

Лекция 1. Синхронизация в ЦСП

В системах с ВРК принципиальным является четкое соблюдение временных соотношений импульсных последовательностей как на передающем, так и на приемном концах группового тракта. Под этим понимается:

- выполнение условий равенства тактовых частот передаваемого сигнала (передатчика) и принимаемого сигнала приемника (частотный синхронизм) $f_{T \text{ пер}} = f_{T \text{ пр}}$;
- фиксация момента начала группового сигнала в приемнике по моменту начала группового сигнала в передатчике $\varphi_{T \text{ пер}} = \varphi_{T \text{ пр}}$
- четкое определение начала группового сигнала (начала цикла), что позволяет идентифицировать и выделить каждый канал из группы.

Эти два условия синхронизации иллюстрируются рисунками 3.1 и 3.2.

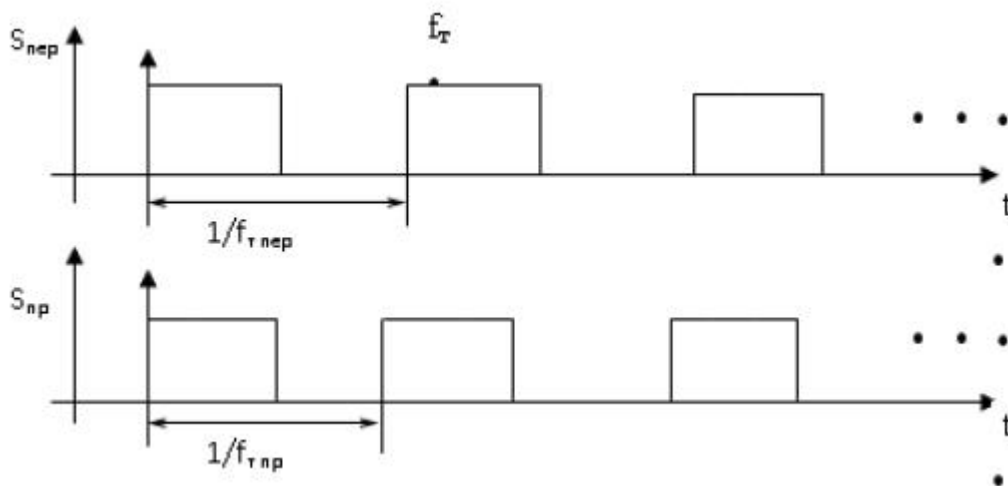


Рисунок 3.1 – Нарушение частотного синхронизма

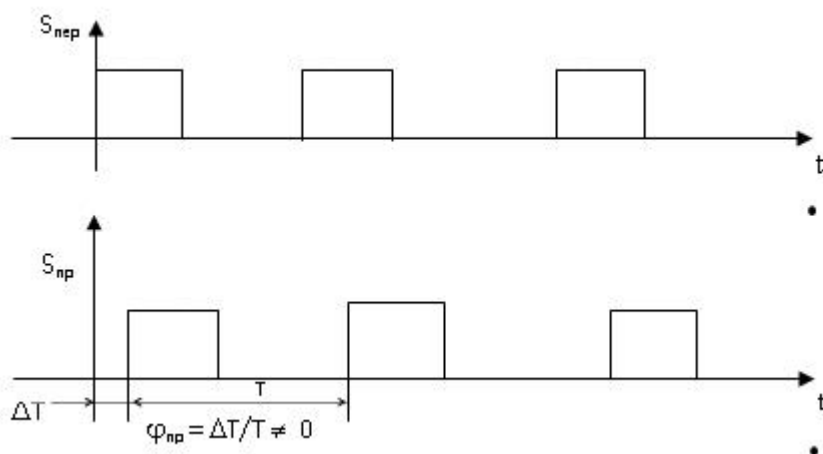


Рисунок 3.2 – Нарушение фазового синхронизма

Таким образом, при формировании группового сигнала и разработке аппаратуры ЦСП должны закладываться условия тактовой и цикловой синхронизации. На рисунке 3.3 приведена структура группового сигнала ЦСП. Здесь закодированный дискретный отсчет каждого канала,

размером в 8 бит, организует каналный интервал КИ. За один цикл Ц передаются отсчеты из N каналов. Однако помимо циклов групповой сигнал содержит еще и M сверхциклов. Необходимость их введения объясняется следующим. Вместе с информационными байтами в групповом сигнале передаются и сигналы управления и взаимодействия (СУВ) [9].

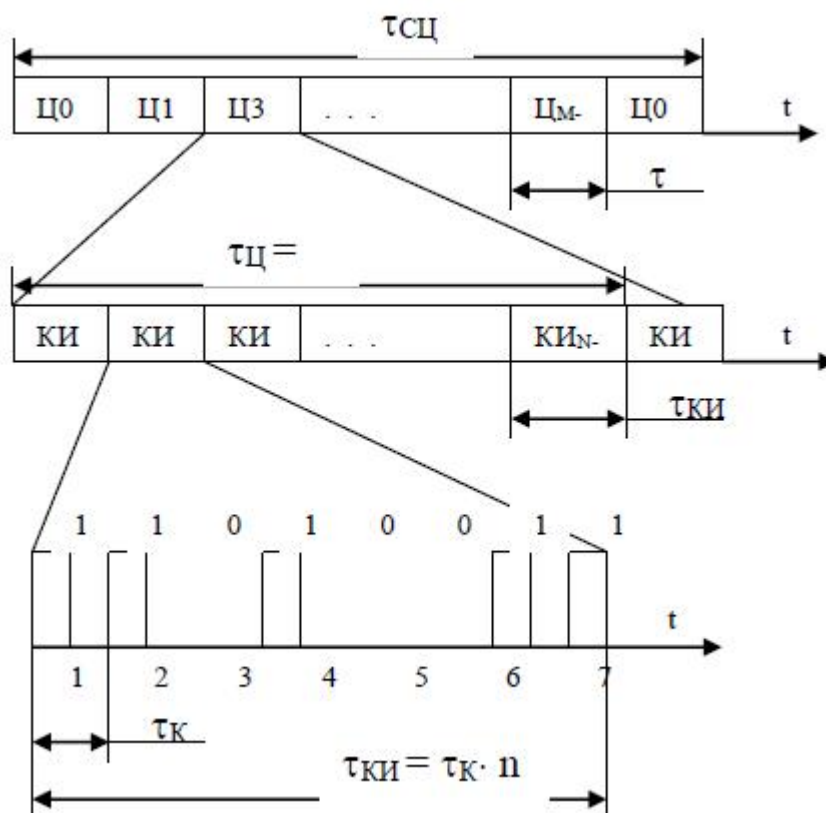


Рисунок 3.3 – Структура группового сигнала ЦСП

Тактовая синхронизация

Основное назначение тактовой синхронизации – обеспечение темпа передачи и согласование скоростей передачи и приема информации. Нарушение тактовой синхронизации приводит к увеличению вероятности ошибок приема, срыву ЦС и СЦС, прекращению работы ЦСП.

Рассмотрим способы реализации ТС. Они делятся на две группы: 1 – резонансные; 2 – с использованием фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). В свою очередь резонансные устройства ТС бывают с передачей специальных сигналов (в системах SDH это сигналы одного высокостабильного тактового генератора для всей телекоммуникационной системы мира) и с использованием рабочих символов, т.е. импульсных последовательностей группового сигнала (применяется в системах PDH). Последний способ носит название – выделение тактовой частоты (ВТЧ). Он является наиболее распространенным в устройствах тактовой синхронизации PDH систем.

