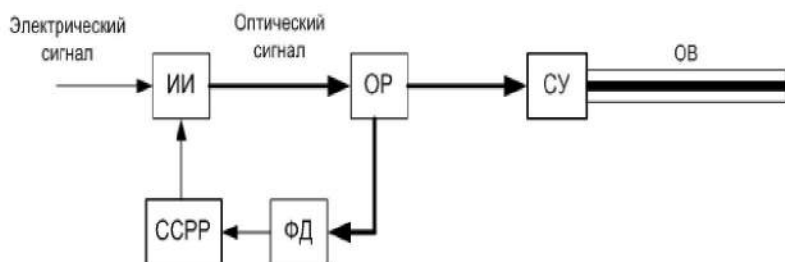


Рисунок 5.2. – Структурная схема ПОМ с непосредственной модуляцией

Схема ПОМ включает в себя следующие узлы: ИИ — источник излучения; ОР — оптический разветвитель; СУ — согласующее устройство; ФД — фотодиод; ССРР — схема стабилизации режима работы ИИ.

В данной схеме ПОМ электрический сигнал непосредственно изменяет ток инжекции СИД или ток накачки ЛД, что соответствующим образом изменяет мощность излучения. Затем оптический сигнал поступает на вход ОР. Основная часть мощности излучения с 1-го выхода ОР поступает на согласующее устройство (СУ), которое осуществляет ввод излучения в оптическое волокно (ОВ). В основном СУ реализуют при помощи конических линз. Небольшая часть мощности со второго выхода ОР поступает на фотодиод (ФД), который осуществляет преобразование оптического излучения в электрический сигнал. Ток с выхода ФД подается на схему стабилизации режима работы ИИ,

которая поддерживает функционирование ИИ в строго определенных пределах с постоянной средней мощностью излучения и температурой, что позволяет повысить надежность работы и срок службы ИИ.

Недостатком ПОМ данного типа является ограниченное быстродействие и высокая нестабильность излучения, поэтому такие ПОМ применяются при скоростях передачи до 2,5 Гбит/с.

Схема ПОМ с внешним модулятором излучения представлена на рисунке 5.3.

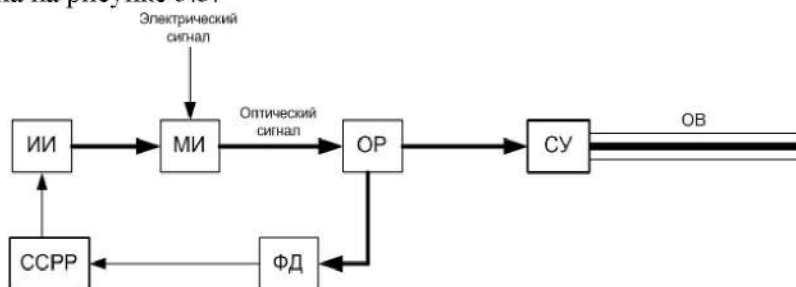


Рисунок 5.3. – Структурная схема ПОМ с внешней модуляцией

В этой схеме ИИ генерирует оптическое излучение постоянной мощности, который поступает на вход модулятора излучения (МИ). Модулирующий сигнал поступает на управляющий вход МИ. Под действием управляющего сигнала изменяется степень пропускания излучения в модуляторе, за счет этого на выходе МИ соответствующим образом меняется мощность излучения.

Достоинством ПОМ с внешним модулятором является высокое быстродействие и стабильность излучения. Недостатком — более высокая стоимость за счет применения внешних модулирующих устройств. Поэтому такие ПОМ применяются система со скоростью передачи информации свыше 2,5 Гбит/с.

Обобщенная структурная схема приемного оптического модуля приведена на рисунке 5.4.



Рисунок 5.4 – Структурная схема ПРОМ

Структурная схема ПРОМ включает в себя следующие основные узлы: СУ — согласующее устройство; ФД — фотодетектор; ПУ – предусилитель; У с АРУ – усилитель с автоматической регулировкой усиления; КФ – корректирующий фильтр.

