

ГЛАВА 8. ОБОРУДОВАНИЕ ОКОНЕЧНЫХ СТАНЦИЙ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ИКМ
 8.1. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ОКОНЕЧНОЙ СТАНЦИИ

Структурная схема оконечной станции первичных СП с ИКМ для одного направления передачи показана на рис. 8.1

Исходные сигналы $u_1(t), u_2(t), \dots, u_N(t)$, от 1, 2, ..., N абонентов через ФНЧ поступают на каналные амплитудно-импульсные модуляторы (М), функцию которых выполняют электронные ключи. С помощью модуляторов осуществляется дискретизация передаваемых сигналов во времени (см. §7.1). Сигналы с выходов модуляторов объединяются в групповой АИМ сигнал (Гр. АИМпер). Управляют работой модуляторов каналные импульсные последовательности, поступающие от ГО передачи. При этом импульсы подаются на модуляторы каналов поочередно (со сдвигом по времени), что и обеспечивает правильное формирование группового АИМ сигнала. Длительность каждого импульса в этих последовательностях составляет примерно $125/2 \mu\text{с}$, что определяет длительность одного отсчета АИМ импульса канала, а период следования составляет 125 мкс, что соответствует частоте дискретизации $f_a = 8 \text{ кГц}$. Групповой АИМ сигнал поступает на кодирующее устройство - кодер, который одновременно осуществляет операции квантования по уровню и кодированию (см. §7.2, 7.3).

Сигналы управления и взаимодействия (СУВ), передаваемые по телефонным каналам для управления приборами АТС, поступают в передатчик Пер. СУВ, где они дискретизируются с помощью импульсных последовательностей, формируемых в ГОпер, и объединяются. В результате формируется групповой сигнал Гр. СУВ.

В устройстве объединения (УО) кодовые группы каналов с выхода кодера, т. е. групповой ИКМ сигнал, кодированные сигналы СУВ и кодовая группа синхросигнала от передатчика синхросигнала (Пер. СС) объединяются, образуя циклы и сверхциклы. Соответствующими управляющими импульсами от ГОпер в УО обеспечивается правильный порядок следования циклов в сверхцикле и кодовых групп в цикле передачи. Принципы построения временной диаграммы цикла и сверхцикла показаны на рис. 8.2.

Циклы Ц₁, Ц₂, ..., Ц₅, каждый длительностью 125 мкс, объединяются в сверхциклы, следующие друг за другом. Каждый цикл состоит из информационных канальных интервалов КИ₁, КИ₂, ..., КИ_д и дополнительных канальных интервалов, необходимых для передачи синхросигнала (СС) цикловой синхронизации, СУВ и других вспомогательных сигналов. На рис. 8.2 дополнительные КИ выделены соответствующими обозначениями.

358

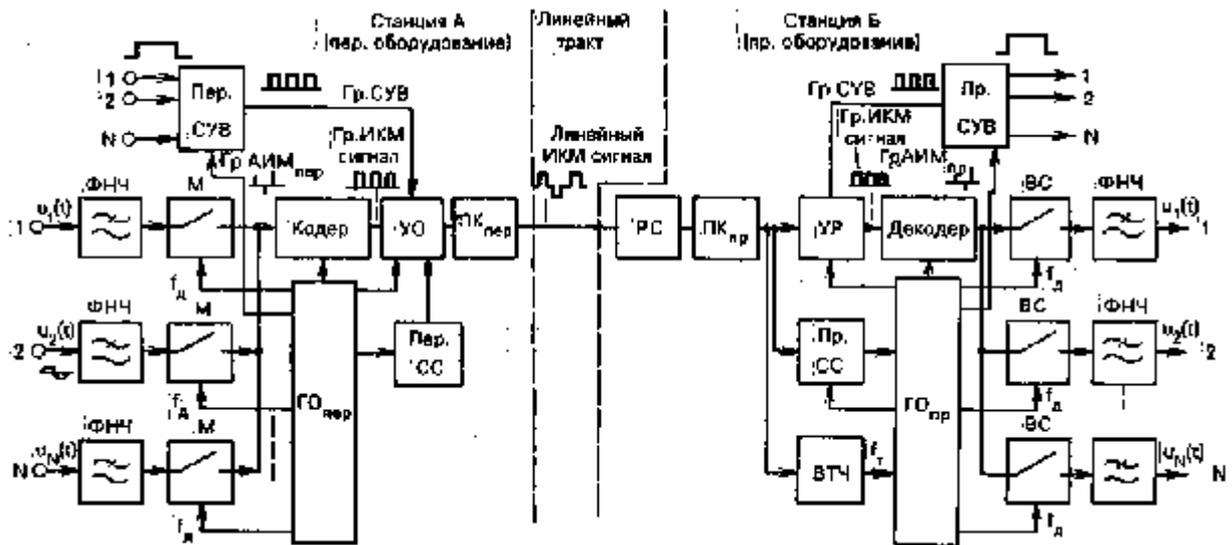


Рис. 8.1. Структурная схема оконечной станции СП с ИКМ

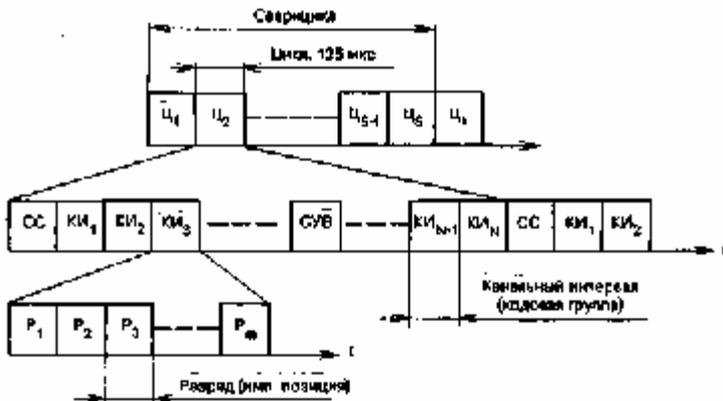


Рис. 8.2. Временные диаграммы цикла и сверхцикла

Каждый КИ представляет собой m -разрядную кодовую группу, в разрядах P_1, P_2, \dots, P_t которой передается закодированная информация соответствующего канала, а в дополнительных КИ - кодовые группы СС цикловой синхронизации и СУВ. Обычно за один цикл передаются СУВ одного или двух каналов. Таким образом, для передачи СУВ всех N каналов потребуется соответственно N или $N/2$ циклов, объединенных в сверхцикл. Такое объединение циклов в сверхцикл необходимо для организации нужного числа каналов передачи СУВ и правильного распределения этих сигналов на приеме. В первом цикле сверхцикла обычно передается СС сверхцикловой синхронизации, а СУВ не передаются. Таким образом, общее число циклов в сверхцикле S на один больше, чем требуется для передачи СУВ всех каналов.

Скорость передачи группового ИКМ сигнала определяется тактовой частотой системы: $f_T = mNQf_u$, где $7V0$ - общее число канальных интервалов в цикле, включая канальные интервалы для передачи СУВ, СС и других служебных сигналов. Так, для системы передачи ИКМ-30, где используется 8-разрядный код, цикл содержит 32 канальных интервала, а $f_u = 8$ кГц, получим $f_T = 8 \cdot 32 \cdot 8 = 2048$ кГц. Необходимая скорость и последовательность работы передающих устройств СП обеспечиваются устройствами ГОпер.

Сформированный ИКМ сигнал представляет собой набор однополярных двоичных символов, импульсы которых всегда имеют только одну, например положительную, полярность. При передаче по линии такой сигнал подвержен значительным искажениям и затуханию. Поэтому перед передачей в линию однополярный ИКМ сигнал преобразуется в биполярный, удобный для передачи по линейному тракту. Это происходит в преобразователе кода передачи (ПКпер).

360

В процессе передачи по линии ИКМ сигнал периодически восстанавливается (регенерируется) с помощью линейных регенераторов.

На приемной станции ИКМ сигнал восстанавливается стационарным регенератором (РС) и поступает в преобразователь кода приема (ПКпр), где биполярный сигнал вновь преобразуется в однополярный. Устройство выделения тактовой частоты (ВТЧ) выделяет из этого сигнала тактовую частоту, которая используется для работы ГОпр. Этим обеспечивается синхронная и синфазная работа ГОпер и ГОпр, причем правильное декодирование и распределение сигналов по соответствующим телефонным каналам и каналам передачи СУВ обеспечиваются приемником синхросигналов (Пр. СС). Устройство разделения (УР) разделяет кодовые группы телефонных каналов и каналов СУВ. Приемник групповых сигналов управления и взаимодействия (Пр. СУВ), управляемый импульсными последовательностями, поступающими от ГОпр, распределяет СУВ по своим каналам, а декодер преобразует групповой ИКМ сигнал в групповой АИМ сигнал. Канальные импульсные последовательности, поступающие от ГОпр, поочередно открывают временные селекторы (ВС) каналов, обеспечивая выделение отсчетов каждого из каналов из группового АИМ сигнала. Восстановление исходного (непрерывного) сигнала из последовательности его АИМ отсчетов производится с помощью ФНЧ (см. § 7.1).

Передача сигналов в обратном направлении осуществляется аналогично.

8.2. АМПЛИТУДНО-ИМПУЛЬСНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ И ВРЕМЕННЫЕ СЕЛЕКТОРЫ

Амплитудно-импульсные модуляторы ЦСП осуществляют дискретизацию аналоговых сигналов в тракте передачи, а временные селекторы (ВС) распределяют на приеме импульсы группового АИМ сигнала. В качестве таких устройств применяются быстродействующие электронные ключи, управляемые импульсным напряжением. Параметры модуляторов и временных селекторов во многом определяют параметры СП в целом и оказывают большое влияние на уровень шумов.

Проникновение импульсного управляющего напряжения или остатка на выход модулятора приводит к смещению произвольным образом амплитуды импульса АИМ сигнала на входе кодера и увеличению погрешности при выполнении операций квантования и кодирования, что вызывает возрастание шумов в канале. Увеличению шумов в канале способствует также проникновение с ВС на вход ФНЧ тракта приема остатков управляющих им-

361

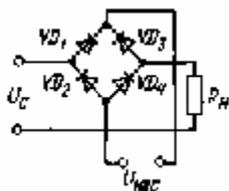


Рис. 8.3. Последовательно-балансная схема модулятора

пульсов. Мощность остатков управляющих импульсов не должна превышать 0,001 пикового значения мощности сигнала. Это достигается применением балансовых схем модуляторов и ВС. Требования к балансировке ВС могут быть несколько снижены, так как затухание ФНЧ-3,4 в тракте приема на частоте 8 кГц достаточно велико.

К амплитудно-импульсным модуляторам и временным селекторам предъявляются весьма высокие требования по быстродействию и линейности амплитудной характеристики в широком диапазоне частот и входных сигналов. От их быстродействия зависит уровень переходной помехи между каналами, а от линейности

амплитудной характеристики — нелинейных искажений. Если учесть, что к модуляторам и ВС предъявляются практически одинаковые требования, становится понятным, что они не отличаются по схемной реализации.

В качестве электронного ключа можно использовать диодный мост. Такой диодный мост из VD₁, ..., VD₄ изображен на рис. 8.3. Управление работой диодов осуществляется с помощью напряжения импульсной несущей C/нес. Эта схема является одной из разновидностей балансных схем модуляторов. Она наиболее удобна для применения, так как не требует дифференциальных трансформаторов. Для обеспечения баланса моста, что исключает проникновение на выход схемы остатков управляющего напряжения, необходим подбор диодов по параметрам. На практике используются интегральные сборки, в которых диоды выполнены на одном кристалле и обладают практически одинаковыми параметрами.

Рассмотрим другие схемы модуляторов. На рис. 8.4, а представлена схема несбалансированного ключа, собранного на транзисторе. При отсутствии управляющего напряжения U_y транзистор VT закрыт и на сопротивлении нагрузки модулятора Д, отсутствует ток сигнала /с. Появление положительного управляющего напряжения приводит к снижению внутренней сопротивления транзистора. В результате в нагрузке появляется ток, вызванный напряжением U_c. В то же время напряжение U_y, приложенное к базе VT, приводит к появлению в эмиттерной цепи и нагрузке тока импульсной несущей /у значительной величины.

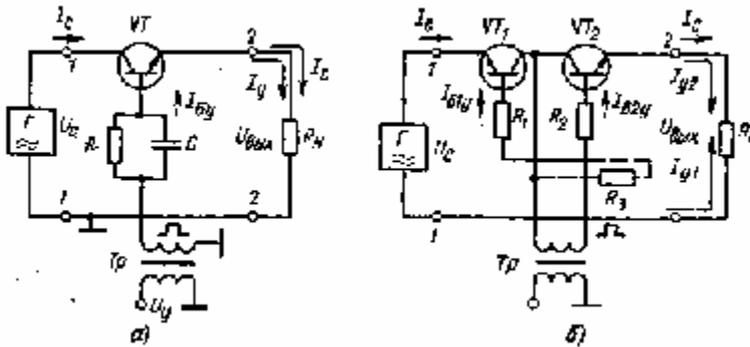


Рис. 8.4. Принципиальные схемы модуляторов на транзисторах

Этот недостаток устранен в схеме сбалансированного ключа (рис. 8.4, б). Управляющее импульсное напряжение Uy поступает одновременно на базы VT₁ и VT₂, при этом токи эмиттерных цепей /у₁ и /у₂ в нагрузке противофазны. Таким образом, в случае идентичности параметров транзисторов суммарный ток импульсной несущей будет равен нулю. Практически же из-за отличия параметров VT₁ и VT₂ удастся добиться лишь частичного подавления импульсной несущей. Наилучшие результаты достигаются при единой технологии изготовления VT₁ и VT₂ на одном кристалле микросхемы. Поэтому в типовой аппаратуре в качестве активных элементов модуляторов и ВС чаще всего используют интегральные транзисторные сборки.

Сопротивление ключа в открытом состоянии определяется управляющим током базы /Бу и имеет ярко выраженный минимум. Поэтому резисторами R₁ и R₂ (или R₃) подбирают такой ток базы, чтобы обеспечивалось минимально возможное затухание ключа.

Для выполнения последующих операций квантования и кодирования необходимо преобразовать сигнал АИМ-I в АИМ-II, при этом длительность последнего должна быть достаточной для проведения этих операций. В цифровых СП наибольшее распространение получила схема, в которой сигналы АИМ-I всех каналов объединяются в групповой сигнал АИМ-I и преобразование сигналов АИМ-I в АИМ-II происходит в групповом тракте. Структурная схема преобразования сигналов АИМ-I в АИМ-II в групповом тракте приведена на рис. 8.5, а, а на рис. 8.5, б приведены временные диаграммы, поясняющие работу схемы. Схема содержит электронные ключи, накопительный конденсатор и операционные усилители. Ключи Кл₁ на входе являются амплитудно-импульсными модуляторами каналов и включаются поочередно (их число равно числу каналов). Ключ Кл₂ работает

363

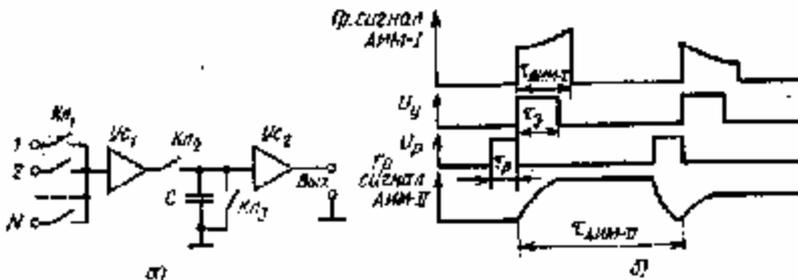


Рис. 8.5. Структурная схема группового АИМ тракта (а) и временные диаграммы, поясняющие ее работу (б) одновременно с Кл₁ и подключает на короткое время заряда ТЗ накопительный конденсатор С, который

заряжается до уровня амплитуды АИМ сигнала. Ключ Кл2 работает под управлением напряжения U_T . Для уменьшения времени заряда конденсатора усилитель $Ус$, имеет достаточно малое выходное сопротивление. Далее ключи Кл, и Кл2 размыкаются. Благодаря высокому входному сопротивлению усилителя $Ус2$ обеспечивается практически постоянное напряжение заряда конденсатора на весь период квантования и кодирования сигнала. Для подготовки накопительного конденсатора к следующему отсчету сигнала АИМ-I он разряжается на землю. Это производится подачей напряжения U_T на Кл3. Длительность импульса АИМ-II будет определяться как $t_{АИМ-II} = 1/(L\%)$ где $L \sim$ частота дискретизации; N — число каналов. Реальное время кодирования $t^{\wedge} <$, $t_{АИМ-,,}$, - $t3$ -тр.