Рассмотрим алгоритм и принцип действия резонансного устройства выделения тактовой частоты (УВТЧ). В сигнале ЧПИ, или МЧПИ, который передается в тракте ЦСП, не содержится тактовая частота (рисунок 3.4). В однополярном двоичном сигнале такая дискретная частота есть. Таким образом, алгоритм ВТЧ представляет собой: ЧПИ (МЧПИ) → двоичный сигнал → фильтр → формирователь импульсов.

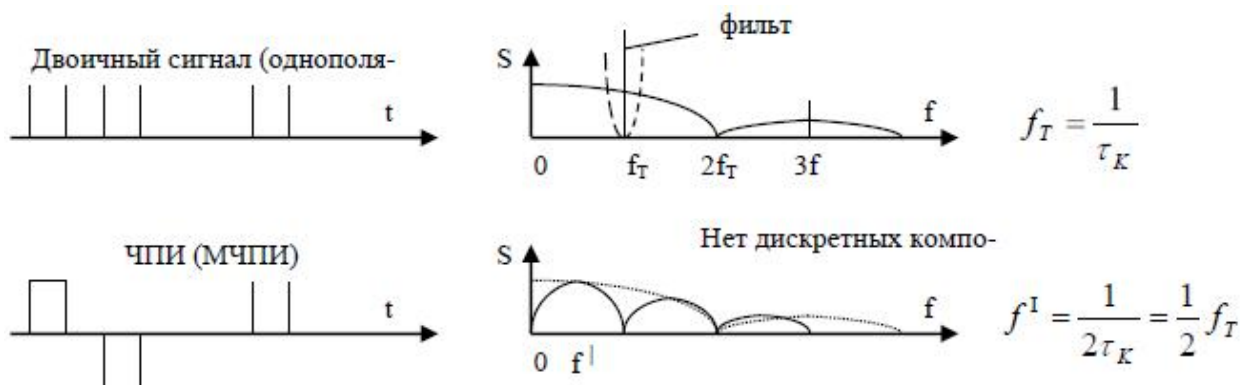


Рисунок 3.4– Спектры цифровых сигналов

Блок–схема УВТЧ работающего в соответствии с этим алгоритмом, представлена на рисунке 3.5. Здесь входной сигнал вначале усиливается усилителем, затем сигнал ЧПИ с помощью двухполупериодного выпрямителя преобразуется в однополярный цифровой сигнал. Тактовые импульсы получают после фильтрации сигнала в резонансном фильтре, настроенном на тактовую частоту f_T , и прохождения гармонического сигнала через формирующий устройство.

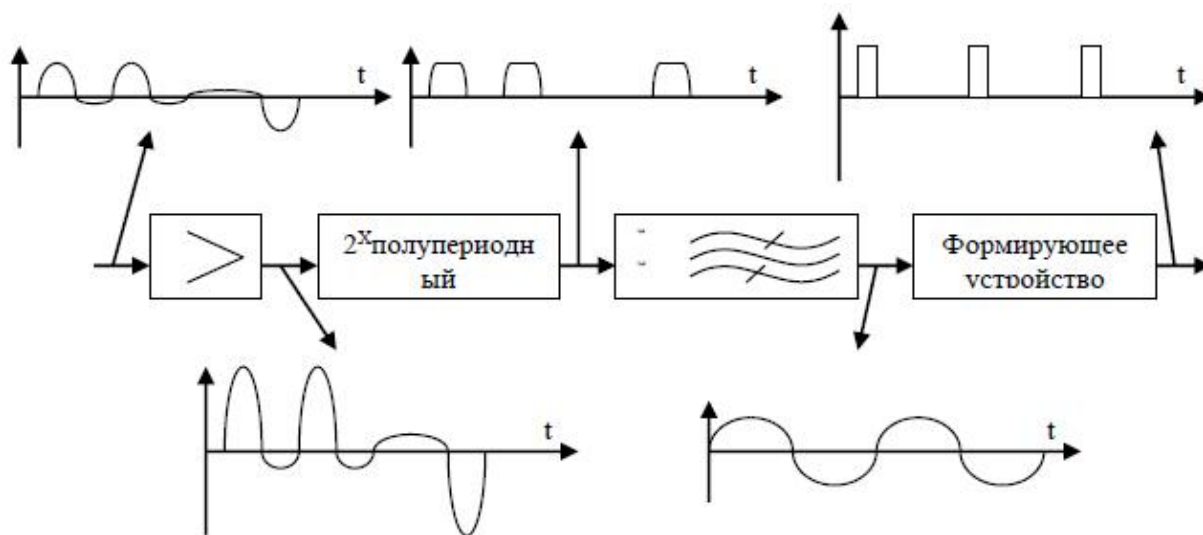


Рисунок 3.5 – Блок–схема резонансного УВТЧ

Резонансные УВТЧ широко применяются в оконечной приемной аппаратуре ЦСП, в регенераторах. Основным недостатком резонансных УВТЧ является нестабильность тактовой частоты. Причина этой нестабильности иллюстрируется рисунком 3.6.

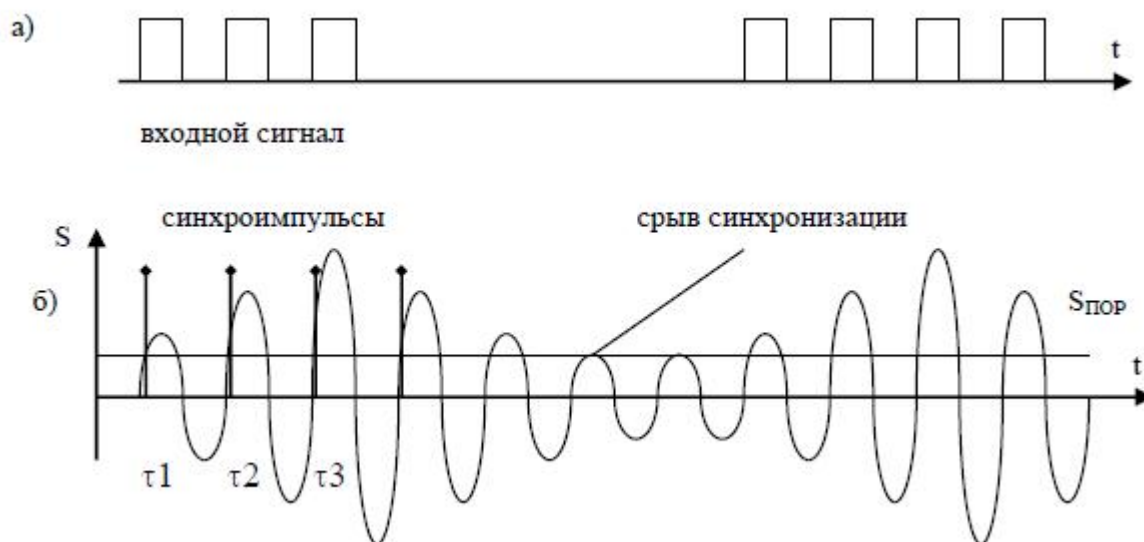


Рисунок 3.6 – Процесс выделения тактовой частоты

Здесь изображены сигналы на входе (а) и на выходе (б) фильтра. Моменты выделения тактовой частоты определяются пороговым напряжением $S_{\text{ПОР}}$. При нарастании и спаде амплитуды гармонического сигнала эти моменты τ_1 , τ_2 , τ_3 и др. не будут строго периодичны, что и приводит к нестабильности тактовой синхронизации и даже к ее срыву. Для устранения этой причины и применяют коды МЧПИ, HDB-3 и другие, которые не допускают в импульсных последовательностях большого количества нулей, следующих подряд.

Схема УВТЧ с ФАПЧ приведена на рисунке 3.7. Здесь тактовые импульсы вырабатываются управляемым генератором ГТЧ, который подстраивается с помощью фазового детектора под тактовую частоту входного сигнала.