Оптический сигнал с СУ поступает на ФД, в котором производится оптоэлектронное преобразование сигнала в электрическую форму. В качестве ФД могут применяться р-і-п фотодиоды или лавинные фотодиоды (ЛФД). ЛФД обладают более высокой чувствительностью по сравнению с р-і-п ФД, однако имеют более высокий уровень шумов. Сигнал с ФД имеет поступает на предусилитель (ПУ) с низким уровнем собственных шумов, который усиливает сигнал по амплитуде до небольших значений. Сигнал с ПУ подается на вход усилителя с автоматической регулировкой усиления (У с АРУ), в котором осуществляется основное усиление сигнала и поддерживается постоянный уровень мощности на выходе. Далее сигнал поступает на вход корректирующего фильтра (КФ), который проводит фильтрацию сигнала от помех и корректирует форму выходных импульсов.

5.3. Схемы организации связи ВОСП

Двухволоконная однополосная однокабельная схема организации связи ВОСП является самой распространенной на данной момент в сетях связи, рисунок 5.5.

При таком построении ВОСП передача и прием ведутся по двум оптическим волокнам на одинаковых длинах волн. Так как соседние ОВ практически не оказывают влияния друг на друга, то их размещают в одном кабеле. Соответственно для работы одной ВОСП необходимо задействовать два ОВ в одном кабеле.

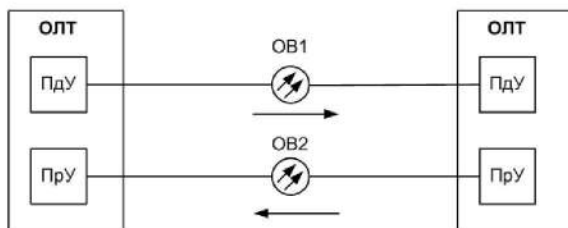


Рисунок 5.5. – Двухволоконная однополосная схема организации связи ВОСП

Достоинством такой схемы организации связи является использование однотипного оборудования трактов передачи и приема на конечных и промежуточных пунктах, а недостатком - низкий коэффициент использования пропускной способности ОВ, а также потребность в большом числе ОВ при организации линий с высокой пропускной способностью.

В связи с тем, что линейные сооружения являются наиболее дорогостоящей частью ВОСП, то актуальной является задача по повышению эффективности использования пропускной способности ОВ за счет увеличения передаваемого объема информации.

Одним из вариантов увеличения пропускной способности волокна является организация одновременной передачи информации в двух направлениях.

Одноволоконная однополосная однокабельная схема организации связи по ВОЛП с применением оптических развязывающих устройств (ОРУ) представлена на рисунке 5.6.

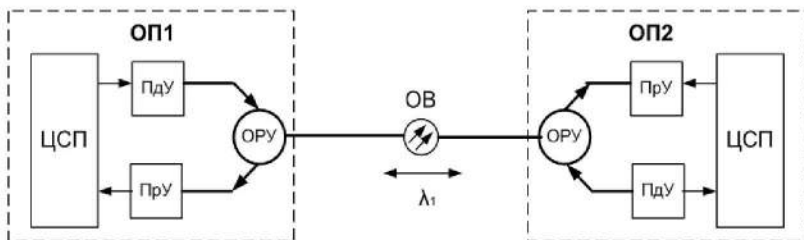


Рисунок 5.6. - Одноволоконная ВОСП с ОРУ

В данной схеме сигналы между оконечными пунктами (ОП) передаются по одному волокну в обоих направлениях на одной длине волны. Оптические развязывающие устройства на оконечных пунктах производят развязку направлений передачи и приема сигналов.

Особенностью такой схемы организации связи является наличие переходных помех между встречными направлениями передачи. Переходные помехи возникают из-за рассеяния света в волокне, отражениях от мест соединений, а также из-за несовершенства ОРУ, а кроме того ОРУ вносят значительное затухание в линейный тракт.

Достоинством данной схемы, по сравнению с предыдущей, является в два раза более высокий коэффициент использования ОВ, а недостатком — более короткие длины регенерационных участков из-за переходных помех и вносимого затухания ОРУ.

Одноволоконная двухполосная однокабельная схема организации связи ВОСП представлена на рисунке 5.7.

В данной схеме передача в одном направлении ведется на длине волны оптического излучения λ_1 в одном окне прозрачности, а прием осуществляется в другом окне прозрачности на длине волны λ_2 . Разделение направлений передачи и приема производится при помощи оптических фильтров (ОФ), настроенных на пропускание области соответствующих длин волн.