Функциональная схема группового тракта АИМ сигнала показана на рис. 8.6. Распределитель канальный (РК), входящий в состав ГОпер, формирует импульсы управления работой ключей. В схеме имеется дополнительный ключ Кл4, выполненный на транзисторной сборке, для разряда на землю элементов группового тракта сигналов АИМ-I. Он работает одновременно с ключом Кл3 разряда накопительного конденсатора. На выходе схемы два инвертирующих усилителя $Ус2$ и $Ус3$ включены последовательно для получения симметричного сигнала относительно земли. Это позволяет значительно уменьшить влияние помех, наводимых на вход кодера, и в 2 раза увеличить амплитуду сигнала. Подобная схема используется в системе передачи ИКМ-15, где импульсы имеют следующие параметры:

$t_{АИМ-,,} = 2,5$ мкс, $t3 = 1,5$ мкс, $tр = 1$ мкс, $t_{АИМ-,,} = 7,8$ мкс. В некоторых случаях ключ Кл3, показанный на рис. 8.5, а и 8.6 не применяется. Это возможно, если время заряда накопительного конденсатора достаточно для полной его перезарядки после

364

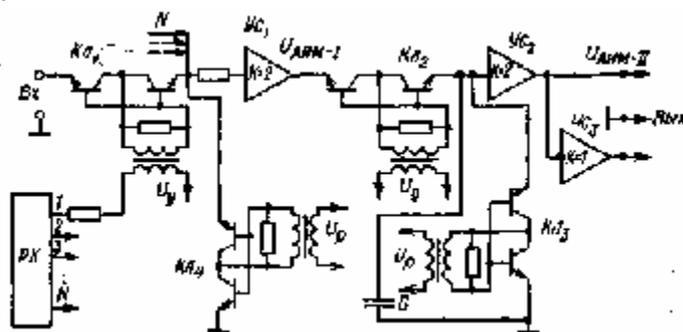


Рис. 8.6. Функциональная схема группового АИМ тракта предыдущего сигнала до уровня последующего. Такая схема используется в системе ИКМ-30.

8.3. КОДИРУЮЩИЕ И ДЕКОДИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Кодеки с линейной шкалой квантования

Кодер с линейной шкалой квантования называется линейным, а с нелинейной - нелинейным. Аналогичное определение относится и к декодерам. В цифровых СП с ИКМ применяются кодеры и декодеры (кодеки) с нелинейной шкалой, однако они строятся на базе кодеков с линейной шкалой квантования. Поэтому рассмотрим вначале принцип построения и работу последних.

По принципам действия кодеры делятся на три основные группы: счетного типа, взвешивающего типа и матричные.

Схема кодера счетного типа показана на рис.8.7, а. Он состоит из преобразователя АИМ - ШИМ, генератора тактовых импульсов (ГТИ), схемы И и двоичного счетчика. Временные диаграммы работы кодера для контрольных точек, указанных на рис. 8.7, а, показаны на рис. 8.7, б.

Входной АИМ сигнал поступает на вход преобразователя АИМ - ШИМ, где отсчеты сигнала преобразуются в последовательность импульсов одинаковой амплитуды, но различной длительности (2). Сигнал ШИМ и последовательность коротких импульсов от ГТИ (3) поступают на схему И, на выходе которой получают пакеты импульсов тактовой частоты (4), причем их число в пакете пропорционально длительности импульсов ШИМ, следовательно, амплитуд отсчета кодируемого сигнала. Пакеты импульсов поступают на двоичный, счетчик, который определяет число импульсов, входящих в пакет. На рис. 8.7, а показан четы-

365

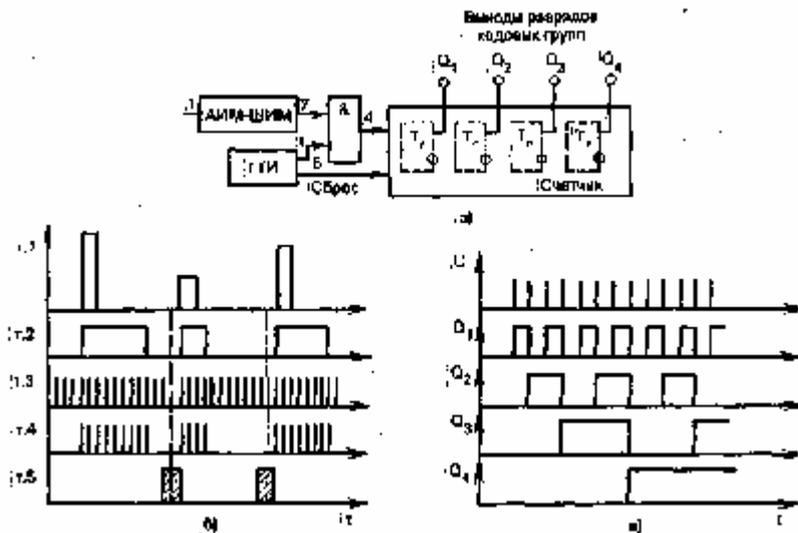


Рис. 8.7. Функциональная схема (а) и временные диаграммы работы (б, в) кодера счетного типа рехразрядный счетчик. Результат подсчета устанавливается на кодовых выходах счетчика, что и является кодовой комбинацией. Импульсы сброса (5) возвращают счетчик в исходное состояние после формирования каждой кодовой группы. Считывание двоичной последовательности происходит в параллельном коде. Временные диаграммы работы счетчика показаны на рис. 8.7, в при поступлении на вход счетчика последовательности из 13 импульсов. Первый триггер после окончания счета остается в состоянии 1; второй триггер, запускаемый спадами импульсов, поступающих с первого триггера, - в состоянии 0. По окончании счета выходы Q3 и Q4 третьего и четвертого триггеров остаются в состоянии 1, выход Q4 четвертого триггера является старшим разрядом. Результирующая двоичная комбинация, считываемая со счетчика, имеет вид 1101, что является двоичным кодом числа 13, так как $13 = 1 \cdot 2^0 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^3$. Основная погрешность работы кодера счетного типа обусловлена нелинейностью преобразования АИМ - ШИМ и частотой ГТИ. Быстродействие кодера данного типа ограничивается скоростью работы двоичного счетчика, поэтому они применяются редко.

Наиболее просто двоичное кодирование осуществляется в кодерах взвешивающего типа. Принцип работы таких кодеров заключается в уравнивании кодируемых отсчетов эталонными токами или просто эталонами с определенными весами (значе-

366

ниями). Кодирование в этом случае можно представить как процесс поэтапного взвешивания на чашечных весах, снабженных указателями "больше - меньше". На одну чашу весов помещается кодируемый отсчет, а на другую последовательно устанавливают эталоны (гири), начиная с эталона наибольшего веса. На каждом из этапов (тактов) взвешивания по указателю "больше - меньше" принимают соответствующее решение: если отсчет тяжелее эталона, то последний оставляют на чаше весов и добавляют эталон следующего меньшего веса. В противном случае первый эталон снимают и устанавливают эталон меньшего веса. Очевидно, что по окончании взвешивания отсчет будет уравновешен эталонами, сумма которых с точностью до эталона наименьшего веса будет равна "весу" отсчета. Значение эталона наименьшего веса и будет максимально возможной ошибкой квантования. Если результат каждого из этапов взвешивания записать, отмечая единицей оставления эталона на чаше весов, а нулем его снятие, то после взвешивания получим запись "веса" отсчета в двоичном коде.

Процесс декодирования (восстановление передаваемой амплитуды отсчета) при этом может быть представлен как суммирование эталонов "гирь" с весовыми значениями тех разрядов, где в кодовой комбинации имеются единицы.

Принцип построения кодера с линейной характеристикой квантования показан на рис. 8.8. Для упрощения работы рассмотрим кодирование однополярных положительных импульсов при использовании 7-разрядного кода. Кодер содержит компаратор (К), генератор эталонных токов (ГЭТ), логическое устройство (ЛУ), преобразователь кода (ПК).

Компаратор (указатель "больше — меньше") определяет знак разности $i/c - /\text{эт}$, где i/c - амплитуда тока кодируемого сигнала

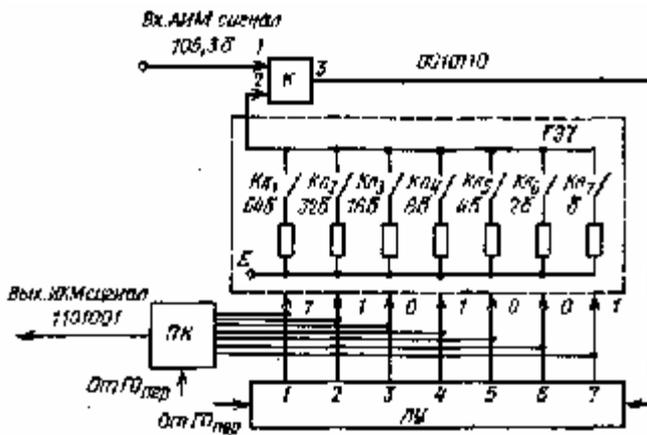


Рис. 8.8. Структурная схема линейного кодера взвешивающего типа для одно-лярного сигнала (отсчета); $/\text{эт} \sim$ сумма эталонных токов. Если в момент такта кодирования эта разность положительная, т. е. $/\text{с} > /\text{эт}$, то на выходе компаратора (точка 3) формируется 0 (пробел), в противном случае, т. е. при $/\text{с} < /\text{эт}$, формируется 1 (импульс).

Логическое устройство служит для записи решений компаратора после каждого такта кодирования и управления работой ключей Кл, — Кл7. Преобразователь кода преобразует параллельный код в последовательный, формируя выходной ИКМ сигнал. Управление работой узлов кодера осуществляется сигналами, поступающими от ГОпер

Примем шаг линейного квантования 8, тогда значение эталонных токов будет 8, 28, 48, ..., 2тЧ8, где т - разность кодовой комбинации. Структура кодовой группы формируется на выходах 1, 2, ..., т ЛУ. На рис. 8.8 показано формирование кодовой группы при т = 7. Перед началом кодирования все выходы ЛУ устанавливаются в состояние 0. В моменты, предшествующие такту кодирования, выходы ЛУ последовательно, начиная с первого, переводятся в состояние 1. Компаратор это состояние сохраняет, если в момент такта кодирования на его выходе формируется 0; если на выходе компаратора формируется 1, выход ЛУ переводится в 0. Состояние выхода ЛУ, отмеченное как 1, означает замыкание соответствующего ключа или подключение эталонного тока определенного веса в точку суммирования эталонных токов (вход 2 компаратора). Состояние 1 первого выхода ЛУ замыкает Кл, второго выхода — Кл2, ..., седьмого выхода — Кл7.

Работу кодера можно пояснить на примере кодирования положительного отсчета с амплитудой $/\text{с} = 105,38$. Использование 7-разрядной кодовой группы позволяет закодировать до 128 уровней. Для этого используется семь эталонных токов с условными весами 8, 28, 48, ..., 648 (см. рис. 8.8).

Кодируемый отсчет $/\text{с}$ подается на первый вход (7) компаратора, цикл кодирования начинается с установки первого выхода ЛУ в состоянии 1 или замыкания ключа Кл. Поскольку разность $/\text{с} - /\text{эт} > 0$, то в первом такте кодирования на выходе компаратора формируется 0, состояние 1 первого выхода ЛУ сохраняется и в него переводится второй выход ЛУ. В результате суммарное значение эталонных токов перед началом второго такта становится равным 968. Несмотря на увеличение эталонного тока, неравенство $/\text{с} > /\text{эт}$ сохраняется. Поэтому во втором такте на выходе компаратора опять будет сформирован 0, состояние второго выхода ЛУ сохранится, а третий выход ЛУ будет переведен в состояние 1. В результате суммарное значение эталонных токов перед началом третьего такта станет равным 1128. Это превысит значе-

ние амплитуды кодируемого отсчета $/\text{с} - /\text{эт} < 0$, и в третьем такте кодирования на выходе компаратора будет сформирован 1. При записи в ЛУ состояние третьего выхода изменится с 1 до 0, разомкнется ключ Кл3 и отключит ток 16 б, а выход 4 переведет в состояние 1. Теперь сумма эталонных токов равна 1045 (64 + 32 + 8), что меньше значения $/\text{с}$, т. е. в четвертом такте на выходе компаратора будет сформирован 0. В пятом - седьмом тактах кодирования будут последовательно подключаться эталонные токи 48, 25, 8.

Последовательность решений компаратора в процессе кодирования $/\text{с}$ представлена на рис. 8.8 комбинацией двоичных символов 0010110.

По окончании седьмого такта кодирования на выходах ЛУ формируется комбинация 1101001, представляющая в параллельном 7-разрядном двоичном коде величину кодируемого отсчета 1058. Как легко определить, ошибка квантования в этом случае будет равна 0,38. По мере формирования кодовой комбинации ПК преобразует ее в последовательность двоичных символов, представляющих собой выходной сигнал кодера. После кодирования сигналы, поступающие от ГОпер переводят узлы кодера в исходное состояние, подготавливая его к кодированию следующего отсчета.

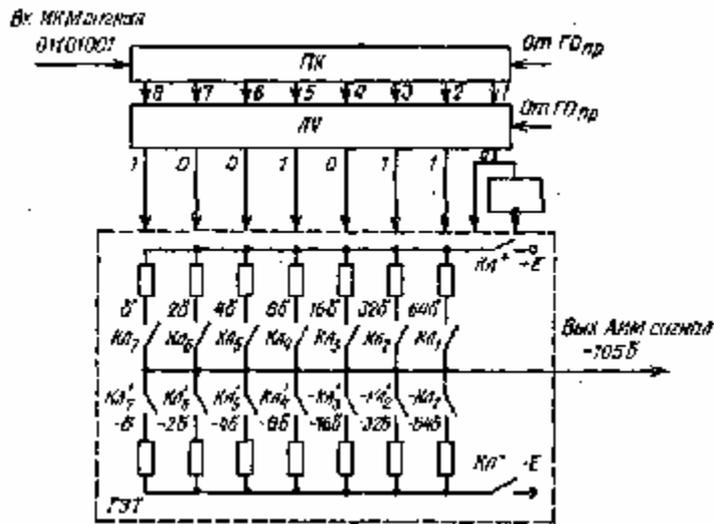


Рис. 8.10. Структурная схема линейного декодера
ния /с представлена на рис. 8.9 в точке 4 комбинацией двоичных символов 10010110 (напомним, что левый символ 1 этой комбинации прошел с выхода компаратора до включения инвертора). По окончании восьмого этапа кодирования на выходах ЛУ будет сформулирована комбинация 01101001, представляющая в 8-разрядном симметричном двоичном коде значение амплитуды отсчета — 1055. Управляют работой кодера импульсы, поступающие от ГОпер.