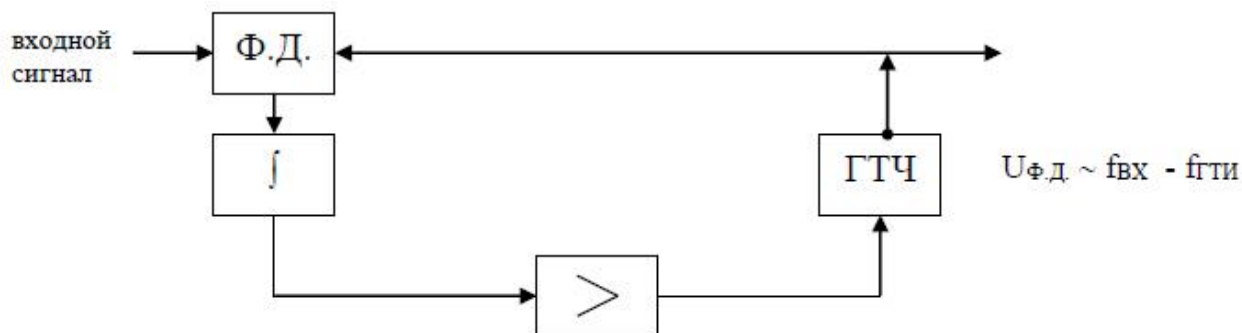


Рисунок 3.7– Блок-схема УВТЧ с ФАПЧ

Амплитуда импульсов на выходе фазового детектора пропорциональна разности частот ГТЧ и входного сигнала. Для сглаживания управляющего напряжения и плавной регулировки в устройстве применен интегратор.

Непосредственное воздействие управляющего устройства на ГТЧ обладает существенным недостатком – невысокой точностью синхронизации. Причина заключается в низкой стабильности частоты управляемого ГТЧ. Для устранения этого недостатка используют схему ФАПЧ без непосредственного воздействия управляющего устройства на частоту ГТЧ (рисунок 3.8) [9].

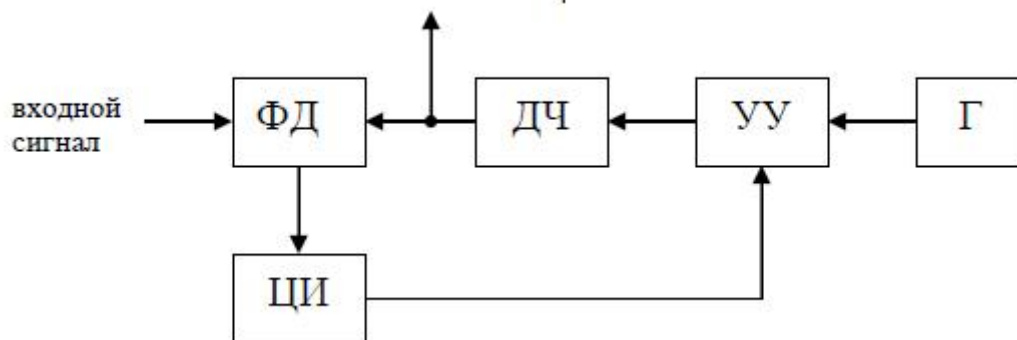


Рисунок 3.8 – Схема УВТЧ с ФАПЧ без непосредственного воздействия на генератор

Здесь частота генератора в m раз больше f_T и управление ею осуществляется с помощью устройства управления УУ, которое из импульсной последовательности исключает или добавляет к ней импульсы в соответствии с состоянием цифрового интегратора (реверсивного счетчика (ЦИ)). Делитель частоты ДЧ уравнивает частоты входного и опорного сигнала. При процедуре деления эффект нерегулярности следования импульсов от УУ за счет добавления или исключения сглаживается, а эффект регулирования тактовой частоты остается.

Лекция 2. Цикловая синхронизация

Цикловая синхронизация отвечает за регистрацию начала передаваемой и принимаемой импульсной последовательности. При нарушении ЦС начало цикла в приемнике смещается относительно истинного положения (рисунок 3.9) [6].

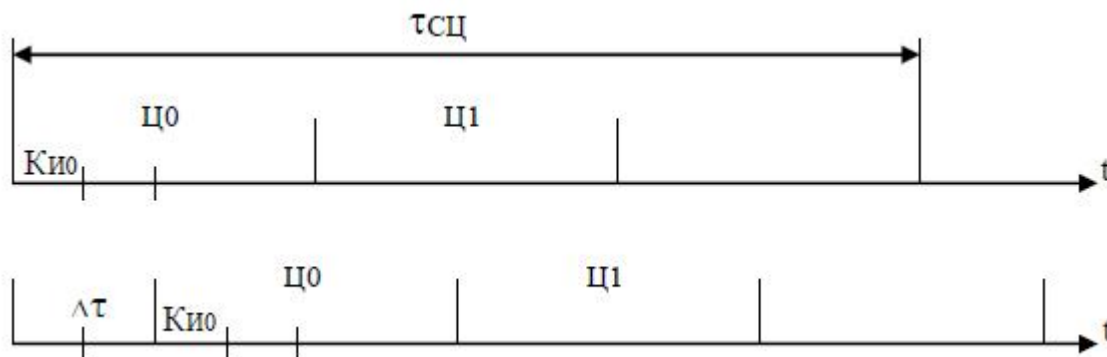


Рисунок 3.9 – Нарушение ЦС

В этом случае возможна потеря связи по всем каналам, переадресация абонентов, нарушение ССС.

Для организации ЦС используется специальный многоразрядный синхросигнал, который помещается в начало цикла (рисунок 3.10).



Рисунок 3.10 – Организация ЦС

Для надежной работы ЦС важную роль играют два его свойства:

- сложность кодовой комбинации;
- периодичность.

Первое из них обеспечивает высокую помехоустойчивость, так как случайное возникновение кодовой комбинации циклового синхросигнала в поле информационных символов хоть и возможно, но маловероятно. Но даже если такая ситуация случайно возникает, то возможность ложного срабатывания устраняется благодаря свойству периодичности. ЦС срабатывает только тогда, когда синхросигнал повторяется несколько раз с периодом, равным ТЦ.

Для формирования циклового синхросигнала применяются стандартные генераторы импульсных последовательностей. Приемник синхросигнала имеет более сложную структуру (рисунок 3.11). В его составе три узла: опознаватель, анализатор и решающее устройство.