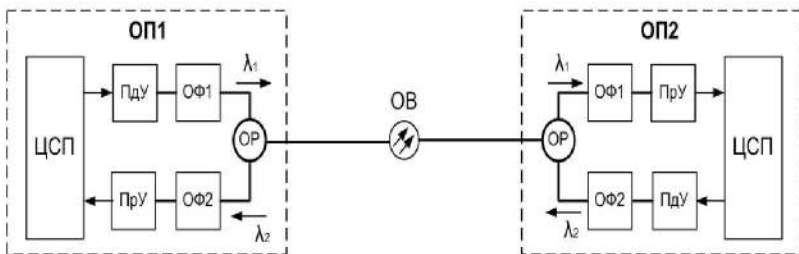


Рисунок 5.7. — Одноволоконная двухполосная ВОСП

Достоинством данной схемы по сравнению с предыдущей схемой, является более низкий уровень переходных помех и потерь в линейном тракте, и, как следствие, более значительная протяженность регенерационных участков. Недостаток данной схемы — требуется разнотипное оборудование на передаче и приеме.

Схема тракта передачи двухволоконной многополосная однокабельная схема организации связи по ВОСП со спектральным уплотнением приведена на рисунке 5.8.

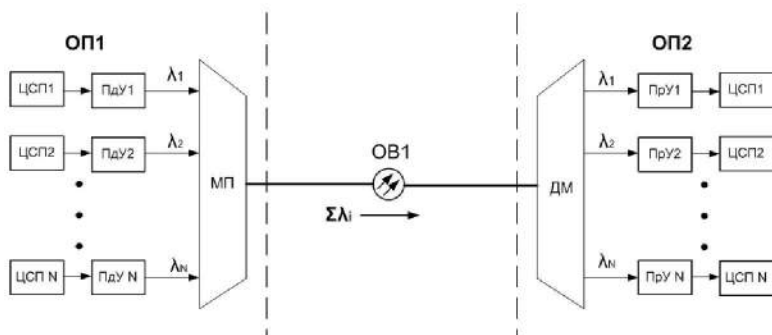


Рисунок 5.8 – Схема тракта передачи двухволоконной ВОСП со спектральным уплотнением

Тракт приема имеет аналогичную схему с противоположным направлением передачи между оконечными пунктами. ВОСП со спектральным уплотнением каналов обозначают как WDM

(*Wave Division Multiplexing*). В данной схеме на передающей станции электрические сигналы от нескольких систем передачи поступают на передающие устройства, работающие на разных длинах волн. При помощи оптического мультиплексора (МП) все длины волн объединяются и передаются в одно волокно. На приеме агрегатный оптический сигнал разделяется на отдельные длины волн при помощи демультиплексора (ДМ) и сигналы каждой системы поступают в соответствующие приемные устройства. Работа МП и ДМ основана на эффектах дисперсии света, интерференции и дифракции.

Применение данной схемы позволяет значительно увеличить использование пропускной способности ОВ за счет работы большого числа систем всего по двум волокнам. Число одновременно работающих систем передачи может составлять от 8 до 64. Наиболее существенным недостатком такой схемы является применение дорогостоящих высокостабильных лазерных источников излучения, а также сложных в изготовлении оптических мультиплексоров/демультиплексоров.

Схема одноволоконной многополосной однокабельной ВОСП приведена на рисунке 5.9.

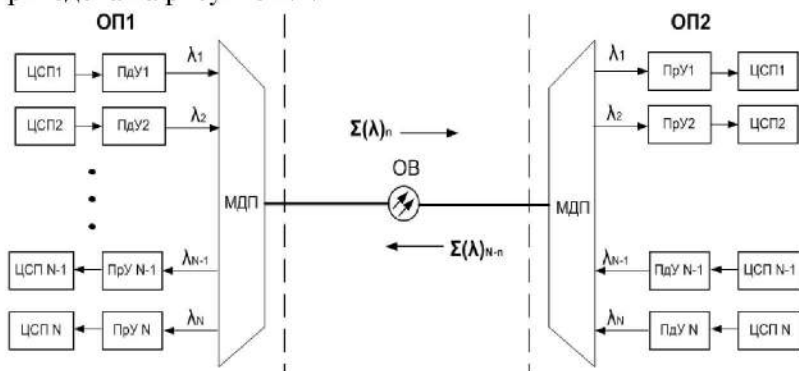


Рисунок 5.9. – Одноволоконная ВОСП со спектральным уплотнением

Данная схема отличается от предыдущей тем, что передача и прием информации нескольких систем производится одновре-

менно по одному волокну на разных длинах волн. Эта схема имеет в два раза более высокий показатель использования волокна, однако из-за развязки направлений передачи и приема уровень переходных помех в такой схеме значительно выше, что сокращает протяженность линейного тракта ВОСП. Из-за присутствующих недостатков такая схема не нашла в настоящее время широкого применения.