Принцип построения линейного декодера для восстановления двухполярного сигнала показан на рис. 8.10. Декодирование ведется в порядке, обратном процессу кодирования. Вначале 8-разрядная кодовая группа принятого ИКМ сигнала с помощью ПК преобразуется в параллельную кодовую группу символов, которая формируется на выходах 1-8 ПК. В соответствии с принятой кодовой комбинацией ЛУ вырабатывает сигналы управления, включающие ключи эталонных токов соответствующих разрядов. Включаются ключи тех разрядов, где на выходе ЛУ имеется 1. В симметричном двоичном коде первый разряд определяет полярность источника эталонных токов. В этом случае 1 включает положительный источник эталонных токов +E, а 0 через инвертор включает отрицательный источник эталонных токов — E.

На рис. 8.10 показан пример декодирования кодовой комбинации 01101001. При кодировании замыкаются ключи Кл₁, Кл₂, Кл₄, Кл₇ и формируется суммарный эталонный ток отрицательной полярности величиной 1055.

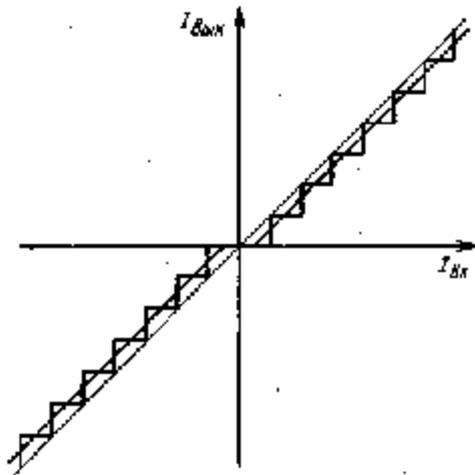


Рис. 8.11. Амплитудная характеристика квантования линейного кодера

Кодеры и декодеры с равномерным шагом квантования имеют реальную характеристику квантования, показанную на рис. 8.11. Можно отметить неравномерность характеристики в начале координат, точнее на первых ступеньках в положительной и отрицательной областях характеристики. Это приводит к отклонению реальной характеристики от идеальной, представляющей собой прямую линию, проходящую через начало координат. Обработка сигнала с такой характеристикой квантования вызывает его дополнительные искажения. Для уменьшения этих искажений при декодировании значение амплитуды отсчета положительной и отрицательной полярностей увеличивается дополнительно на половину шага квантования. Для этого в реальных декодерах используются дополнительные эталонные токи со значениями 0,55 и -0,55, что равносильно смещению характеристики в положительной области вверх, а в отрицательной области - вниз на половину шага квантования.

Кодеки с нелинейной шкалой квантования

Необходимое качество передачи сигналов, как отмечалось в § 7.2, достигается при выполнении квантования с неравномерной шкалой. Построение такой квантующей характеристики может осуществляться различными методами. Один из них — это применение аналогового компандера в сочетании с линейным кодером и декодером. В СП с ИКМ вместо плавной амплитудной характеристики, которую имеют аналоговые компандеры, применяются сегментные характеристики. Они представляют собой кусочно-ломаную аппроксимацию плавных характеристик, при

372

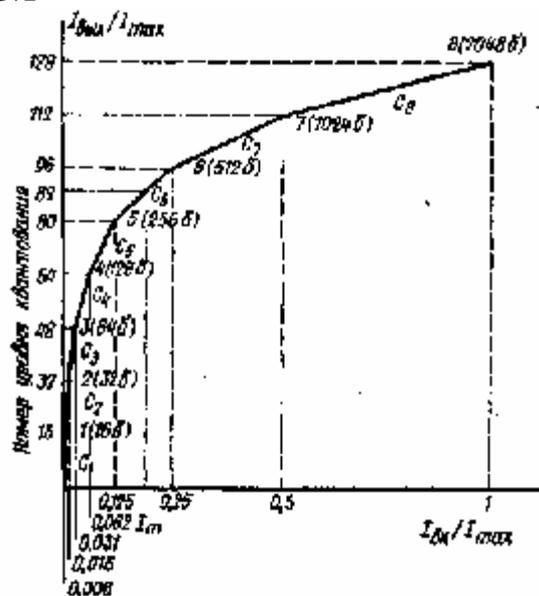


Рис. 8.12. Характеристика компрессии типа А-87,6/13

которой изменение крутизны происходит дискретными ступенями. Наибольшее распространение получила сегментная характеристика типа А-87,6/13, где аппроксимация логарифмической характеристики компрессирования производится по так называемому А-закону, соответствующему выражениям

$$\frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{макс}}} = \begin{cases} \frac{A |I_{\text{вх}}/I_{\text{макс}}|}{1 + \ln A} & \text{при } |I_{\text{вх}}/I_{\text{макс}}| \leq 1/A; \\ \frac{1 + \ln(A |I_{\text{вх}}/I_{\text{макс}}|)}{1 + \ln A} & \text{при } 1/A \leq |I_{\text{вх}}/I_{\text{макс}}| \leq 1. \end{cases}$$

Здесь $A = 87,6$ - коэффициент компрессии, а сама характеристика строится из 13 сегментов. Такая характеристика показана на рис. 8.12. Она содержит в положительной области сегменты $C(-C8)$, находящиеся между точками (узлами) 0-1, 1-2, ..., 7-8.

Аналогичным образом строится характеристика для отрицательной области значений входного сигнала. Четыре центральных сегмента (два в положительной и два в отрицательной областях) объединяются в один центральный сегмент, поэтому общее число сегментов на двухполярной характеристике равно 13. Каждый из 16 сегментов характеристики содержит по 16 шагов (уровней) квантования, а общее число уровней равно 256, из них 128 положительных и 128 отрицательных.

Каждый сегмент начинается с определенного эталона, называемого основным. Эти эталоны на рис. 8.12 указаны в начале каждого сегмента. Шаг квантования внутри каждого сегмента равномерный, а при переходе от одного к другому сегменту изменяется в 2 раза, начиная с центрального сегмента, куда входят C_j и C_2 . Значения основных и дополнительных эталонов шагов квантования даны в табл. 8.1.

Таблица 8.1

Номер сегмента	Кодовая комбинация номера сегмента	Эталонные сигналы				Шаг квантования	Эталонные сигналы коррекции
		основной	дополнительные				
1	000	—	8	4	2	1	0,5
2	001	16	8	4	2	1	0,5
3	010	32	16	8	4	2	1

4	011	64	32	16	8	4	4	2
5	100	128	64	32	16	8	8	4
6	101	256	128	64	32	16	16	8
7	по	512	256	128	64	32	32	16
8	111	1024	512	256	128	64	64	32

Все эталонные значения в табл. 8.1 приведены в условных единицах по отношению к минимальному шагу квантования. Сочетание дополнительных эталонов позволяет получить любой из 16 уровней квантования в данном сегменте. При изменении шага квантования изменяется крутизна характеристики. Изменение крутизны происходит в точках (узлах) характеристики. Четыре центральных сегмента (два в положительной и два в отрицательной областях характеристики) имеют одинаковую крутизну и равные шаги квантования. При таком построении характеристики минимальный шаг квантования $5И$ (Я будет в сегментах С, и С2, а максимальный Бтах - в сегменте С8. Причем отношение $5та/5т/я$ составляет 2 или 64. Это значение примерно характеризует параметр сжатия для сегментной характеристики компандирования, или параметр А. Точное значение данного параметра для непрерывной характеристики типа А определяется из выражения $A/(\lambda + 1пД) = 2 \cdot c \sim$, где $ис$ - число сегментов; при числе сегментов $ис = 8$ имеем $A = 87,6$. Эффективность рассмотренной характеристики можно оценить визуально, если обратить внимание на то, что 112 уровней

374

из 128 используются для квантования сигналов, амплитуда которых не превышает половины максимальной, 64 уровня — для квантования сигналов, амплитуда которых не превышает 6,2 % максимальной.

Рассмотрим особенности этапов кодирования и декодирования сигналов при нелинейной характеристике квантования. В случае сегментной характеристики компрессии типа А-87,6/13 для кодирования абсолютных величин отсчетов необходимо 11 эталонов с условными весами, равным 2,2,2,2, ..., 2 усл. ед., или 1, 2, 4, 8, ..., 1024 усл. ед. При линейном кодировании такая характеристика эквивалентна характеристике квантования с 2048 уровнями. Для кодирования 2048 положительных и 2048 отрицательных уровней потребуется 12-разрядная кодовая группа. При нелинейном кодировании для обеспечения такой же защищенности $A_{кв} > 25$ дБ потребуются 128 положительных и 128 отрицательных уровней, а кодовая группа должна быть 8-разрядной.

Кодирование осуществляется за восемь тактов и включает три основных этапа, на которых определяется и кодируется:

полярность входного сигнала;

номер сегмента, в котором заключен кодируемый отсчет;

номер уровня квантования сегмента, в зоне которого заключена амплитуда кодируемого отсчета.

Первый этап кодирования осуществляется за первый такт, второй этап — за второй — четвертый такты, третий этап — за пятый — восьмой такты кодирования.

Работа кодера на первом этапе при определении и кодировании полярности отсчета не отличается от работы линейного кодера. На втором этапе определяется и кодируется узел характеристики, определяющей начало сегмента, в котором находится амплитуда кодируемого отсчета, например: узла 0, если отсчет находится в сегменте 1; узла 1, если отсчет находится в сегменте 2; узла 2, если отсчет находится в сегменте 3, и т. д. Для этого выбирается алгоритм работы, обеспечивающий определение узла характеристики за три такта кодирования. В первом такте кодирования амплитуда отсчета $/с$ сравнивается с эталонным током $/Эт4$. Если $/с > /эт4$, то это означает, что $/с$ находится в сегментах 5—8 характеристики, и вместо тока $/Эт4$ включается ток 7^{\wedge} . Если при сравнении окажется, что $/с < /эт4$, то это означает нахождение $/с$ в сегментах 1—4 характеристики, и вместо тока 7^{\wedge} включается ток $/эт2$. Далее в зависимости от результата сравнения на втором этапе кодирования включается, если $/с > /^{\wedge}$, ток $/эт7$ или, если $/с < 4^{\wedge}$, - ток $/Эт5$. Аналогично подбираются эталоны, если на втором этапе был включен $/эт2$. Результат сравнения в третьем и также кодирования позволяет окончательно выбрать номер

375

узла характеристики, определяющий начало сегмента. Результат представляется двоичной кодовой комбинацией, занимающей разряды 2-4 кодовой группы. Кодовые комбинации номера сегмента даны в табл. 8.1.

На третьем этапе определяется и кодируется номер уровня квантования внутри выбранного сегмента, в зоне которого находится амплитуда кодируемого отсчета. Необходимо напомнить, что число шагов квантования внутри сегмента равно 16, шаг квантования равномерный и равен 8С, причем для каждого сегмента свой.

Третий этап осуществляется за четыре такта методом линейного кодирования. При кодировании в дополнение к основному эталону, определяющему начало сегмента, подключаются дополнительные

эталонные с весами 85С,48С,25С,8С (см. табл. 8.1). В результате сравнения определяется номер уровня квантования, в зоне которого находится амплитуда отсчета.

Итак, после выполнения указанных операций получается 8-разрядная кодовая комбинация двоичных символов, 1-й разряд которой указывает полярность кодируемого отсчета, (2 - 4)-й разряды - номер сегмента узла характеристики компрессии; (5 - 8)-й разряды — номер шага квантования внутри того сегмента, в зоне которого заключена амплитуда кодируемого отсчета. Например, кодовая комбинация двоичных символов ПОПОЮ означает, что кодированию подлежит отсчет положительной полярности, амплитуда которого находится в сегменте 6 и заключена в зоне 10-го уровня квантования этого сегмента, на характеристике компрессии соответствует сигналу с амплитудой в зоне 90-го уровня квантования.

При декодировании осуществляется обратное цифро-аналоговое преобразование. Характеристика экспандирования нелинейного декодера должна быть обратной характеристике компрессии нелинейного кодера (рис. 8.13).

Входным сигналом декодера является 8-разрядная кодовая группа, несущая информацию о полярности и величине отсчета. В соответствии со структурой принятой кодовой комбинации цифровые ЛУ выбирают основной эталон, соответствующий началу сегмента, и необходимые дополнительные эталоны, суммарный ток которых определяет величину кодируемого АИМ сигнала. Например, при декодировании комбинации двоичных символов 11011010 будут включены источник эталонных токов положительной полярности и эталонные токи с весами, равными основному эталону узла 6, который равен 256 усл. ед., второму и четвертому дополнительным эталонам сегмента 6, что в сумме составит $256 + 128 + 32 = 416$ усл. ед.

Учитывая особенности построения нелинейной характеристики квантования декодера, которая аналогична рассмотренным

376

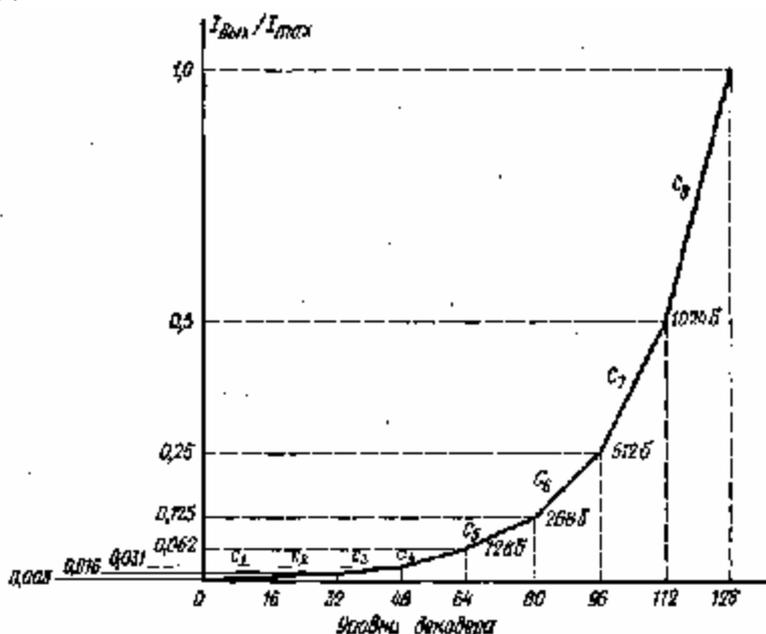


Рис. 8.13. Характеристика экспандирования типа А-87,6/13

ранее характеристикам линейного декодера (см. рис. 8.11), для уменьшения искажений при декодировании используется еще один 12-й эталон. Значение этого эталона для каждого сегмента свое и равно половине шага квантования в данном сегменте. Эталоны коррекции приведены в табл. 8.1.