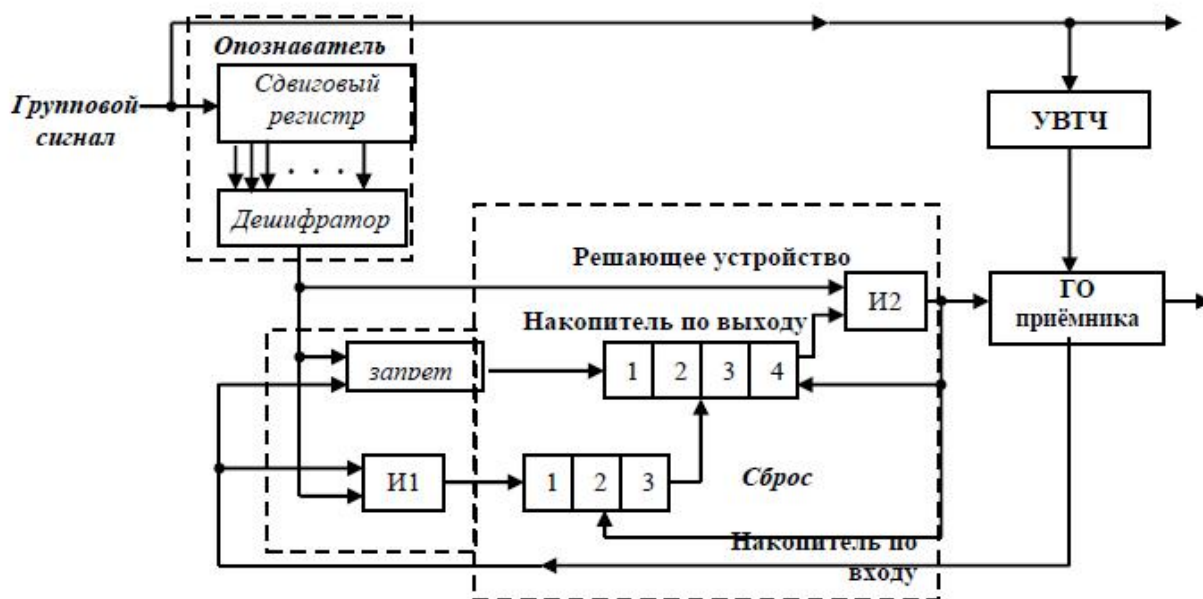


Рисунок 3.11 – Структурная схема приемника синхросигнала

Опознаватель состоит из сдвигового регистра и дешифратора.

Сдвиговый регистр постоянно заполняется символами группового сигнала. Когда комбинация ЦС (например 0011011) целиком наполняет разряды регистра, дешифратор срабатывает и его выходной сигнал поступает на анализатор и на решающее устройство.

Анализатор содержит два параллельных блока анализа:

- реакция на совпадение цикловых синхроимпульсов опознавателя и генераторного оборудования (ГО). Это – схема И1, которая выдает импульс на выходе, когда моменты прихода входных импульсов совпадают;
- реакция на несовпадение импульсов опознавателя и ГО – схема НЕ.

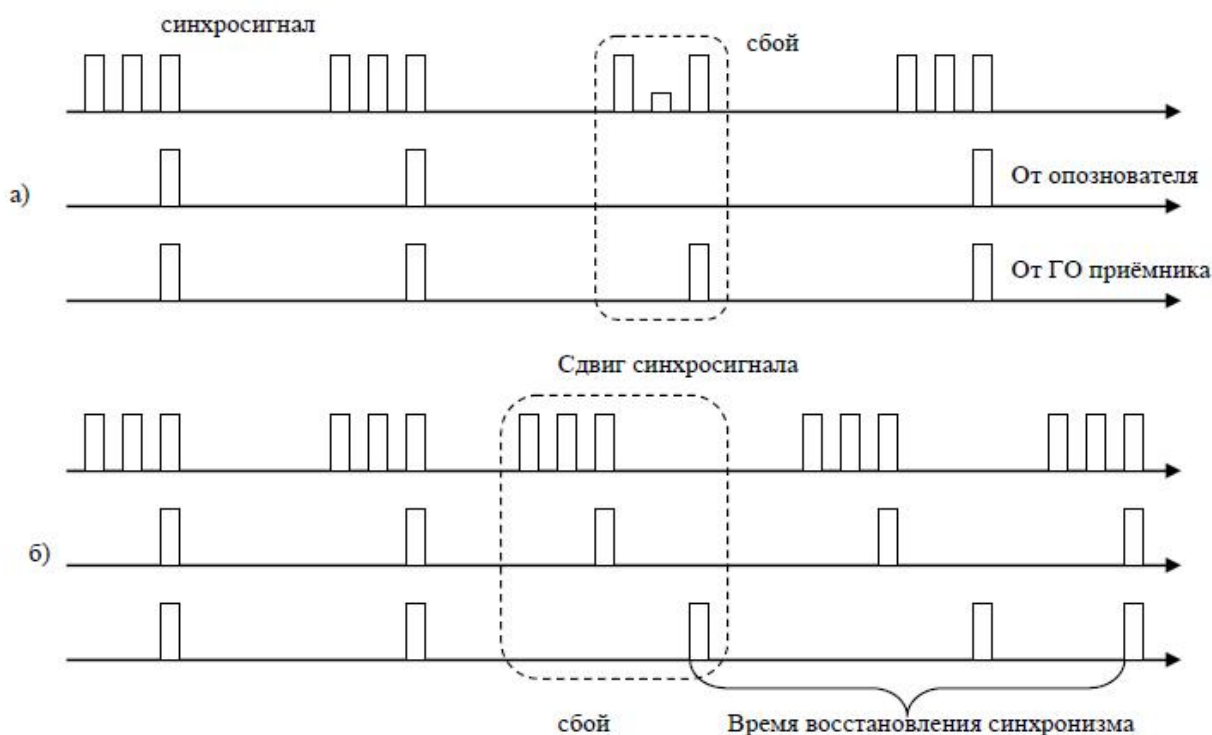
Решающее устройство содержит два накопителя: по входу в синхронизм (3–4 элемента накопления) и по выходу из синхронизма (4–6 элементов накопления) и схему совпадения И2. Решающее устройство в стандартной ситуации, когда цикловой синхронизм соблюдается, на выходе схемы И2 не выдает никакого сигнала. В этом случае работа ЦСП всецело определяется блоком генераторного оборудования. Этот блок запускается и синхронизируется от УВТЧ. На многочисленных выходах ГО выдаются импульсы распределения по разрядам внутри канального интервала, распределения по КИ и, наконец, импульсы распределения по циклам.

В стандартной ситуации установившегося циклового синхронизма цикловые импульсы ГО и синхроимпульсы опознавания совпадают во времени. На выходе схемы «НЕ» сигнала нет и на вход накопителя по выходу ничего не поступает. На выходе схемы «И1» подается импульс, который заполняет первый разряд накопителя. Так будет повторяться три раза, пока накопитель по входу не наполнится. При заполнении на выходе накопителя по входу появляется импульс, назначение которого сбросить (обнулить) все разряды накопителя по выходу. В нашем случае этот накопитель и так пуст. Таким образом, на выходе схемы И2 нет сигнала [7].

Рассмотрим теперь некоторые возможные ситуации нарушения ЦС (рисунок 3.12).

Предположим, что нарушена структура синхросигнала, тогда на выходе дешифратора импульс будет отсутствовать, однако ГО будет работать. Сбоя синхронизации не будет. Если ситуация, приведенная на рисунке 3.12 а, повторится четыре раза и заполнится накопитель по выходу, то в этом случае на выходе И2 появится импульс, который приведет ГО в режим поиска (вхождение в синхронизм).

При сдвиге синхросигнала сбой будет периодическим и в этом случае генераторное оборудование будет осуществлять перестройку по задержке и вхождение в синхронизм.



а) нарушен синхросигнал; б) сдвиг синхросигнала
Рисунок 3.12 – Нарушение цикловой синхронизации:

Лекция 3. Формирование группового сигнала

Рассмотрим сложившиеся к настоящему времени системы с временным группообразованием.

Межсимвольные искажения

Процесс объединения цифровых сигналов различных каналов, как уже отмечалось в разделе 4.1, заключается в размещении импульсов последовательно во времени друг за другом (рисунок 4.35). Идеальная последовательность (рисунок 3.13, а) на практике не реализуется, так как полоса пропускания системы передачи ограничена и форма импульса искажается (рисунок 3.13 б).

Эти искажения связаны с подавлением высокочастотных составляющих спектра (искажение первого рода) и подавлением низкочастотных составляющих (искажения второго рода). Искажения первого рода приводят к смещению импульса, увеличению его длительности и уменьшению амплитуды. Искажения второго рода вызывают спад плоской вершины и появление длинных «хвостов», следующих за основным импульсом. Наибольшую неприятность при формировании и объединении цифровых потоков представляет расширение импульса и появление «хвостов», поскольку эти процессы приводят к возникновению межсимвольных искажений или «межсимвольной интерференции», когда сигнал из одного временного интервала попадает в соседний и может привести там к смене состояния ($0 \rightarrow 1$ или $1 \rightarrow 0$).