Их всех рассмотренных схем организации ВОСП наиболее перспективными является двухволоконная многополосная схема или схема со спектральным уплотнением оптических каналов (ВОСП-WDM). В настоящее время WDM играет в оптических синхронных системах ту же роль, что и мультиплексирование с частотным разделением FDM в АСП.

Для работы ВОСП-WDM стандартизировано несколько волновых спектральных диапазонов в полосе пропускания длин волн типовых кварцевых ОВ, рисунок 5.10.

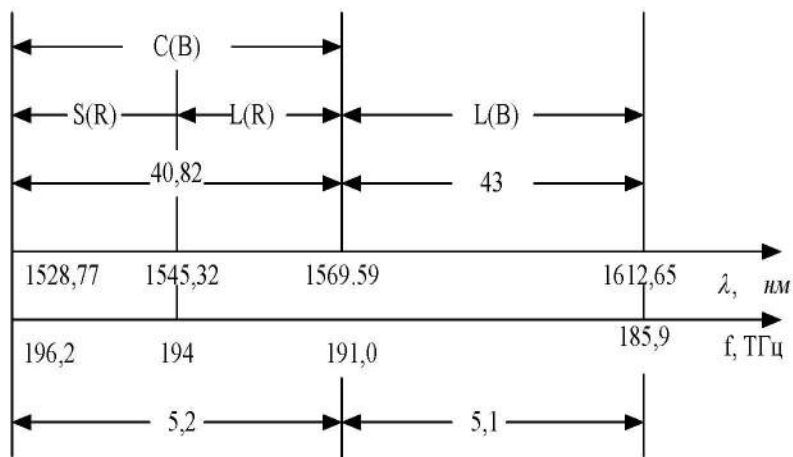


Рисунок 5.10. – Рабочие диапазоны ВОСП-WDM

Весь полезный диапазон разбит на два диапазона С и L (С - Band, L - Band). С-диапазон разбит на два поддиапазона S(R) и L(R). Границами этого диапазона являются длины волн 1528,77 нм и 1569,59 нм (соответственно частоты 191,0 ТГц и 196,2

ТГц). L-диапазон характеризуется граничными длинами волн 1569,59 нм и 1612,55 нм (соответственно 191,0 ТГц и 185,9 ТГц). Таким образом, ширина спектра C - диапазона - 40,8 нм (5,2 ТГц), L - диапазона - 43,1 нм (5,1 ТГц).

В зависимости от расположения каналов в этих спектрах ВОСП-WDM подразделяются на:

- простые WDM – системы (номинальное частотное разнесение каналов, не менее 200 ГГц, число каналов не более 8);
- плотные WDM – системы DWDM (частотное разнесение каналов не менее 100 ГГц, число каналов не более 40);
- сверхплотные WDM – системы HDWDM (частотное разнесение каналов порядка 50 и 25 ГГц, число каналов порядка 80 и 160).

Во всех случаях частотное разнесение каналов определяется следующими факторами: линейными переходами между каналами, возникающими в мультиплексорах, демультиплексорах и нелинейными переходами между каналами, возникающими в ОБ.

Вопросы для самопроверки к главе 5

1. В чем заключаются преимущества ВОСП по сравнению с системами на электрическом кабеле?
2. Каково назначение передающего оптического модуля в схеме ВОСП?
3. Для чего необходимо преобразование кода в блоке ПКпер?
4. В чем состоит сущность блочного кодирования?
5. Из каких узлов состоит приемное устройство (ПрУ)?
6. В чем состоит недостаток ПОМ с непосредственной модуляцией?
7. Назовите основные характеристики ПОМ.
8. Зачем необходим усилитель с автоматической регулировкой усиления в схеме ПРОМ?
9. В чем заключаются преимущества и недостатки двухволоконной однополосной однокабельной схемы организации связи ВОСП?
10. Почему применение оптических развязывающих устройств в одноволоконной однополосной схеме приводит к уменьшению протяженности линейного тракта?
11. Каково назначение оптических фильтров в одноволоконной двухполосной схеме организации связи?
12. В чем заключаются достоинства и недостатки ВОСП со спектральным уплотнением каналов?
13. Чем ограничена пропускная способность при пространственном уплотнении каналов ВОСП?
14. Какие ВОСП со спектральным уплотнением обозначают как HDWDM?