Принцип построения нелинейного кодера взвешивающего типа с цифровой компрессией эталонов ясен из рис. 8.14. Кодер содержит компаратор (К), блок выбора и коммутации эталонных токов (БКЭ), генератор положительных (ГЭТ₁) и отрицательных (ГЭТ₂) эталонных токов, компрессирующую логику (КЛ), цифровой регистр (ЦР) и преобразователь кода (ПК). Компаратор определяет знак разности между амплитудами токов кодируемого отсчета /с и эталона /эт. Принцип работы компаратора при оценке импульсов положительной и отрицательной полярностей описан ранее. Генератор эталонов формирует полярность и значения эталонов. По построению он аналогичен ГЭТ линейного кодера, только число формируемых эталонов равно 11, а значения этих эталонов равны 1, 2, 4, ..., 1024 усл. ед. Цифровой регистр служит для записи решений компаратора после каждого такта кодирования и формирования структуры кодовой группы. В зависимости от решений компаратора ЦР выбирает полярность ГЭТ и

377

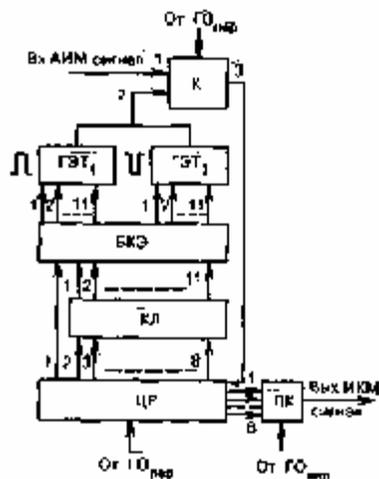


Рис. 8.14. Структурная схема нелинейного кодера

управляет работой КЛ. По мере образования кодовой комбинации формирователь считывает состояние выходов 1—8 ЦР, преобразует параллельный код в последовательный. Работой узлов кодера управляет устройство ГОФ.

Принцип работы нелинейного кодера во многом аналогичен работе линейного. Поясним работу нелинейного кодера на примере кодирования отсчета положительной полярности с амплитудой, равной $0,2/T$, что равно примерно 410 усл. ед.

В исходном положении выходы 1—8 ЦР находятся в состоянии 0, ГЭТ отключены и $/\text{эт} = 0$. Кодруемый отсчет $/с$ подается на вход / компаратора. В момент, предшествующий первому такту кодирования, выход / ЦР переводится в состояние 1, чем включается ГЭТ, положительной полярности. Ток $/\text{эт} = 0$, а $/с > 0$, поэтому на выходе компаратора (точка 3) в первом такте кодирования будет сформирован 0, и состояние 1 первого выхода ЦР сохранится. На этом заканчивается первый этап, в котором устанавливается и кодируется полярность отсчета.

Второй этап кодирования - определение и кодирование номера сегмента, в котором заключена амплитуда отсчета, начинается с того, что в состоянии 1 переводится выход 2 ЦР и на вход 2 компаратора подается $/\text{эт}4$ величиной 128 усл. ед. (узел 4 характеристики компрессии). Поскольку в этом случае $/с > /\text{эт}$, во втором такте кодирования на выходе компаратора будет сформирован 0, и состояние 1 второго выхода ЦР сохранится. Далее эталон 128 усл. ед. снимается и в состоянии 1 переводится выход 3 ЦР, в результате чего на вход 2 компаратора вместо $/\text{эт}$ подается $/\text{эт}^2$ величиной 512 усл. ед. В этом случае $/с < /\text{эт}$, поэтому в тре-

378
тнем такте кодирования на выходе компаратора будет сформирована 1, которая изменит состояние выхода 3 ЦР с 1 на 0. В состоянии 1 переводится выход 4 ЦР и на вход 4 компаратора вместо $/\text{эт}6$ подается $/\text{эт}5$ величиной 256 усл. ед. Так как $/с > /\text{эт}5$, то в четвертом такте кодирования на выходе компаратора будет 0, и состояние выхода 4 ЦР сохранится. Итак, по окончании второго этапа кодирования выходы 2—4 ЦР будут отмечены состоянием 101 соответственно, что в двоичном коде определяет номер узла (сегмента), в пределах которого находится амплитуда кодируемого отсчета - узел 5 (сегмента С5).

Третий этап кодирования — определение и кодирование номера уровня квантования сегмента, в пределах которого находится амплитуда отсчета $/с$. Таких уровней квантования в пределах каждого сегмента 16, и все они могут быть получены с помощью дополнительных эталонных значений (см. табл. 8.1).

Для данного примера, когда $/с$ находится в сегменте С6, используются дополнительные эталонные значения 128, 64, 32, 16 усл. ед., а шаг квантования равен 16 усл. ед. В начале третьего этапа кодирования в состояние 1 переводится выход 5 ЦР и к эталонному току 256 усл. ед. добавляется эталонный ток 128 усл. ед.

Суммарный ток на входе 2 компаратора в этом случае составит 384 усл. ед. Поскольку при этом $/с > /\text{эт}$, в пятом такте кодирования на выходе компаратора будет 0 и состояние 1 на выходе 5 ЦР сохранится.

В состоянии 1 переводится выход 6 ЦР, и к эталонным токам 384 усл. ед. прибавляется эталонный ток 64 усл. ед. Суммарное значение эталонного тока на входе 2 компаратора составит 448 усл. ед., что больше $/с$. Решение компаратора в шестом такте кодирования будет 1, и состояние выхода 6 ЦР изменится с 1 на 0, что означает отключение эталонного тока 64 усл. ед. В состоянии 1 переводится выход 7 ЦР и к эталонному току 384 усл. ед. добавится эталонный ток 32 усл. ед. Суммарное значение эталонного тока на входе 2 компаратора станет равным 416 усл. ед., что больше $/с$. Поэтому в седьмом такте кодирования на выходе компаратора будет 1 и состояние выхода 7 ЦР изменится с 1 на 0, т. е. отключится эталонный ток 32 усл. ед. Наконец, в состоянии 1 перейдет выход 8 ЦР и к эталонному току 384 усл. ед. добавится эталонный ток 16 усл. ед. Суммарное значение эталонного тока на входе 2 компаратора станет равным 400 усл. ед. Очевидно, что решением компаратора в восьмом такте кодирования будет 0 и состояние 1 выхода 8 сохранится. Таким образом, по окончании третьего этапа кодирования выходы 5 - 8 ЦР будут иметь состояние 1001, что в двоичном коде указывает на 9-й уровень квантования, находящийся в сегменте С6.

Итак, отсчет с амплитудой 0,2 1п (410 усл. ед.) закодирован 8-разрядной кодовой комбинацией 11011001, указывающей, что кодируемый отсчет имеет положительную полярность, находится в зоне 89-го уровня квантования и имеет вес 400 усл. ед. Нетрудно заметить, что в данном случае ошибка квантования составила 10 усл. ед. По мере завершения тактов кодирования ПК считывает состояние выходов 1-8 ЦР, преобразуя параллельный код в последовательный.

Декодер осуществляет цифро-аналоговое преобразование кодовых групп сигнала ИКМ в АИМ сигнал, т. е. в отсчеты нужной полярности и амплитуды. Принцип построения нелинейного декодера взвешивающего типа с цифровым экспандированием эталонов ясен из рис. 8.15. Декодер содержит цифровой регистр (ЦР), блок экспандирующей логики (ЭЛ), блок выбора и коммутации эталонных токов (БКЭ) и два генератора эталонных токов положительной (ГЭТ₁) и отрицательной (ГЭТ₂) полярностей.

Восьмиразрядная кодовая группа принятого ИКМ сигнала записывается в ЦР, формируясь на его выходах 1 - 8 в виде параллельного 8-разрядного двоичного кода. Первый разряд этой кодовой комбинации определяет полярность включаемого ГЭТ, а (2 - 8)-й разряды - номер сегмента и уровень квантования на характеристике экспандирования. В соответствии с принятой кодовой комбинацией включаются соответствующие эталоны, от суммарного тока которых зависит величина (амплитуда) декодированного отсчета АИМ сигнала. Так, при декодировании кодовой комбинации 11011001 включаются ГЭТ₁, и ключи эталонных токов 256, 128, 16 с суммарным значением 400 усл. ед.

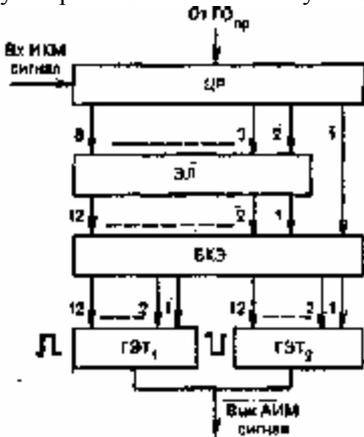


Рис. 8.15. Структурная схема нелинейного декодера

Как отмечалось ранее, для уменьшения искажений при декодировании используется еще 12-й корректирующий эталон, равный значению 0,5 шага квантования сегмента. Для данного примера корректирующий эталонный ток равен 8 усл. ед. и общее суммарное значение токов составит 408 усл. ед.

8.4. ГЕНЕРАТОРНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ

Общие принципы построения генераторного оборудования

Генераторное оборудование ЦСП вырабатывает определенный набор импульсных последовательностей, которые используются для управления функциональными узлами аппаратуры и синхронизации соответствующих узлов оконечных и промежуточных станций, а также определяют порядок и скорость обработки сигналов в трактах передачи и приема. Структурная схема ГО во многом зависит от принципов формирования группового ИКМ сигнала и места конкретной системы в типовой иерархии ЦСП. Рассмотрим построение ГО первичной ЦСП (рис. 8.16). Структура управляющих сигналов, вырабатываемых ГО, определяется структурами цикла и сверхцикла передачи. Принцип формирования цикла и сверхцикла описан в § 8.1, где показано, что тактовая частота первичной ЦСП $f_t = 2048$ кГц. Так как каждый символ цифрового потока занимает половину тактового интервала, то нужна последовательность импульсов с частотой следования f и скважностью $q = 1$. Все остальные управляющие импульсные последовательности могут быть сформированы путем деления тактовой частоты.

На выходе задающего генератора (ЗГ) формируется гармонический высокостабильный сигнал с частотой, обычно равной или кратной f_t . Формирователь тактовой последовательности (ФТП) вырабатывает основную импульсную последовательность с частотой следования f_t . Импульсы тактовой последовательности используются при выполнении операций кодирования и декодирования, формировании и обработке линейного сигнала.

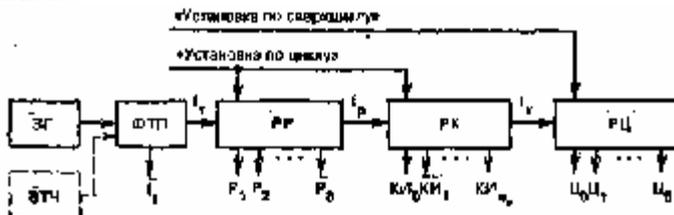


Рис. 8.16. Структурная схема ГО первичной ЦСП

Распределитель разрядный (РР) формирует t импульсных последовательностей (P_1, P_2, \dots, P_t). Число разрядных импульсов, формируемых РР, равно числу разрядов в кодовой комбинации, а частота их следования (при $t = 8$) $f_p = f_{jm} = 256$ кГц. Эти импульсные последовательности используются для правильного определения каждого разряда комбинации, при выполнении операций кодирования и декодирования, а также при формировании группового цифрового сигнала, когда необходимо выделить временные интервалы для передачи соответствующих позиций синхроимпульса, СУВ, служебных сигналов. Распределитель канальный (РК) формирует управляющие каналные импульсные последовательности КИ0, КИ1, ..., КИд., где

NQ - общее число канальных интервалов в цикле. Частота следования КИ равна частоте дискретизации. При числе КИ, равно 32, $f_{КИ} = f_p/NQ = 8$ кГц. Если импульсы применяются для фиксации КИ в групповом И КМ сигнале, то их длительность должна равняться длительности КИ. При использовании этих импульсов для управления ключевыми устройствами, формирующими АИМ сигнал на передаче, и распределения группового АИМ сигнала по каналам на приеме их длительность должна быть меньше.

Распределитель цикловой (РЦ) служит для формирования цикловых импульсных последовательностей Ц0, Ц1, ..., Ц5-, где s — число циклов в сверхцикле. При $s = 16$ частота следования одноименных цикловых импульсов, — $f_{js} = 8000/16 = 500$ Гц.

С целью обеспечения синхронной и синфазной работы передающей и приемной станций в ГО приемной станции вместо ЗГ используется ВТЧ системы устройств тактовой синхронизации. Для подстройки ГОпр по циклам и сверхциклам используются сигналы "Установка по циклу" и "Установка по сверхциклу". В ГОпр по сигналу "Установка по циклу" РР начинает работать с первого разряда, РК - с первого КИ, а по сигналу "Установка по сверхциклу" РЦ начинает работать с нулевого цикла.

Временные диаграммы, представленные на рис. 8.17, поясняют формирование импульсных последовательностей на выходах РР, РК, РЦ (см. рис. 8.16). В данном случае имеем 8-разрядный код, NQ канальных интервалов в цикле и 5 циклов в сверхцикле.

На вход РР тактовые импульсы поступают с частотой f_T Распределитель формирует восемь разрядных импульсов P , — $/^*8$. Каждый разрядный импульс сдвинут относительно следующего на тактовый интервал. Интервал следования одноименных разрядных импульсов $T_p = 8T_T$. На рис. 8.17, а показано положение импульсных последовательностей P , - P_8 относительно тактовых. Из любой последовательности P_t (например, P_1) можно сфор-

382

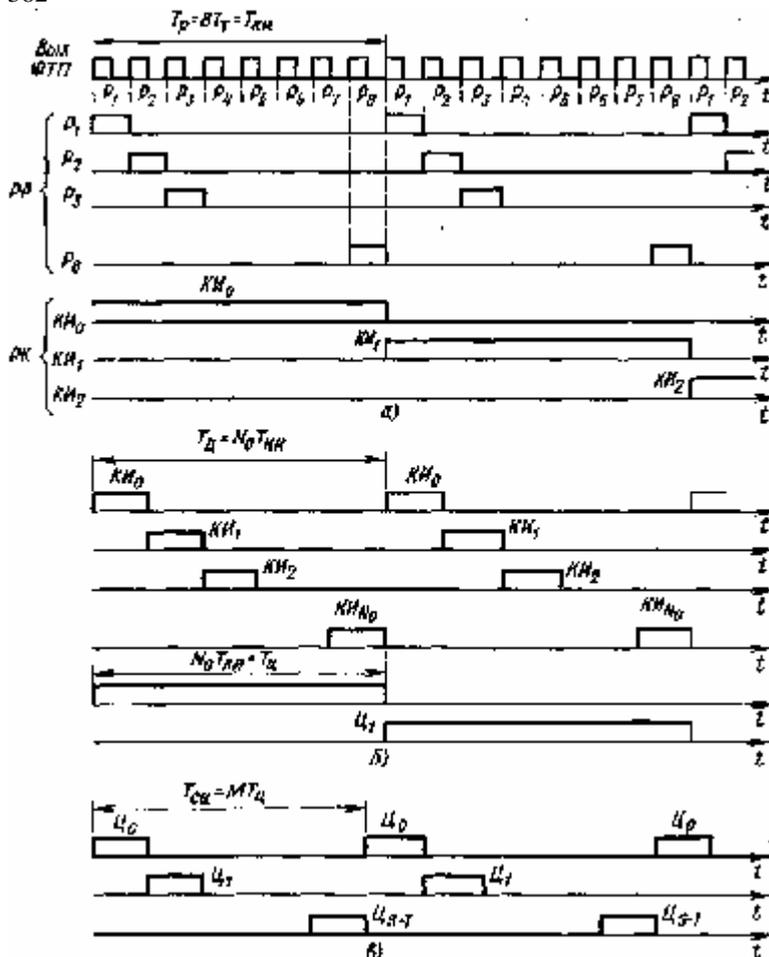


Рис. 8.17. Временные диаграммы формирования импульсных последовательностей на выходах ГО мировать управляющие последовательности КИ0, КИ1, КИ2, ..., КИд., определяющие границы КИ и их

временное положение. Расположение КИ относительно P} — Ps wT также видно из рис. 8.17, а. На рис. 8.15, б показано расположение импульсов управляющих последовательностей Ц0 и Ц\ относительно последовательностей КИ0, ..., КИд., а на рис. 8.17, е- взаимное расположение Ц>, Ц, ..., Ц^.