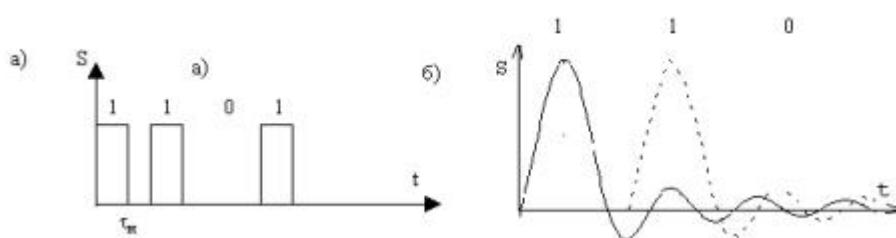


Рисунок 3.13 – Цифровой сигнал при объединении каналов

Для подавления межсимвольных искажений разработано много способов, наиболее распространенными из которых являются:

1. Применение сигналов без постоянной составляющей (ЧПИ, HDB-3, бимпульсные коды и др.). В этом случае происходит существенная компенсация низкочастотных искажений (рисунок 3.14).

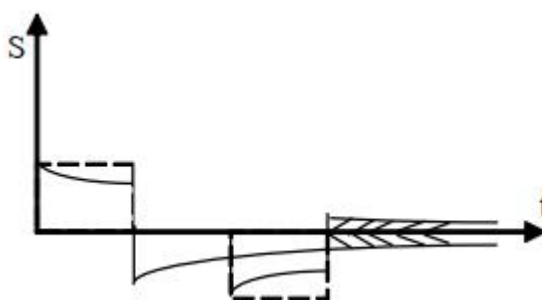


Рисунок 3.14 – Подавление искажений второго рода в биполярных сигналах

2. Фильтрация сигнала с целью подавления боковых лепестков импульсной характеристики.

Поскольку полоса пропускания системы передачи Δf ограничена, ее импульсная характеристика будет иметь вид (рисунок 3.15). Ширина полосы пропускания главного лепестка и уровень боковых лепестков функции $g(t)$ зависят от формы амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра.

Для идеального фильтра с прямоугольной АЧХ импульсная характеристика будет определяться преобразованием Фурье от К (рисунок 3.16).

$$|K(\omega)| = \begin{cases} K_0 & |\omega| \leq \omega_B \\ 0 & |\omega| > \omega_B \end{cases} \quad (3.1)$$

$$y(t) = \frac{\hat{E}_0 \omega_B}{\pi} \frac{\sin \omega_B t}{\omega_B t} \quad (3.2)$$

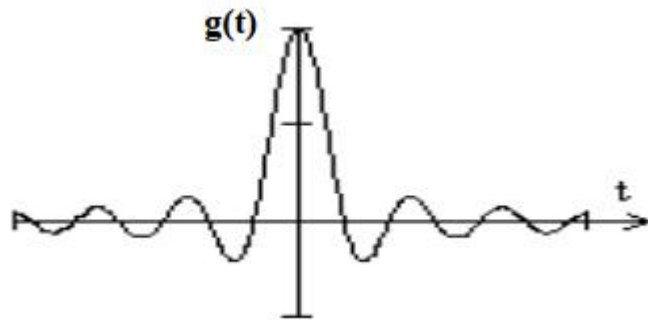


Рисунок 3.15 – Импульсная характеристика фильтра с ограниченной полосой пропускания.

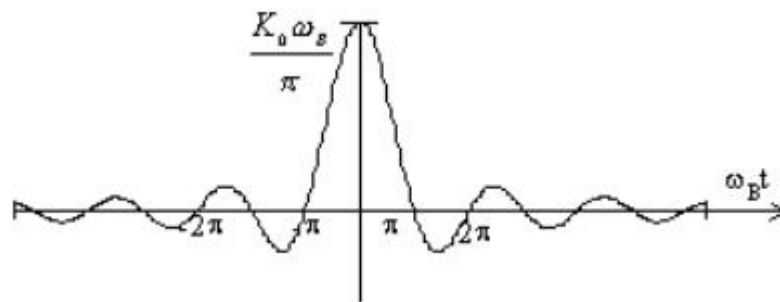


Рисунок 3.16 – Импульсная характеристика идеального фильтра

$$\tau = \frac{2\pi}{\omega_B} = \frac{1}{f_B},$$

Ширина главного лепестка по нулевому уровню будет равна: а отношение уровня первого бокового лепестка к главному составляет 0.213.

С целью снижения уровня боковых лепестков функции $g(t)$, скаты частотной характеристики делают пологими. Так, например, для фильтров типа Хемминга:

$$K(\omega) = \begin{cases} K_0(0,54) + 0,46 \cos \frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_B} & |\omega| \leq \omega_B; \\ 0 & |\omega| > \omega_B. \end{cases} \quad (3.3)$$

Уровень первого бокового лепестка $g(t)$ снижается до 0.006.

3. Применение фильтров Найквиста. Эти фильтры имеют АЧХ типа

$$K(\omega) = \begin{cases} 1 & 0 \leq \omega \leq (1-\alpha)\omega_B; \\ \cos^2 \left[\frac{\pi}{4\alpha\omega_B} (\omega - (1-\alpha)\omega_B) \right] & (1-\alpha)\omega_B \leq \omega \leq (1+\alpha)\omega_B; \\ 0 & (1+\alpha)\omega_B \leq \omega \end{cases} \quad (3.4)$$

Характеристики фильтров Найквиста для разных значений параметра α , определяющего крутизну скатов АЧХ, приведены на рисунке 3.17.

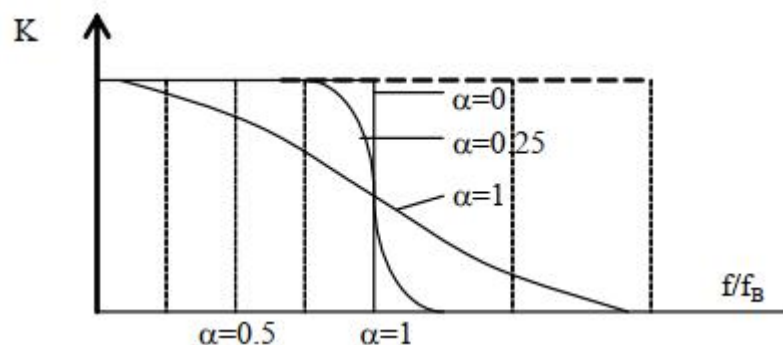


Рисунок 3.17 – АЧХ фильтров Найквиста

Импульсная характеристика фильтра

$$g(t) = \frac{\sin \omega_B t}{\omega_B t} \left[\frac{\cos \alpha \omega_B t}{1 - \left(\frac{2\alpha \omega_B t}{\pi} \right)^2} \right] \quad (3.5)$$

имеет вид (рисунок 3.18), где $\tau = \pi/\omega_B$, и определяет частоту взятия отсчетов.

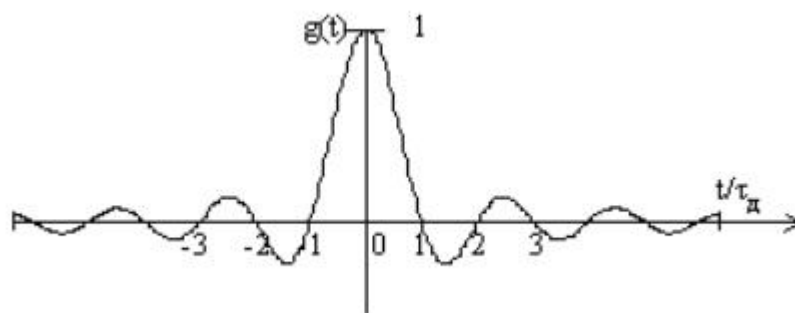


Рисунок 3.18– Импульсная характеристика идеального фильтра Найквиста.