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Крухмалев В.В., Гордиенко В.Н., Моченов А.Д. Цифровые системы передачи: Учебное пособие для вузов / Под ред. А.Д. Моченова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 352 с.
2. Цифровые и аналоговые системы передачи: Учебник для вузов/ Иванов В.И., Гордиенко В.Н., Попов Г.Н. и др.; Под ред. В.И. Иванова, 2 –е изд. -М.: Горячая линия – Телеком, 2003.- 232с.
3. Беллами Дж. Цифровая телефония. Пер. с англ. / Под ред. А.Н. Берлина, Ю.Н. Чернышова - М.: Эко-Трендз, 2004 – 640 с.
4. Гордиенко В.Н., Тверецкий М.С. Многоканальные телекоммуникационные системы. Учебник для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 416 с.
5. Проектирование и техническая эксплуатация цифровых телекоммуникационных систем и сетей. Учебное пособие для вузов / Е.Б. Алексеев, В.Н. Гордиенко, В.В. Крухмалев и др. / Под ред. В.Н. Гордиенко и М.С. Тверецкого. - М.: Горячая линия – Телеком, 2008. – 392 с.
6. Битнер В.И., Попов Г.Н. Нормирование качества телекоммуникационных услуг: Учебное пособие для вузов / Под ред. В.П. Шувалова - М.: Горячая линия – Телеком, 2009. – 312 с.
7. Бакланов И.Г. Технологии измерения первичной сети. Часть 1. Системы E1, PDH, SDH. - М.: Эко-Трендз, 2003 – 146 с.
8. Бакланов И.Г. Технологии измерения первичной сети. Часть 2. Системы синхронизации - М.: Эко-Трендз, 2003 – 152 с.
9. Иванов В.И., Адамович Л.В. Волоконно – оптические системы передачи. Учебное пособие/ - Самара: Самарский региональный телекоммуникационный тренинг центр, 2007. - 137с
10. Волоконно-оптическая техника: история, достижения, перспективы / Сборник статей под редакцией С. А. Дмитриева, Н. Н. Слепова. – М.: Изд. «Connect», 2000. – 376 с.

11. Фриман Р. Волоконно-оптические системы связи. Пер с англ. / Под ред. Н.Н. Слепова - М.: Техносфера, 2006 – 498 с.
12. Приказ №92. Об утверждении норм на электрические параметры основных цифровых каналов и трактов магистральной и внутризоновых первичных сетей ВСС России. – М.: Минсвязи РФ – 12 с.
13. Digital multiplex equipments operating at the third order bit rate of 34 368 kbit/s and the fourth order bit rate of 139 265 kbit/s and using positive justification: ITU-T Recommendation G. 751, 1993 – 14 p.
14. Second order multiplex equipment operating at 8448 kbit/s and using positive justification: ITU-T Recommendation G. 742, 1993 – 8 p.
15. Characteristics of plesiochronous digital hierarchy (PDH) equipment functional blocks: ITU-T Recommendation G. 705, 2000 – 204 p.
16. Physical/electrical characteristics hierarchical digital interfaces: ITU-T Recommendation G. 703, 2001 – 204 p.
17. The control of jitter and wander within digital networks which are based on the 2048 kbit/s hierarchy: ITU-T Recommendation G. 823, 2000 – 50 p.
18. Performance limits for bringing-into-service and maintenance of international multi-operator PDH paths and connections: ITU-T Recommendation M. 2100, 2003 – 50 p.
19. Error performance of an international digital connection operating at a bit rate below the primary rate and forming part of an Integrated Services Digital Network: ITU-T Recommendation G. 821, 2002 – 18 p.
20. End-to-end error performance parameters and objectives for international, constant bit-rate digital paths and connections: ITU-T Recommendation G. 826, 2002 – 34 p.