Задающие генераторы

К задающим генераторам ЦСП не предъявляются такие высокие требования по стабильности частоты и форме выходного сигнала, как к ЗГ аналоговых СП. В то же время они должны иметь возможность перестраивать частоту в определенных пределах. Выполнение противоречивых требований обеспечения стабильности частоты ЗГ (в режиме автогенератора) и реализации определенной перестройки учитывается при выборе соответствующей схемы ЗГ. В соответствии с рекомендациями МККТТ относительная нестабильность частоты ЗГ должна быть не хуже 10⁻⁶, поэтому в ЗГ используется кварцевая стабилизация частоты.

В низкоскоростных ЦСП с целью упрощения схемы ЗГ не применяются перестраиваемые автогенераторы. В таких случаях схема ЗГ легко реализуется на основе логических инверторов (рис. 8.18). Резистор R обеспечивает перевод элементов DD₁, DD₂ в активный режим, ФТП - формирование прямоугольных импульсов с частотой следования, равной тактовой, конденсатор С, включенный последовательно с кварцем Q, - подстройку частоты. При внешней синхронизации ГО тактовая последовательность от внешнего источника поступает в схему ГО через переключатель S, при этом собственный ЗГ отключается.

Учитывая, что ЗГ должен работать в режиме как автогенерации, так и внешнего управления частотой в схеме предусматривается возможность переключения режимов. На рис. 8.19 представлена схема ЗГ, состоящая из автогенератора с кварцевым резонатором и схемы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), в которую входят фазовый детектор (ФД), ФНЧ и усилитель постоянного тока (УПТ), формирующий ток управления частотой ЗГ. В режиме автогенерации устанавливаются переключки 1 — 2,4-6, а в режиме внешней подстройки частоты - переключки 2 — 3,4 — 6, 7 — 8, при этом в работу включается схема ФАПЧ, которая сравнивает фазы внешней частоты синхронизации и собственную частоту ЗГ. Если имеется расхождение фаз этих частот, то вырабатывается соответствующий управляющий сигнал и частота ЗГ подстраивается под частоту синхронизации. В режиме использования внешнего генератора устанавливается переключка 5-6.

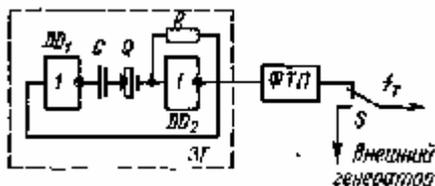


Рис. 8.18. Функциональная схема ЗГ на основе инверторов

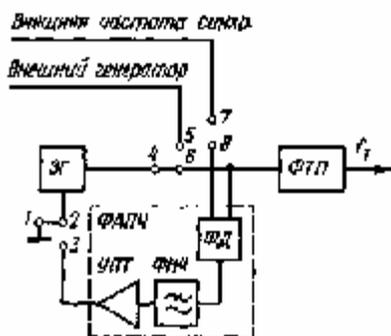


Рис. 8.19. Схема ЗГ с фазовой автоподстройкой частоты

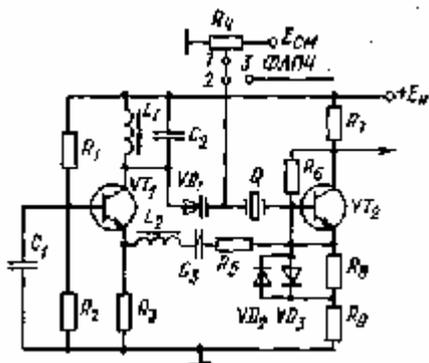


Рис. 8.20. Упрощенная принципиальная схема ЗГ на транзисторах

При построении перестраиваемых ЗГ на интегральных схемах для обеспечения управления частотой ЗГ требуется сложная схема подстройки. Поэтому ЗГ первичных ЦСП и более высоких порядков строят в основном на дискретных элементах. Рассмотрим типичный пример реализации ЗГ на дискретных элементах. Упрощенная принципиальная схема такого ЗГ представлена на рис. 8.20. Это двухкаскадный усилитель с положительной обратной связью. Режим по постоянному току первого каскада обеспечивается резисторами $R_1 - R_3$, второго - резисторами $R_4 - R_6$. В цепи прямой связи между каскадами включены кварцевый резонатор Q и подстроечный элемент VD_1 . Положительная обратная связь осуществляется через контур L_2, C_3, R_5 . Резонансные свойства первого каскада обеспечиваются L_1, C_2 . Амплитуда переменного напряжения, приложенного к базе VT_2 , ограничивается диодным ограничителем VD_2, VD_3 . Этим достигается стабилизация амплитуды выходного сигнала ЗГ. Смещающее напряжение $E_{см}$, приложенное к варикапу, может изменяться потенциометром D , или регулироваться напряжением с выхода ФАПЧ при работе в режиме внешней синхронизации ЗГ.

Распределители

Распределители генераторного оборудования ЦСП предназначены для формирования определенного числа импульсных последовательностей с одинаковыми частотой следования и длительностью импульсов, причем импульсы разных последовательностей должны быть сдвинуты относительно друг друга на определенный интервал времени.

Один из способов построения распределителя, который одновременно с распределением импульсов по разным выходам обес-

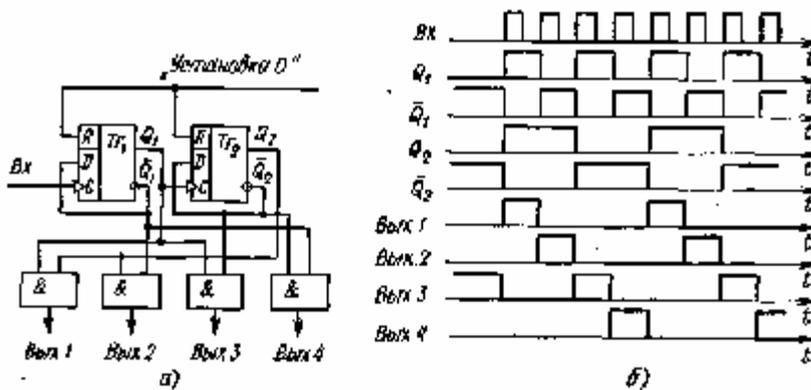


Рис. 8.21. Принципиальная схема распределителя на четыре разряда, выполненного на основе двоичного счетчика и дешифратора (а) и временные диаграммы его работы (б)

печивает деление частоты следования импульсов, - это каскадное включение двоичного счетчика и дешифратора. На рис. 8.21, а представлен простой пример такого построения распределителя на четыре разряда. Двухразрядный счетчик собран на D триггерах (Tr_1, Tr_2), дешифратор с четырьмя выходами собран на схемах И. Временные диаграммы работы распределителя показаны на рис. 8.21, б.

Перед запуском распределителя сигналом "Установка 0" оба триггера устанавливаются в состояние $Q = 0, \bar{Q} = 1$. Первый тактовый импульс изменит состояние триггеров, второй - вернет Tr_1 в исходное состояние и т. д. Подключив соответствующие выходы триггеров к схемам И, можно получить на выходах последовательность четырех импульсов одинаковой длительности, сдвинутых относительно друг друга на определенный интервал времени и следующих с одинаковой частотой. Частота следования импульсов на каждом выходе определяется частотой следования входных импульсов и коэффициентом деления счетчика. При числе триггеров в счетчике n и входной частоте следования $f_{вх}$ частота следования выходных импульсов $f_{вых} = f_{вх} / 2^n$.

Распределители могут быть выполнены на основе одноклакового регистра сдвига с обратной связью. Схема такого распределителя на четыре разряда показана на рис. 8.22, а, а временные диаграммы его работы - на рис. 8.22, б.

8.5. УСТРОЙСТВА ТАКТОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

Устройства тактовой синхронизации (УТС) обеспечивают синхронную работу ГО приемной и передающей частей ЦСП, а также устройств регенерации. Только в этом случае ГОпр будет

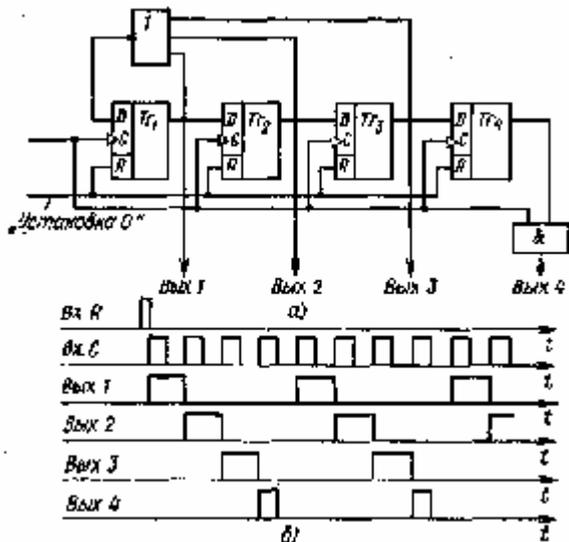


Рис. 8.22. Принципиальная схема распределителя на четыре разряда, выполненного на основе одноклапного регистра сдвига с обратной связью (а) и временные диаграммы его работы (б)

вырабатывать управляющие сигналы, совпадающие по частоте и времени с импульсными последовательностями, поступающими в оконечную станцию ДСП из линейного тракта, обеспечивая тем самым правильное распределение принимаемых импульсов по канальным интервалам и циклам и соответственно правильное декодирование кодовых комбинаций. Следовательно, основная задача УТС - исключить или сделать минимальным расхождение частот ГО передачи и приема. Как известно, в АСП для этих целей применяют в основном технические решения, позволяющие стабилизировать частоты ЗГ приемной и передающей аппаратуры (например, кварцевая стабилизация). Рассмотрим, достаточно ли применения принципа стабилизации частоты ЗГ для ДСП.

Предположим, что частота ЗГ первичной ЦСП $\omega = 2,048 \text{ МГц}$. Определим максимально допустимую относительную нестабильность частоты ЗГ: $k = \Delta\omega / \omega$, где ω - номинальное значение ω , $\Delta\omega$ - максимальное отклонение частоты ЗГ от номинального значения. Очевидно, что в предельном случае управляющий распределительный импульс может не совпадать по временному положению с регистрируемым на величину, равную длительности одного символа, т. е. на половину тактового интервала $T/2$ (при этом говорят о несинхронности передающего и приемного оборудования по символам). В наихудшем случае при отклонении частот ЗГ в разные стороны от ω на величину $\Delta\omega$ взаимное положение регистрируемого и управляющего импульсов должно отличаться на $\Delta t < T/4 = 1/(2f\Delta\omega)$. При этом период T не должен изменяться больше чем на $T/4$.

Предположим, что в момент включения системы частоты ЗГ передающей и приемных частей первичной ЦСП одинаковы и в дальнейшем расходятся. Определим, за какой промежуток времени $t_{\text{нс}}$ при относительной нестабильности k частот ЗГ будет достигнуто состояние несинхронности по символам (пропадание синхронизма). Так как $\Delta\omega = k\omega = \sqrt{4fk\omega}$, то, следовательно, $t_{\text{нс}} = 1/(4T_0k)(8-10\text{бУ})$.

Если принять, что система выходит из состояния синхронизма каждый час (а это будет очень плохая система, поскольку выход из состояния синхронизма по символам приводит к прекращению связи), то требуемая в данном случае относительная нестабильность частоты ЗГ составит

$k \ll 1/8 \cdot 10^{-3,6-10}$ до $3,7 \cdot 10^{-10}$, что недостижимо по техническим и экономическим соображениям.

Из вышеприведенных расчетов можно сделать вывод, что реализация современных ЦСП без устройств тактовой синхронизации (фазирования по посылкам) невозможна.

К устройствам тактовой синхронизации ЦСП предъявляются следующие требования:

высокая точность подстройки частоты и фазы управляющего сигнала ЗГ приемной части;

малое время вхождения в синхронизм;

сохранение состояния синхронизма при кратковременных перерывах связи.

Различают две группы УТС, отличающихся методом использования синхросигналов. К первой группе относятся устройства с синхронизацией по специальному синхросигналу. Этот метод усложняет построение линейного тракта ЦСП и генераторного оборудования, к тому же точность установки фазы управляющих сигналов в большой степени связана с нелинейными искажениями и неравномерностью частотных характеристик линейного тракта. Ко второй группе относятся УТС с подстройкой фазы управляющих импульсов под основной принимаемый сигнал. Такую подстройку можно осуществить либо по специальным синхроимпульсам, либо по рабочим (информационным) импульсам (элементам кодовых комбинаций цикла). Применение специальных синхроимпульсов снижает пропускную способность системы, поэтому на практике реализуется метод тактовой синхронизации по рабочим импульсам. Эту группу УТС можно разделить на две подгруппы, отличающиеся способом выделения тактовой частоты.

В ДСП с невысокой скоростью передачи в основном используются УТС с резонансной схемой выделения

тактовой частоты. Достоинства резонансных схем — простота реализации и, как следствие, улучшение экономических показателей системы — являются определяющими для ЦСП местных и зональных сетей. Недостатки УТС такого типа: быстрое пропадание тактовой частоты при перерывах связи или появлении в принимаемом сигнале длинных серий пробелов (нулей); зависимость стабильности выделенной тактовой частоты (а следовательно, и точности фазирования) от длины серии нулей (характера кодовых комбинаций) и стабильности параметров фильтров, выделителя тактовой частоты, а также от скорости передачи. Более сложным является метод синхронизации с применением устройств автоподстройки частоты генераторов тактовой частоты приемного оборудования, лишенный недостатков первого метода. Иначе эти два метода называют соответственно методами пассивной и активной фильтрации частоты. Устройства тактовой синхронизации с активной фильтрацией получают все большее распространение в ЦСП благодаря своим достоинствам и простоте реализации на основе совершенной элементной базы, обеспечиваемой развитием микроэлектроники.

Рассмотрим метод пассивной фильтрации тактовой частоты, сущность которого состоит в том, что из входного цифрового сигнала с помощью полосовых фильтров, резонансных контуров или избирательных усилителей выделяется тактовая частота. Часть УТС, обеспечивающая выполнение этих функций, называется выделителем тактовой частоты (ВТЧ).

Известно, что энергетический спектр случайной последовательности импульсов со скажностью $q > 1$ содержит как непрерывную $S_c(f)$, так и дискретную $S_d(f)$ составляющую (рис. 8.23, а). Дискретная часть энергетического спектра представляет собой сумму гармоник, кратных f_T (частоте следования импульсов). Этот вывод можно сделать, не применяя сложных математических выкладок, если представить случайный двоичный сигнал $u(t)$ в виде суммы регулярной однополярной последовательности импульсов $m_1(t)$ и случайной двухполярной последовательности импульсов $m_2(t)$ (рис. 8.23, б).