Импульсная характеристика имеет следующие особенности:

- 1) боковые лепестки быстро затухают;
- 2) в моменты $t=n\tau_d$ значения $g(t)$ равны нулю.

Работа цифровых систем передачи с фильтром Найквиста организуется так. Дискретные отсчеты в виде коротких импульсов с интервалом τ_d подаются на фильтр, на выходе которого появляются отклики $g(t-k\tau_d)$ (рисунок 3.19, а). Сумма этих откликов (рисунок 3.19, б) представляет собой сложный по форме аналоговый сигнал.

Особенностью суммарного сигнала является то, что в моменты $t=k\tau_d$ его значения соответствуют значениям передаваемых отсчетов. Поэтому суммарный сигнал модулируется, например, с помощью однополосной амплитудной модуляции, и передается по каналу связи. На приемном конце после детектирования выделяются выборки в моменты времени $t=k\tau_d$. Разумеется, что работа такой ЦСП существенно зависит от точности синхронизации и влияния шумов и помех [13].

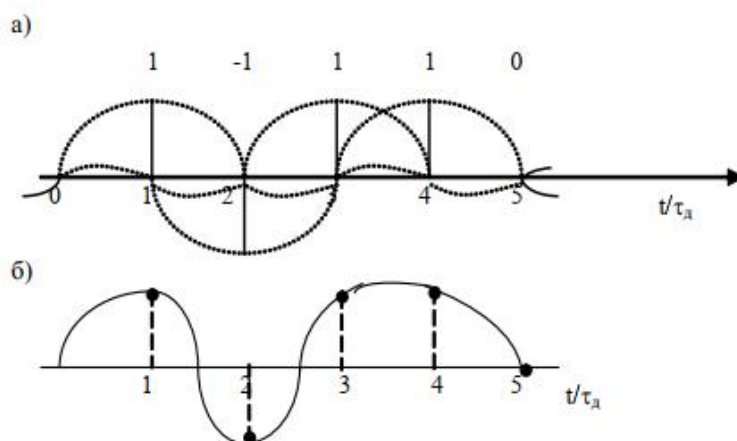


Рисунок 3.19 – Работа ЦСП с фильтром Найквиста

В современных ЦСП применяются все эти методы, хотя в проводных системах традиционно используются биполярные сигналы, а в системах с радиоканалами – комбинации всех, поскольку эффективность использования частотного диапазона здесь стоит особенно остро.

Первичный цифровой сигнал (ИКМ–30)

В ЦСП групповой сигнал формируется в виде цикла. Длительность цикла τ_c равна времени дискретизации τ_d , которое равно 125 мкс. В пределах цикла передается информация от N каналов и служебная информация (сигналы синхронизации, сигнализации и др.). Число N может быть различным. Так, в системе ИКМ–30/32 (стандарт ITU–T G.703) 30 информационных и 2 служебных канала, а в системе ISDN BRI $N=3$, где два информационных канала 64 кб/с и один служебный 16 кб/с.

Основным цифровым каналом (ОЦК) является канал со скоростью передачи 64 кб/с.

Информация в этом канале в виде одного байта (восемь бит) передается с частотой повторения 8 кГц. Таким образом скорость передачи информации в ОЦК составляет 64 кб/с.

Время передачи байта составляет τ_d/N . Для ИКМ–30/32 это время равно $125 \text{ мкс}/32 = 3.9 \text{ мкс}$. Поскольку для надежного выделения тактовой частоты длительность импульса $\tau_{\text{и}}$ должна быть в 2 раза меньше длительности битового интервала τ_b ($3.9/8 = 0.48 \text{ мкс}$), то $\tau_{\text{и}} = 0.24 \text{ мкс}$.

Лекция 4. Шумы и помехи в цифровых системах передачи

В ЦСП на передачу информации влияют те же виды шумов и помех, что и в аналоговых системах (см. раздел 3): тепловые и дробовые шумы, переходные помехи в многопарных электрических кабелях, атмосферные и промышленные помехи. Специфика ЦСП заключается в том, что роль нелинейных помех, очень существенных в АСП, здесь практически сводится к нулю, так как при временном разделении каналов одновременное существование сигналов различных частот исключается [15].

Вместе с тем в ЦСП появляются новые виды шумов и помех, которые необходимо учитывать. К таким дополнительным шумам относятся шумы дискретизации, шумы квантования, шумы

незагруженного канала, шумы ограничения и дополнительные переходные помехи, связанные с искажением формы импульсов принимаемых сигналов.

В результате дискретизации мы получаем сигнал с АИМ. Система с АИМ преобразуется в систему с ИКМ, если добавить АЦП на передающей стороне и ЦАП на приемной. Процессы дискретизации и квантования изображены на рисунках 3.20 а, б.

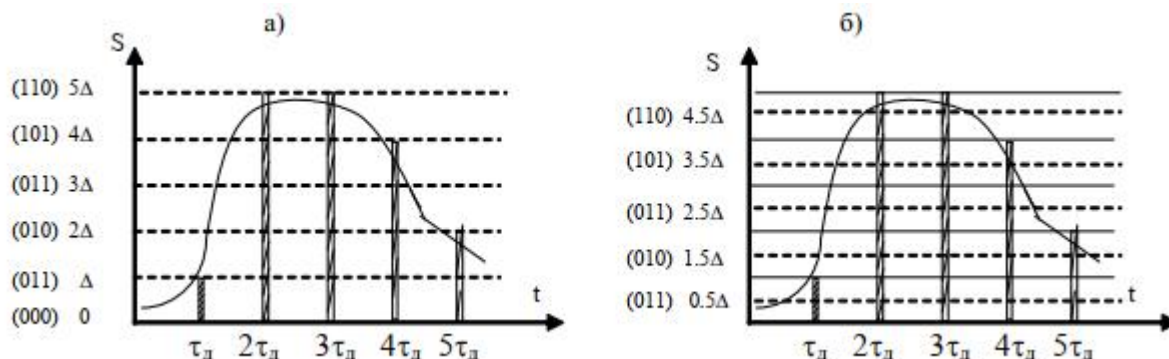


Рисунок 3.20– Дискретизация и квантование аналогового сигнала

На рисунке 3.20 а входного сигнала. Максимальная погрешность квантования равна Δ_0 .

На рисунке 3.20, б первый отсчет 001 принимается при значениях входного сигнала, колеблющихся в диапазоне $0 - \Delta$ вокруг значения $0,5 \Delta$. Аналогично все последующие отсчеты привязаны к точкам $1,5 \Delta$, $2,5 \Delta$ и т.д. Максимальная погрешность квантования здесь равна $\pm \Delta/2$.

Шумы дискретизации

Если при дискретизации и передаче расстояния между отсчетами становятся не одинаковыми, то будут появляться шумы дискретизации, т.е. шумы неравномерности временных отсчетов:

$$\tau_d + \Delta \tau_i. \quad (3.6)$$

Величина $\Delta \tau_i$ на каждом шаге есть случайная величина.

Следствием этого будет изменение формы принимаемого сигнала, потому что выходные отсчеты будут смещены во времени по отношению к исходным. Приведенный ниже рисунок 3.21 иллюстрирует этот процесс изменения сигнала.