Как известно, регулярная последовательность импульсов с частотой f имеет дискретный (линейчатый) спектр $S_d(f)$, в составе которого в качестве первой гармоники выступает составляющая с частотой, равной тактовой. Попутно отметим, что случайная двухполярная последовательность импульсов, как видно из рисунка, не может быть, в свою очередь, получена как сумма

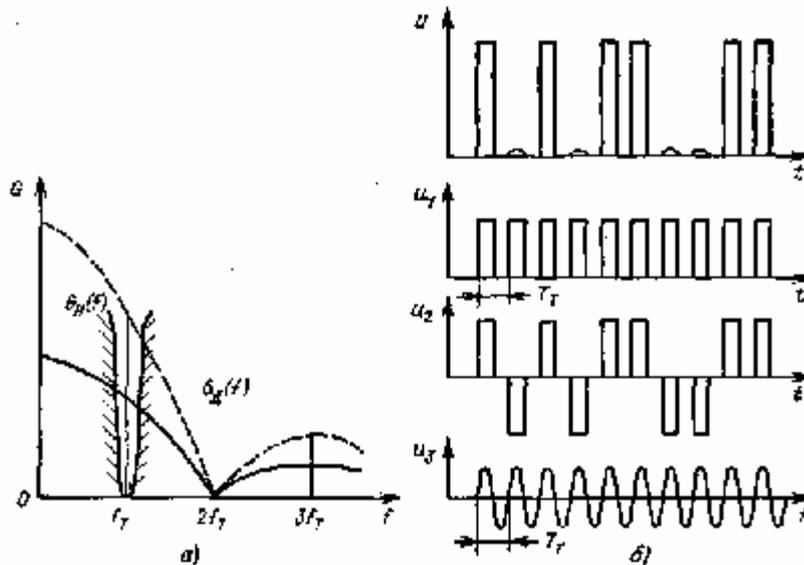


Рис. 8.23. Принцип выделения тактовой частоты из спектра случайного цифрового сигнала случайной и регулярной составляющих и, следовательно, спектр такой последовательности не содержит дискретных составляющих. Очевидно, что превращение двухполярной последовательности в однополярную (например, применение выпрямительных устройств) позволяет восстановить дискретную часть спектра. Следует обратить внимание на то, что если линейный сигнал представляет собой случайную последовательность импульсов $m(t)$ с частотой f и $q = 1$, то энергетический спектр такого сигнала вообще не содержит дискретной части спектра. Сказанное можно проследить по рис. 8.24, на котором показано, что если $q \rightarrow 1$, то регулярная последовательность импульсов $m(t)$ "сливается" в постоянную составляющую. Для получения тактовой частоты в этом случае приходится применять более сложный метод нелинейного преобразования, чем выпрямление, например метод выделения фронтов, позволяющий увеличить скажность двоичной последовательности импульсов и тем самым ввести в спектр преобразованного сигнала дискретную составляющую.

На рис. 8.25 показан принцип выделения фронтов сигнала со скажностью $q = 1$. С этой целью формируется вспомогательная последовательность импульсов (рис. 8.25, б), полученная из входной (рис. 8.25, а) сдвигом на половину тактового интервала. Вычитание из первой последовательности второй приводит к формированию случайной двухполярной последовательности со

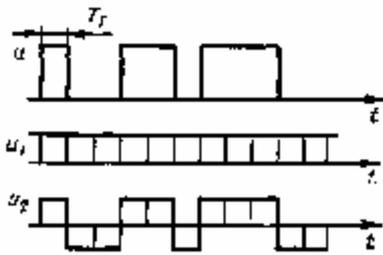


Рис. 8.24. Расположение последовательности импульсов, "затянутых на тактовый интервал", на периодическую и случайную составляющие

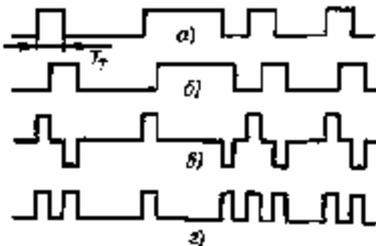


Рис. 8.25. Получение тактовой частоты из последовательности импульсов, "затянутых на тактовый интервал"

скважностью $q = 2$ (рис. 8.25, в) и тактовой частотой, равной, как видно из рисунка, тактовой частоте входной последовательности. В результате выпрямления двухполярной последовательности формируется однополярный сигнал с тактовой частотой, равной тактовой частоте входной случайной последовательности импульсов, и скважностью $q = 2 > 1$ (рис. 8.25, г). В спектре этой последовательности содержится дискретная составляющая с частотой, равной тактовой. Аналогичных результатов можно достигнуть, используя для выделения фронтов дифференцирующие цепи.

В практических случаях на вход ВТЧ двоичный сигнал приходит искаженным, с "заваленными фронтами", а иногда устройствами линейного тракта специально формируется сигнал в виде олоколообразных импульсов (рис. 8.26, а). Формирование импульсной последовательности со скважностью $q > 1$ при этом возможно путем одно- или двухстороннего ограничения, что и показано на рис. 8.26, б.

В оконечной приемной аппаратуре при резонансном методе тактовой синхронизации в качестве ЗГ, как правило, используется ВТЧ, благодаря чему обеспечивается жесткое фазирование управляющих импульсных последовательностей приемной части относительно управляющих импульсных последовательностей передающей части системы. Выделенный гармонический сигнал тактовой частоты обычно преобразуется в основную управля-



Рис. 8.26. Принцип формирования импульсной последовательности, содержащей тактовую частоту, из последовательности колоколообразных импульсов

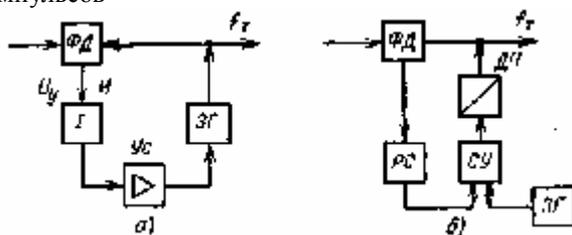


Рис. 8.27. Структурные схемы устройства активной фильтрации тактовой частоты: а) — импульсную последовательность с частотой, равной f_T , из которой в ГО формируют другие управляющие сигналы. Для формирования тактовых импульсов используются специальные устройства формирования синхроимпульсов.

Рассмотрим более подробно УТС с активной фильтрацией. Устройства активной фильтрации тактовой частоты могут быть с непосредственным воздействием на местный ЗГ тактовой частоты и с воздействием на промежуточный преобразователь (ГПП) тактовой последовательности.

Структурные схемы УТС с активной фильтрацией представлены на рис. 8.27.]

В схеме с непосредственным воздействием на ЗГ (рис. 8.27, а) подстройка тактовой частоты под частоту

принимаемых импульсов осуществляется по управляющему напряжению U_y , снимаемому с фазового дискриминатора (ФД), значение и знак которого зависят от значений и знака разности фаз входных сигналов ФД. Так как напряжение \mathcal{E}/y на выходе ФД имеет дискретный характер, непрерывное регулирование частоты ЗГ можно осуществить, пропуская напряжение \mathcal{E}/y через интегратор (сглаживающую цепочку). В схеме на рис. 8.27, б тактовая частота изменяется за счет изменения числа импульсов, поступающих на вход делителя частоты (ДЧ) через схему управления (СУ). Управление осуществляется сигналом с выхода ФД, прошедшим через цифровой интегратор, выполненный на основе реверсивного счетчика (РС). | На рис. 8.28 представлена схема ВТЧ, используемая в УТС с пассивной фильтрацией. Биполярный линейный сигнал выпрямляется схемой двухполупериодного выпрямителя на диодах VD1 и VD2 с одновременным ограничением по минимуму, достигаемым за счет подачи на диоды обратного напряжения смещения $E_{см}$. Порог ограничения определяется напряжением $-E_{см}$ и сопротивлением резистора R2. Эмиттерный повторитель на транзисторе VT, имеет высокое входное сопротивление, что исключает шунтирующее влияние источника сигнала, вызывающее снижение добротности контура

392

I

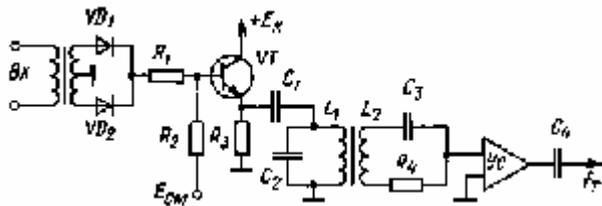


Рис. 8.28. Принципиальная схема ВТЧ

L} C2 выделяющего из последовательности входных импульсов первую гармонику тактовой частоты. Фильтрующее действие контура основано на принципе ударного возбуждения. Для получения максимальной амплитуды возбуждаемого в контуре колебания частота следования импульсов должна быть равна резонансной частоте контура, а длительность импульсов на входе контура не превышать половину периода следования $T/2$.

Действительно, из теории электрических цепей известно, что в момент поступления импульса на вход контура начинается заряд конденсатора, продолжающийся $1/4$ периода собственных колебаний контура, затем конденсатор разряжается в течение $1/4$ периода через индуктивность, причем в конце интервала $T/2$ ток через индуктивность достигает максимального значения. Если в этот момент импульс на входе контура заканчивается, т. е. с выводов контура снимается напряжение, в контуре возникает ЭДС, поддерживающая ток через индуктивность и вызывающая перезаряд конденсатора до максимального значения напряжения обратной полярности. Если же длительность импульса будет больше $T/2$, процесс перезаряда будет определяться свободными колебаниями в контуре, затухающими вследствие потерь, и амплитуда отрицательного полупериода окажется меньше, чем при длительности импульса $T/2$.

Очевидно, границы тактовых интервалов должны определяться моментами перехода напряжения тактовой частоты через нуль. В эти моменты времени формируются управляющие импульсы с частотой следования, равной тактовой. Положение тактовых точек (рис. 8.29, а) зависит от положения фронтов импульсов, входного сигнала УТС и имеет случайный характер. Амплитуда сигнала на выходе контура зависит от числа следующих подряд импульсов, убывая по экспоненциальному закону при появлении в сигнале длинной серии нулей (рис. 8.29, б). Сигнал на выходе контура не является в полной мере гармоническим, поэтому его называют квазигармоническим.

Устройство формирования синхроимпульса УТС обладает некоторым порогом чувствительности $АСА, * 0$ (см. рис. 8.29, б), наличие которого также приводит к смещению тактовых точек от

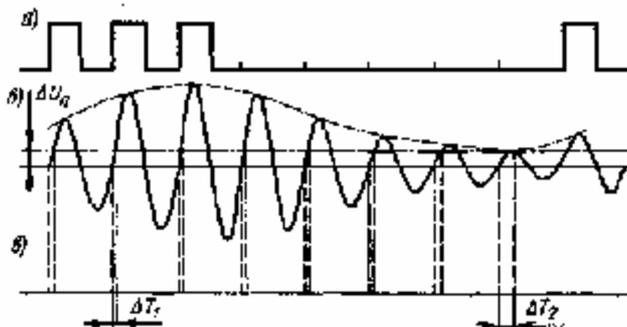


Рис. 8.29. Влияние длинных серий нулей на амплитуду тактовой частоты и фазовые флуктуации идеального местоположения на величину ΔT , зависящую от амплитуды выходного сигнала контура (рис. 8.29, в). Используя высокодобротный контур, можно уменьшить фазовые смещения (флуктуацию) тактовых точек, вызванные уменьшением амплитуды сигнала на выходе контура при длинных сериях нулей. В то же время увеличение добротности Q контура приводит к увеличению избирательности, что ужесточает

требования к стабильности положений фронтов импульсов, поступающих на контур, так как изменение положения фронтов приводит к изменению тактовой частоты сигнала.

Для уменьшения нестабильности тактовой частоты, вызванной рассмотренными выше двумя причинами, необходимо выполнение двух противоречивых требований, предъявляемых к добротности Q контура. Если ограничить специальными мерами число следующих подряд нулей в сигнале на входе УТС величиной $n_0 < 10$, добротность контура может не превышать $Q = 100$.

Дополнительная подстройка фазы тактового напряжения в практических случаях может быть осуществлена схемой фазовра-щателя, выполненного на элементах $L2, C3, D$, а фаза тактовой частоты обычно изменяется подбором емкости конденсатора C (см. рис. 8.28).

8.6. УСТРОЙСТВА ЦИКЛОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ Принципы работы приемников циклового синхросигнала

Система цикловой синхронизации предназначена для восстановления и удержания состояния циклового синхронизма между передающей и приемной частями ЦСП. Она включает в себя передатчик и приемник синхросигнала (СС). Передатчик формирует в передающей части кодовую группу определенной структуры, расположенную в начале цикла передачи. В приемнике осуществляется опознавание кодовых групп, структура которых совпадет со структурой СС, и вырабатывается информация о принадлежности опознанных кодовых групп передаваемому СС. При обнаружении циклового СС производится фазирование ГО приемной части. Необходимо, чтобы восстановление состояния синхронизма происходило как можно быстрее, а затем удерживалось как можно дольше. Противоречивость этих требований заключается в том, что высокая помехоустойчивость системы цикловой синхронизации (определяемая длительностью удержания состояния синхронизма) достигается включением накопительных устройств, которые замедляют процесс восстановления синхронизма. Следовательно, чем выше помехоустойчивость системы цикловой синхронизации, тем дольше длится процесс восстановления синхронизма. Поэтому в системах синхронизации выбирается минимальная емкость накопительных устройств, обеспечивающая требуемую помехоустойчивость.

По принципу действия приемники циклового СС могут быть разделены на неадаптивные и адаптивные. В неадаптивных приемниках емкости накопительных устройств соответствуют предполагаемой заранее вероятности ошибок в линейном тракте и не изменяются в процессе работы. В адаптивных приемниках емкости накопительных устройств изменяются в соответствии с изменением реальных значений этой вероятности.

Структурная схема неадаптивного приемника СС представлена на рис. 8.30. Групповой цифровой поток поступает на вход опознавателя СС, состоящего из регистра сдвига (РС) и дешифратора (Дш). Каждая комбинация символов, аналогичная синхронизирующей, вызывает формирование сигнала на выходе дешифратора. Если система передачи находится в состоянии синхронизма, то сигнал с выхода опознавателя совпадает по времени с сигналом с выхода ГО. При этом на выходе логического элемента НЕТ, соединенного с накопителем по выходу из синхронизма, сигнал отсутствует, а на выходе логического элемента И₁, соединенного с накопителем по входу в синхронизм, формируется сигнал, соответствующий моменту опознавания синхрокомбинации. В результате накопитель по входу в синхронизм (рассчитанный обычно на два — три следующих подряд импульса) оказывается заполненным, а накопитель по выходу из синхронизма (рассчитанный на четыре - шесть следующих подряд импульсов) - разряженным до нулевого состояния. Ложные синхрогруппы, формируемые в групповом сигнале, вследствие случайного сочетания 1 и 0 не совпадают по времени с сигналом на выходе ГО, а следовательно и не участвуют в процессе накопления.

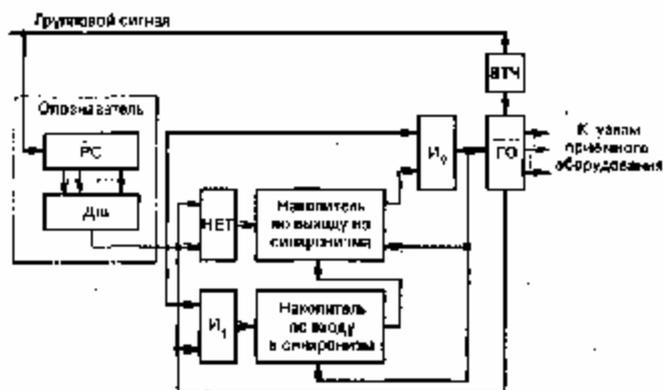


Рис. 8.30. Структурная схема неадаптивного приемника синхросигнала

При кратковременных искажениях СС, возникающих либо при сбоях синхронизации в системах более высокого порядка, либо под воздействием помех, сигнал с выхода ГО проходит через логический элемент НЕТ на вход накопителя по выходу из синхронизма. Однако если накопитель не успеет заполниться, то сбой синхронизации не происходит и по первому же сигналу с выхода накопителя по входу в синхронизм

осуществляется сброс в нулевое состояние накопителя по выходу из синхронизма.

При отсутствии СС в g , следующих подряд циклах (g , - коэффициент накопления в накопителе по выходу из синхронизма) логический элемент И2 открывается и первый же импульс, сформировавшийся на выходе опознавателя из ложной синхрогруппы, переведет ГО и накопитель по входу в синхронизм в нулевое состояние, а накопитель по выходу из синхронизма - в состояние, соответствующее g , — 1 импульсам на его входе.

Если ложная синхрогруппа сформируется на одних и тех же позициях в цикле меньше чем g , раз подряд (g_2 - коэффициент накопления накопителя по входу в синхронизм), накопитель по выходу из синхронизма окажется заполненным и процесс опознания группового сигнала продолжится до момента формирования следующей ложной синхрогруппы. Соответствующий ей сигнал с выхода опознавателя, пройдя через открытый логический элемент И2, установит ГО в новое состояние. Этот процесс длится до тех пор, пока не будет найдена истинная синхрогруппа. Если же ложная синхрогруппа сформируется на одних и тех же позициях в цикле g_2 или более раз подряд, накопитель по выходу из синхронизма перейдет в нулевое состояние и процесс опознавания группового сигнала прекратится до тех пор, пока вновь не заполнится накопитель по выходу из синхронизма. Отсюда еле-

дует, что емкость накопителя по входу в синхронизм должна быть выбрана таким образом, чтобы практически в течение всего времени поиска состояния синхронизма накопитель по выходу из синхронизма оставался заполненным. При этом не будет происходить существенного замедления процесса поиска синхронизма.

При обнаружении истинного СС накопитель по входу в синхронизм заполняется и сбрасывает накопитель по выходу из синхронизма в нулевое состояние, в результате этого обеспечивается достаточная инерционность системы цикловой синхронизации в режиме удержания синхронизма. Таким образом, как видно из рис. 8.31, а, в неадаптивном приемнике СС время восстановления синхронизма (в складывается из времени накопления по выходу из синхронизма $t_{\text{вых}}$, времени накопления по входу $t_{\text{вх}}$ и времени поиска СС $t_{\text{п}}$).

Недостатки такого способа построения приемника циклового СС определяются прежде всего тем, что значения емкости накопителей по выходу из синхронизма и по входу в синхронизм фиксированы. Действительно, при увеличении вероятности ошибок в линейном тракте время удержания состояния синхронизма оказывается меньше требуемого значения, а при уменьшении вероятности ошибок имеет место запас по времени удержания синхронизма и, следовательно, необоснованное увеличение времени восстановления синхронизма. Поскольку значение вероятности искажения символов в линейном тракте в течение всего времени работы никогда не может быть точно установлено заранее, в неадаптивных приемниках циклового СС практически никогда не могут быть достигнуты оптимальные параметры времени восстановления синхронизма и помехоустойчивости.

Указанный недостаток становится особенно важным, когда передача группового потока осуществляется не по отдельной цифровой системе, а по нескольким ЦСП, которые к тому же могут быть организованы не только по кабельным, но и по радиорелейным и спутниковым линиям связи. При этом если передача по кабельным линиям осуществляется обычно с достаточно низкой вероятностью ошибок (10^{-6} и ниже), то на радиорелейных и спутниковых линиях, характеризующихся наличием замираний, возможно временное повышение вероятности ошибок свыше 10^{-6} . Поэтому при последовательном включении ЦСП с высокой и низкой вероятностями ошибок в линейном тракте может оказаться, что в ЦСП с низкой вероятностью ошибок емкость накопительных устройств приемника СС должна соответствовать режиму работы с высокой вероятностью ошибок. Очевидно, что это требование не может быть реализовано при фиксированных значениях емкости накопителей. Кроме того, рассмотренный способ характеризуется сравнительно большим

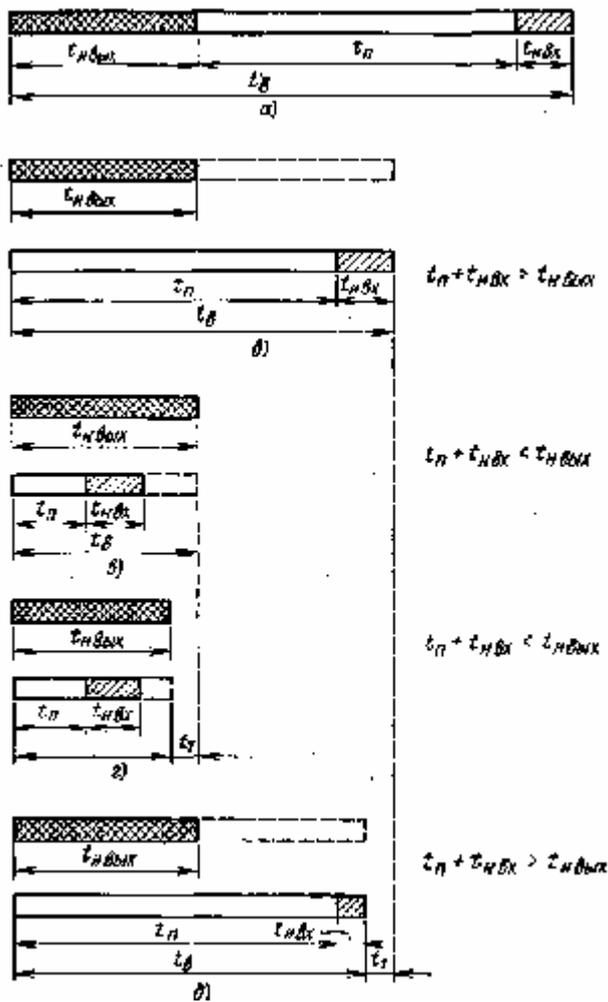


Рис. 8.31. Диаграммы работы приемника синхросигнала: неадаптивного (а), адаптивного к вероятности искажения символов в линейном тракте (б, в), полностью адаптивного (г, д) временем восстановления синхронизма вследствие того, что процессы накопления и поиска СС осуществляются последовательно.

Указанные недостатки частично устраняются в приемнике СС, адаптивном к повышению вероятности ошибок в тракте. В приемнике (рис. 8.32) накопление по выходу из синхронизма и поиск СС происходят параллельно в цепях удержания синхронизма и поиска СС. В этом случае по первому же импульсу на

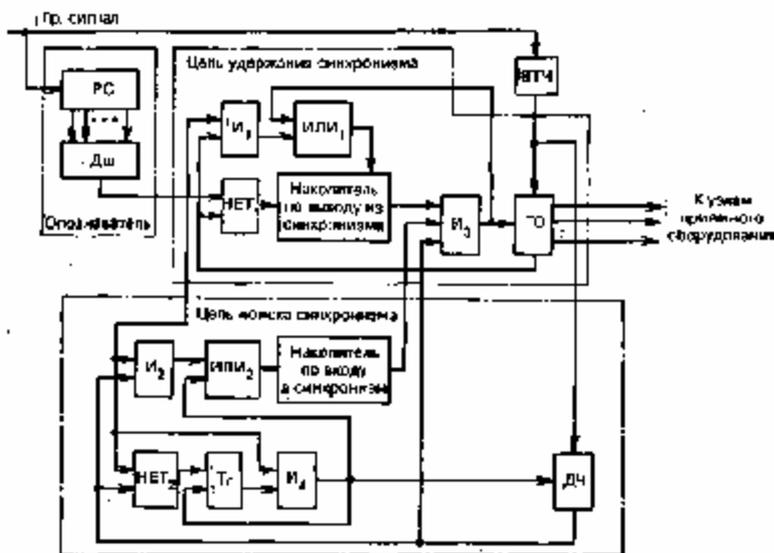


Рис. 8.32. Структурная схема приемника синхросигнала, адаптивного к вероятности ошибок в линейном тракте
 входе накопителя по выходу из синхронизма начинается процесс поиска СС, в то время как ГО продолжает сохранять предыдущее состояние до тех пор, пока не будет зафиксировано новое состояние синхронизма. В состоянии синхронизма накопитель по выходу из синхронизма разряжен и, следовательно, сигнал сброса на

входе ГО отсутствует.

Благодаря совпадению временных положений импульсных последовательностей с выходов опознавателя и делителя частоты (коэффициент деления которого равен коэффициенту деления ГО) накопитель по входу в синхронизм оказывается заполненным, а триггер Тг удерживает логический элемент И4 в закрытом состоянии, при котором ложные синхрогруппы, формирующиеся в групповом сигнале, не вызывают сброса делителя частоты (ДЧ).

При сбое синхронизма накопитель по выходу из синхронизма заполняется и вырабатывает разрешающий сигнал на входе логического элемента И3. Последний, однако, остается закрытым до тех пор, пока на его вход не будет подан также разрешающий сигнал с выхода накопителя по входу в синхронизм. В цепи поиска СС логический элемент И4 открывается сигналом с выхода триггера (Тг), и первый же ложный СС, сформировавшийся в групповом потоке, устанавливает ДЧ и Тг в нулевые состояния. В результате логический элемент И4 оказывается закрытым до

тех пор, пока на анализируемой позиции не сформируется комбинация символов, отличающаяся от синхронизирующей. Следующий ложный СС вновь установит ДЧ и Тг в нулевые состояния. Таким образом, процесс поиска СС осуществляется независимо от состояния накопителя по выходу из синхронизма.

При обнаружении истинного СС накопитель по входу в синхронизм заполняется и вырабатывает разрешающий сигнал на входе логического элемента И3. Если к этому моменту накопитель по выходу из синхронизма уже заполнен, сигнал с выхода ДЧ устанавливает ГО в нулевое состояние. При длительном искажении СС состояние циклового синхронизма удерживается сколь угодно долго благодаря отсутствию разрешающего сигнала из цепи поиска, что равносильно увеличению емкости накопителя по выходу из синхронизма. Естественно, что заполнение накопителя по входу в синхронизм ложными СС приводит в этом случае к сбою синхронизации.

В рассмотренном приемнике СС процессы накопления по выходу из синхронизма и поиска СС протекают параллельно (см. рис. 8.31, б). При этом

$$f_n = \begin{cases} f_n + f_{n \text{ вх}} & \text{при } f_{n \text{ вх}} \leq f_n + f_{n \text{ вх}} \\ f_n \text{ вх} & \text{при } f_{n \text{ вх}} \geq f_n + f_{n \text{ вх}} \end{cases}$$

Из рисунка видно, что такой приемник СС адаптивен только к повышению вероятности ошибок в линейном тракте. Действительно, при длительном поиске СС (см. рис. 8.31, б), соответствующем режиму работы с высокой вероятностью ошибок, ГО не устанавливается в новое состояние, пока не будет найден истинный СС, что эквивалентно увеличению емкости накопителя по выходу из синхронизма (показано штрихпунктирной линией). При непродолжительном поиске синхросигнала (см. рис. 8.31, в), что соответствует режиму работы с низкой вероятностью ошибок, емкость накопителя по выходу из синхронизма не уменьшается, что эквивалентно увеличению емкости накопителя по входу в синхронизм. Это приводит к неоправданному росту времени восстановления синхронизма.

На рис. 8.33 приведена структурная схема приемника СС, адаптивного как к повышению, так и к понижению вероятности ошибок, в линейном тракте. Эта схема отличается от изображенной на рис. 8.32 тем, что выходы накопителей подключены к логическому элементу И3 не прямо, а через сумматор и пороговое устройство (ПУ). В этом случае сброс ГО осуществляется при достижении суммарной емкостью накопителей уровня, установленного ПУ.

Суммирование производится с учетом коэффициентов, соответствующих весу сигналов с выходов накопителей. Например,

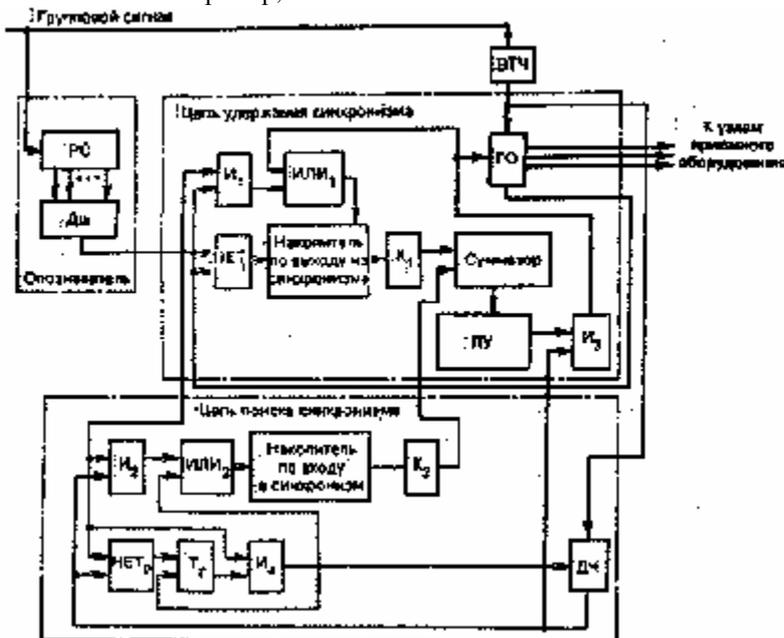


Рис. 8.33. Структурная схема полностью адаптивного приемника синхросигнала при вероятности ошибок в линейном тракте $p = 10^{-10}$ и 10-сим-вольном СС ($p_{ж} = (1/2)^{10} = 10^{-3}$) коэффициенты суммирования $K\{ = K_2 = 1$. При $p = 10^{-10}$ и $p_{ж} = 10^{-3}$ коэффициент суммирования для накопителя по выходу из синхронизма $K_1 = 1$, для накопителя по входу в синхронизм $K_2 = 0,5$. В полностью адаптивном приемнике СС обеспечивается сокращение времени восстановления синхронизма на $1/2$, за счет того, что в режиме работы с низкой вероятностью ошибок уменьшается емкость накопителя по выходу из синхронизма (см. рис. 8.31, г), а в режиме работы с высокой вероятностью ошибок уменьшается емкость накопителя по входу в синхронизм.

Полностью адаптивный приемник СС используется практически во всех разработанных в последнее время отечественных цеп.

Дальнейшее уменьшение времени поиска СС может быть достигнуто за счет увеличения числа цепей контроля группового сигнала или изменения последовательности контроля позиций (вначале контролируются позиции, расположенные в зоне СС, а затем - остальные позиции в цикле передачи), что оказывается весьма эффективным при искажении сигнала согласования скоростей в СП высших порядков (см. гл. 9).