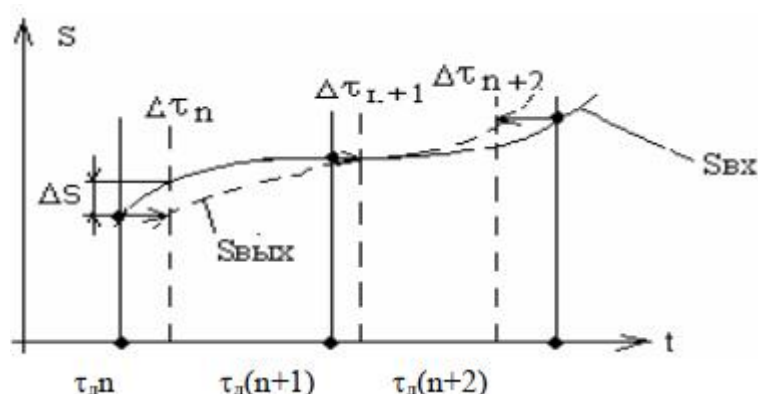


Рисунок 3.21 – Изменение формы принимаемого сигнала в связи со случайным отклонением $\Delta \tau_i$

Основные причины неустойчивости τ_d :

- 1) неустойчивость частоты задающего тактового генератора;

2) случайные изменения времени задержки в тракте передачи (линиях связи, регенераторах и т.п.). Это явление называют джиттером, или фазовым дрожанием, или фазовым шумом.

Поскольку эти два источника фазового шума независимы, то два случайных процесса не коррелированы и их влияние можно оценить с помощью энергетических характеристик: дисперсии и мощности шума.

Если отклонение τ_δ за счет нестабильности тактового генератора обозначить через $\Delta \tau_{гн}$, а за счет фазового дрожания $\Delta \tau_{фн}$, то при условии $\Delta \tau_n \ll \tau_d$ мощность шумов дискретизации можно записать через мощность шумов нестабильности генератора $P_{шг}$ и мощности шумов фазового дрожания $P_{шф}$:

$$P_{шд} = P_{шг} + P_{шф}. \quad (3.7)$$

Поскольку мощность шума случайного процесса есть дисперсия, то для левой части можно записать:

$$P_{шд} = \frac{\overline{\Delta S^2}}{S^2}, \quad (3.8)$$

где ΔS^2 – дисперсия отклонения выходного сигнала S от входного.

Для правой части:

$$P_{шг} + P_{шф} = \frac{\overline{\Delta \tau_{гн}^2}}{\tau_d^2} + \frac{\overline{\Delta \tau_{фн}^2}}{\tau_d^2} = a^2 + b^2. \quad (3.9)$$

Получим уравнение для расчета шумов дискретизации:

$$\overline{\Delta S^2} = \pi^2 S^2 (a^2 + b^2), \quad (3.10)$$

где множитель π^2 появился при строгом статистическом расчете.

Находится выражение для защищенности от шумов дискретизации:

$$\bar{A}_{шд} \geq 10 \lg [\pi^2 (a^2 + b^2)]^{-1}. \quad (3.11)$$

Зная a и b , можно найти мощность шумов дискретизации и наоборот, задаваясь защищенностью $\bar{A}_{шд}$, можно найти требования к джиттеру и требования к тактовой стабильности генератора.

Шумы квантования

Природа шумов квантования связана с округлением отсчета сигнала до значения ближайшего уровня.

Последовательные ошибки квантования в ИКМ-коде в общем случае предполагаются распределенными по случайному закону и не коррелированными друг с другом. Таким образом, совокупный эффект ошибок квантования в системах с ИКМ можно рассматривать как аддитивные шумы, имеющие субъективное воздействие, которое аналогично воздействию шума с ограниченной полосой. На рисунке 3.22 представлена зависимость ошибок квантования от амплитуды сигнала для кодера с равномерными шагами квантования.



Рисунок 3.22– Зависимость ошибок квантования от амплитуды отсчета

Ошибки, или шум, квантования, возникающие при преобразовании аналогового сигнала в цифровую форму, обычно выражаются в виде средней мощности шума по отношению к средней мощности сигнала.

При определении среднего значения шума квантования будем руководствоваться следующими положениями:

- ошибка квантования ограничена по амплитуде значением $\Delta/2$, Δ – это шаг квантования (декодированные выходные дискреты располагаются точно посередине шага квантования);
- можно предположить, что значения дискретов с равной вероятностью могут попадать в любую точку в пределах шага квантования (предполагается равномерная плотность вероятности, равная $1/\Delta$);
- предполагается, что амплитуды сигнала ограничены рабочим диапазоном кодера. Если значение дискрета превышает границу наивысшего шага квантования, то возникают искажения, вызванные перегрузкой.

При этом мощность шума квантования:

$$P_{ш.кв.} = \frac{\Delta^2}{12} \quad (3.12)$$

При расчете отношений сигнал–шум квантования обычно сопоставляют нефильтрованный сигнал на выходе декодера с нефильтрованными ошибками квантования. На практике фильтр на выходе кодера уменьшает уровень мощности и сигнала, и шума. Мощность шума уменьшается в большей степени, чем мощность сигнала, поскольку дискреты шума имеют более широкий спектр, чем дискреты речи. Вследствие этого отношение сигнал–шум квантования при наличии фильтра обычно выше значений, рассчитываемых по формулам на 1 ... 2 дБ.

Высококачественные ИКМ – кодеры создают шум квантования, который равномерно распределен в диапазоне частот канала тональной частоты и не зависит от кодируемого сигнала. В этом случае отношение сигнал–шум квантования является хорошей мерой качества ИКМ – преобразования.

При неравномерном квантования расчет шумов квантования следует проводить, исходя из того, что шаг квантования в каждом сегменте разный. Кроме того, необходимо учитывать вероятность попадания значения входного сигнала в заданный сегмент.

$$P_{кв} = \sum_i \frac{\Delta_i^2}{12} P(S_{вхi}) \quad (3.13)$$

Вероятности $P(S_{вхi})$ зависят от типа входного трафика. Так для телефонных сигналов эта функция описывается выражением и представлена на рисунке 3.23.

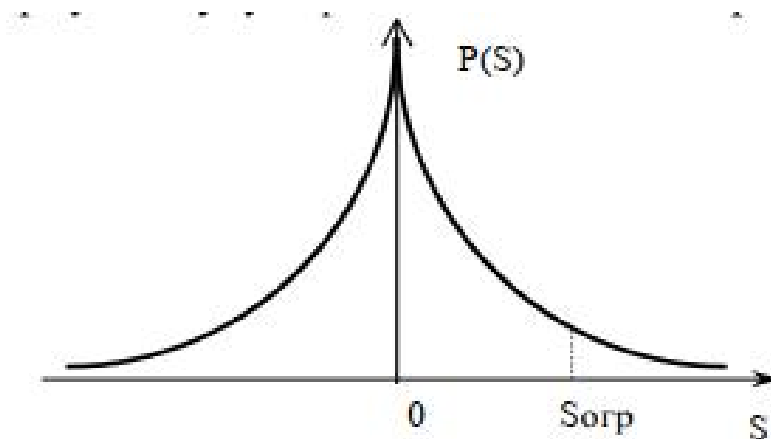


Рисунок 3.23– Плотность распределения $p(SBX)$

$$P(S) = \frac{\alpha}{2} \cdot e^{-\alpha|S|} \quad (3.14)$$

Лекция 5. Шумы незагруженного канала. Шумы ограничения

При заданном Δ отношение сигнал–шум мало для малых значений сигналов. Как показано на рисунке 3.24, шумы равны значениям сигнала, если значения его дискретных отсчетов приходятся на первый шаг квантования, а характеристика квантования имеет рабочую точку на границе между шагами квантования [2].