Выбор структуры синхросигнала

Определение оптимальной структуры СС заключается в выборе в качестве синхронизирующей такой комбинации символов, которая при фиксированной длительности цикла обеспечивает минимальное время поиска СС. При равной вероятности формирования 1 и 0 в групповом сигнале вероятность формирования кодовых групп любой структуры одинакова, а следовательно, одинаково их среднее число в рассматриваемом отрезке группового сигнала. Однако среднее время поиска СС при использовании в качестве синхронизирующих кодовых групп различной структуры весьма различно.

Это объясняется тем, что кодовые группы различной структуры по-разному группируются в случайном цифровом потоке. Так, кодовые группы вида 111...1 и 000...0 группируются в пакеты наибольшей длительности, а кодовые группы, например, вида 1000...0 или 0111...1 - в пакеты наименьшей длительности. Действительно, если сформировалась кодовая группа 111...1 или 000...0, то вероятность формирования второй такой же кодовой группы непосредственно вслед за первой равна $1/2$ независимо от длительности, в то время как вторая кодовая группа вида 0111...1 может быть сформирована не ранее чем через b символов с вероятностью $1/2$. Равенство в цифровом потоке среднего числа кодовых групп любой структуры позволяет сделать вывод о том, что пакеты кодовых групп наибольшей длительности формируются в импульсном потоке в соответствующее число раз реже, чем пакеты наименьшей длительности.

Процесс поиска СС, как уже было показано раньше, заключается в том, что после опознания ложного СС следующее опознавание производится на тех же временных позициях в очередном цикле. В результате из пачки СС анализируется только первая, а остальные отбрасываются. Это обеспечивает относительно быстрый анализ цифрового потока в зоне случайного сигнала при использовании в качестве синхронизирующих кодовых групп вида 111...1 и 000...0, но при этом в зоне СС анализ цифрового потока существенно замедляется.

Наоборот, при использовании в качестве синхронизирующих кодовых групп, например, вида 011...1 анализ цифрового потока в зоне случайного сигнала относительно замедляется, но при этом в зоне СС анализ цифрового потока существенно ускоряется. Поэтому при выборе структуры СС необходимо оценить суммарное время его поиска:

$$M(t_n) = M(t_n)_{\text{сл}} + M(t_n)_{\text{с}},$$

где $M(t_n)_{\text{сл}}$ и $M(t_n)_{\text{с}}$ - среднее время поиска СС в зонах случайного сигнала и самого СС соответственно. Наиболее удачная классификация различных кодовых групп основана на понятии критических точек. В соответствии с этим понятием кодовая группа длиной b имеет критические точки после тех же первых u символов, которые оказываются идентичными последним $b-u$ символам. Тогда наименьшее число критических точек в кодовых группах — одна (например, в кодовой группе 011...1 — на последнем символе), наибольшее b (в кодовой группе 111...1 — на 1, 2, 3, ..., b -м символах). Кодовая группа, например, 0101...01 имеет в своем составе $b/2$ критических точек на всех символах.

Сравним среднее время поиска СС при использовании в качестве синхронизирующих кодовых групп с одной и b критическими точками. Среднее время поиска СС в зоне случайного сигнала определяется выражением

$$M(t_n)_{\text{сл}} = (a-b+1) \left[\frac{2^b}{(2^b-1) \sum_{j=1}^k 2^{aj}} + \frac{1}{a+b} \right] T_{\text{ц}}, \quad (8.1)$$

где a - число информационных символов в цикле; d - число символов от начала кодовой группы до u -й критической точки; k - число критических точек; $T_{\text{ц}}$ - период следования циклов. Тогда при использовании кодовых групп с одной критической точкой

$$M'(t_{n,c}) = (a-b-1) \left[\frac{1}{(2^b-1)} + \frac{1}{a-b} \right] T_{\text{ш}}$$

а с b критическими точками

$$M''(t_{n,c}) = (a-b+1) \left[\frac{2^b-1}{(2^b-1)^2} + \frac{1}{a-b} \right] T_{\text{ш}}$$

В том случае, когда поиск ведется в зоне самого СС и в качестве синхронизирующих выбраны кодовые группы с одной критической точкой, вероятность формирования ложного СС равна нулю, а время поиска синхросигнала в этой зоне равно ее длительности, т. е.

$$M'(t_{n,c}) = 2T_{\text{ш}}(b-1)/(a+b).$$

При кодовых группах с b критическими точками среднее время поиска в зоне СС можно определить по формуле

$$M''(t_{n,c}) = 2 \left(\frac{b-1}{a+b} + \sum_{i=1}^{b-1} \frac{1}{2^i-1} \right) T_{\text{ш}}$$

Тогда общее время поиска СС при использовании в качестве синхронизирующих кодовых групп с одной критической точкой составит

$$M'(t_{n,c}) = \left(\frac{a-b+1}{(2^b-1)} + \frac{a+b-1}{a+b} \right) T_{\text{ш}}$$

а при кодовых группах с b критическими точками

$$M''(t_{n,c}) = \left[\frac{2^{b-1}(a-b-1)}{(2^b-1)^2} + 2 \sum_{i=1}^{b-1} \frac{1}{2^i-1} + \frac{a+b-1}{a+b} \right] T_{\text{ш}}$$

Рассмотрим в качестве примера цикл вторичной ДСП, имеющий следующие параметры: число информационных позиций в цикле $a = 1048$, число синхросимволов $b=8$, $T_{\text{ц}} = 0,125$ мс. В этом случае $M'(Q = (1041/255 + 1055/1056) 0,125 = 0,625$ мс, $M''(Q = (1041/2-255 + 1055/1056 + 3,2) 0,125 = 0,775$ мс, т. е. применение в качестве синхронизирующих кодовых групп с одной критической точкой обеспечивает меньшее время восстановления синхронизма. При более длинных циклах кодовые группы, имеющие в своем составе b критических точек, оказываются более эффективными.

На рис. 8.34 показана зависимость среднего времени поиска СС (выраженного в числе циклов) от длительности цикла при использовании в качестве синхронизирующих кодовых групп различной длительности с одной (сплошные линии) и b (штриховые линии) критическими точками. Эти же графики позволяют решать и обратную задачу: по заданному среднему времени поиска СС и фиксированной длительности цикла находить соответствующую им минимальную длительность СС.

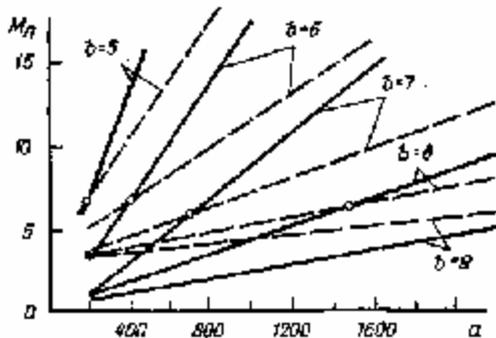


Рис. 8.34. Зависимость среднего времени поиска синхросигнала (в циклах) от числа импульсных позиций в цикле

Увеличивая длительность цикла и соответственно длину СС (в результате коэффициент использования группового тракта по пропускной способности остается без изменения), можно значительно сократить длительность процесса поиска СС. Например, как видно из графиков, минимальное время поиска СС при $a = 1000$ и $b = 6$ составляет 12 циклов, а при $b = 9$ и $a = 1500$ - только 3,9 цикла. Это объясняется тем, что при линейном увеличении числа информационных и синхронизирующих символов в цикле среднее время поиска СС уменьшается экспоненциально. Однако увеличение числа указанных символов в цикле связано с ухудшением других параметров ДСП, а именно: увеличением объема буферной памяти, ростом остаточных флуктуаций, а также усложнением ГО.

При необходимости создания цикла большой длительности последний разбивается на несколько равных частей. В этом случае цикл превращается в сверхцикл и отмечается сверхцикловым (или маркерным) СС, а его части (циклы) отмечаются цикловым СС, что позволяет уменьшить длительность того и другого синхросигнала. При этом поиск состояния синхронизма разбивается на два этапа: сначала осуществляется

поиск циклового синхронизма, а затем - сверхциклового.

Выбор коэффициентов накопления в приемниках СС

Накопители по выходу из синхронизма и входу в синхронизм являются, по сути дела, решающими устройствами, вырабатывающими информацию о наличии или отсутствии состояния синхронизма. В соответствии с этой информацией в неадаптивных приемниках СС осуществляется переход от режима поиска синхронизма к режиму его удержания и от режима удержания к режиму поиска. В адаптивных приемниках СС реализуется переход от режима удержания прежнего состояния синхронизма к режиму удержания его нового состояния (поиск синхронизма производится параллельно в дополнительной цепи). Рассмотрим требования, предъявляемые к каждому из этих накопителей.

В неадаптивных приемниках СС решение о переходе от режима удержания к режиму поиска принимается при отсутствии СС на анализируемых позициях. Отсутствие СС может объясняться не только потерей синхронизма, но и искажением синхросигнала под действием помех или сбоем синхронизма в системах более высокого порядка.

Уменьшение вероятности ошибочного решения о потере синхронизма связано с увеличением коэффициента накопления γ в накопителе по выходу из синхронизма. Однако с увеличением этого коэффициента возрастает и среднее время восстановления синхронизма, поскольку процессу поиска СС при потере синхронизма должно предшествовать его отсутствие на γ подряд следующих анализируемых позициях. Поэтому расчет накопителя по выходу из синхронизма заключается в определении минимального значения коэффициента накопления γ , при котором можно практически не считаться с вероятностью ложного сбоя синхронизации. При этом необходимо выполнение двух условий:

1) вероятность искажения символов $P_{и}$ из-за сбоев синхронизации, вызванных искажениями СС, должна быть на два - три порядка меньше вероятности искажения символов из-за воздействия помех, т. е.

$$\frac{M(t_{уд})}{M(t_{уд}) - M(t_{уд})_{п}} < (10^{-2} \dots 10^{-3}) P_{п} \quad (8.2)$$

где $M(t_{уд})_{п}$ - среднее время между двумя сбоями синхронизации, вызванными воздействием помех (т. е. время удержания синхронизма);

2) вероятность того, что время восстановления синхронизма в СП более высокого порядка превысит время накопления накопителем по выходу из синхронизма в СП более низкого порядка, должна составлять $10^{-2} \dots 10^{-3}$.

Сбой синхронизации из-за воздействия помех происходит после γ следующих подряд искажений СС. В данном случае среднее время между двумя соседними сбоями определяется выражением, характеризующим среднее время достижения первого успеха, заключающегося в формировании γ импульсов подряд на входе накопителя по выходу из синхронизма. Каждому импульсу соответствует прием искаженного СС с вероятностью $P_{т}$. При этом

$$M(t_{уд})_{п} = \frac{1}{1 - P_{ис}} \left(\frac{1}{P_{ис}^{\gamma}} - 1 \right) T_{уд} \quad (8.3)$$

где $P_{ис} = 1 - (1 - P)$. Поскольку $M(Q)/(M(Q) + M(t_{уд})_{п}) \approx M(Q)/M(t_{уд})_{п}$, а также с учетом того, что при $P_{и} \ll 1$ $P_{ис} = B P_{и}$, из (8.2) получаем

$$\gamma \geq A \left| \frac{\lg(10^{-2} \dots 10^{-3}) P_{п} T_{уд} / M(t_{уд})}{\lg P_{и}} \right|$$

где $A \approx \lceil x \rceil$ - округленное до большего целого значения x . Так, при Γ/M ($\Gamma < 5 \cdot 10^2$ и $B = 8$) получаем $\gamma = 3$.

Для выполнения второго условия необходимо по интегральной функции распределения времени восстановления синхронизма в ЦСП n -го порядка определить такое значение времени восстановления синхронизма $t_{уд}$, вероятность превышения которого составляет $10^{-2} \dots 10^{-3}$. В этом случае

$$\gamma \geq A \left| \frac{t_{уд}^n}{T_{уд}^{n-1}} \right| \quad (8.4)$$

где $T_{уд}$ — период следования СС в ЦСП $(n - 1)$ -го порядка.

Как правило, для выполнения условия (8.4) требуется большее значение коэффициента накопления, чем для реализации условия (8.2). Обычно $\gamma = 4 \dots 6$. При использовании адаптивного приемника СС условие (8.2) имеет еще меньшее значение, поскольку сбой синхронизации из-за воздействия помех происходит в данном случае после γ следующих подряд искажений СС и формирования к этому моменту γ -го, подряд ложных синхрогрупп.

Среднее время удлинения процесса восстановления синхронизма за счет включения накопителя по выходу из синхронизма определяется выражением, аналогичным (8.3) и отличающимся тем, что появление 1 на входе накопителя происходит при отсутствии ложного синхросигнала, вероятность чего равна $1 - 1/2^*$.

Тогда

$$M(t_{уд, макс}) = 2^{b \cdot \gamma} \frac{1}{(1 - 1/2^{b \cdot \gamma})^{\gamma}} - 1 \cdot T_{уд} \quad (8.5)$$

Обычно цикловой СС не защищается от искажений, поэтому искажение любого его символа равносильно полному искажению всего сигнала. При передаче СС помехоустойчивыми кодовыми группами резко возрастает вероятность формирования ложных синхрогрупп, что, в свою очередь, вызывает значительное увеличение среднего времени восстановления синхронизма. Действительно, защита от q ошибок b -разрядной кодовой группы влечет за собой появление s кодовых групп, соответствующих синхронизирующей:

$$s = \sum_{i=1}^q C_b^a$$

и i

Отсюда следует, что защита, например, восьмиразрядного СС от двух ошибок приводит к увеличению времени его поиска почти в 40 раз, в то время как достижение аналогичной помехоустойчивости системы синхронизации с помощью накопителя по выходу из синхронизма вызывает увеличение времени восстановления синхронизма [в соответствии с (8.5)] всего лишь на два периода следования СС. Кроме того, время восстановления синхронизма увеличивается из-за замедления процесса заполнения накопителя по выходу из синхронизма. Вероятность формирования 1 на вы-

ход

ходе накопителя в этом случае равна $1 - \sqrt[q]{C}^{-1/2}$. При этом

$$M^*(q) = \frac{2^b}{q} \left[\frac{1}{\sum_{i=1}^q C_b^a} \left(1 - \frac{1}{2^b} \sum_{i=1}^q C_b^a \right)^{q-1} - 1 \right] \quad (8.6)$$

Таким образом, включение устройства защиты от ошибок нецелесообразно.

Решение о переходе от режима поиска синхронизма к режиму его удержания принимается только после g следующих подряд повторений СС на анализируемых позициях, после чего по сигналу из накопителя по входу в синхронизм накопитель по выходу из синхронизма переходит в нулевое состояние. С уменьшением коэффициента накопления по входу в синхронизм возрастает вероятность перехода в режим удержания состояния ложного синхронизма. В то же время с увеличением коэффициента накопления возрастает вероятность того, что после обнаружения состояния синхронизма первое же искажение СС вызовет начало процесса поиска синхронизма. Поэтому выбор коэффициента накопления по входу в синхронизм заключается в минимизации времени восстановления синхронизма.

Обычно коэффициент накопления по входу в синхронизм выбирается равным 2...3. При таком коэффициенте обеспечиваются достаточно малые вероятности как повторного поиска состояния синхронизма, так и ложной фиксации состояния синхронизма, которая при $\gamma = 8$ и $g = 1$, например, составляет $1 \cdot 10^{-8}$.