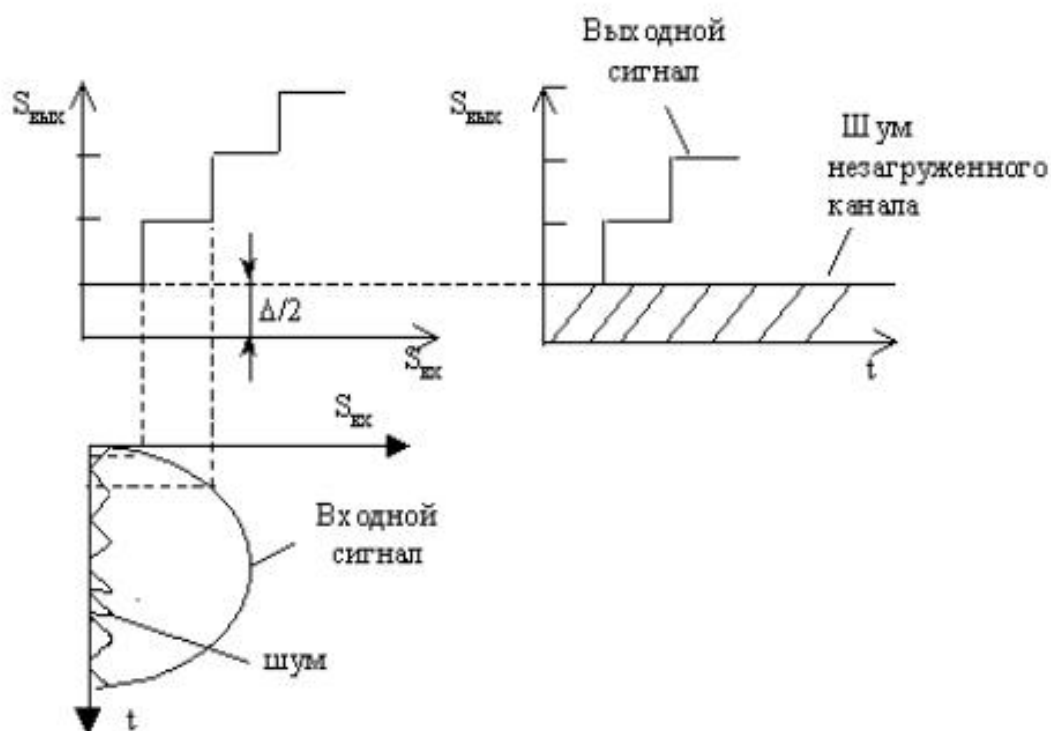


Рисунок 3.24– Шумы незагруженного канала

Как показано на рисунке 3.24, шумы равны значениям сигнала, если значения его дискретных отсчетов приходится на первый шаг квантования, а характеристика квантования имеет рабочую точку на границе между шагами квантования.

Этот эффект особенно неприятен во время пауз речи и носит название шумов незагруженного канала. При молчащем абоненте существуют аналоговые шумы, которые не превышают нулевой уровень $\Delta/2$, но создают шумы на выходе. На рисунке 3.25 изображен один из методов минимизации шумов незагруженного канала в системах с ИКМ путем сдвига характеристики квантования от начала координат. В этом случае все значения дискретов, приходящиеся на центральный шаг квантования, постоянно декодируются как нулевой сигнал на выходе.

Первая характеристика квантования не может дать на выходе нулевого сигнала. Вторая характеристика очевидно более предпочтительна, поскольку в этом случае очень малые сигналы образуют на выходе сигнал с нулевым значением. Однако, если амплитуда сигнала сопоставима с размером шага квантования или на входе кодера существует смещение постоянного тока, шумы незагруженного канала могут представлять проблему также и при установке рабочей точки кодера посередине шага квантования [6].

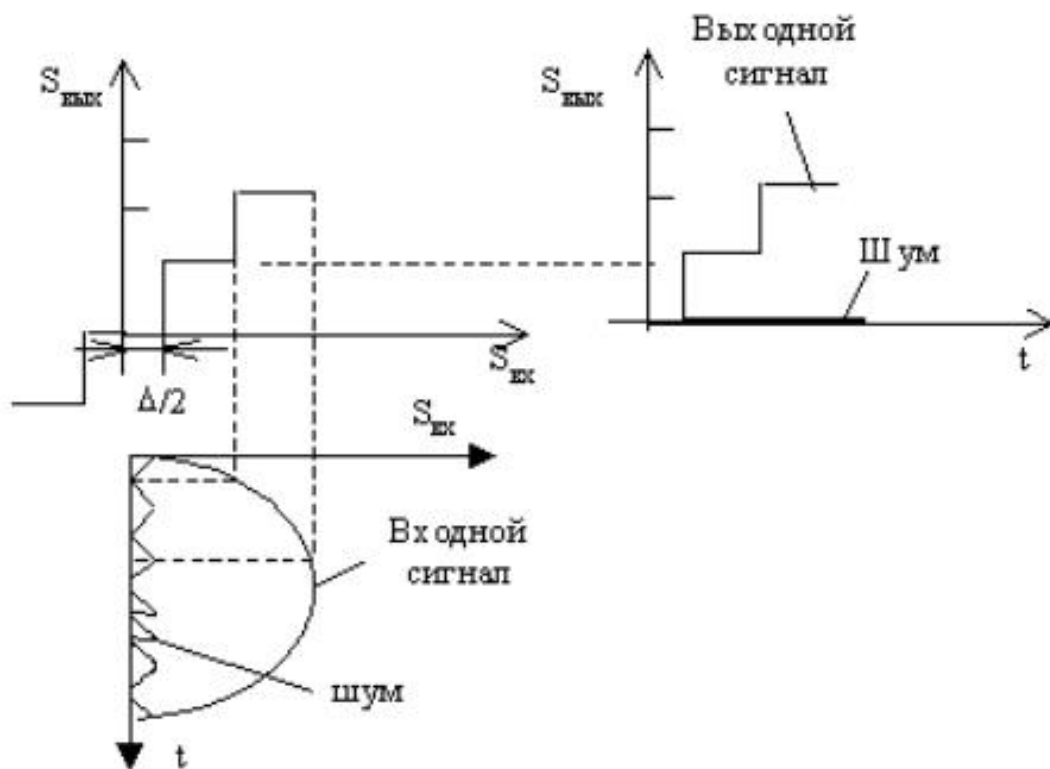


Рисунок 3.25 – Подавление шумов незагруженного тракта

Шумы ограничения

При кодировании обычно искусственно ограничивают уровень выходного сигнала.

Характеристика квантователя с ограниченным $S_{\text{вых}}$ приведена на рисунке 3.26.

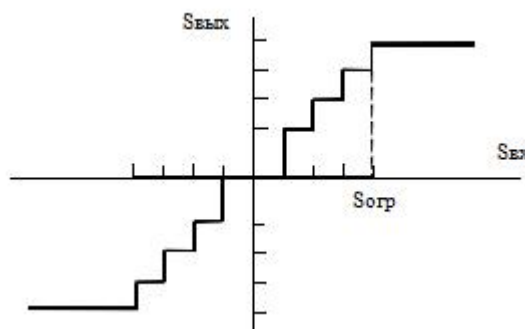


Рисунок 3.26 – Характеристика квантователя с ограниченным $S_{\text{вых}}$

Если $S_{\text{вх}} > S_{\text{огр}}$, то значение сигнала на выходе будет $S_{\text{огр}}$. Возникающие искажения будут расцениваться как воздействие помехи. Вероятность такого события мала, но не учитывать ее нельзя. На рисунке 4.54 приведены результаты расчета защищенности A_z от шумов квантования и шумов ограничения как функции уровня действующего значения входного сигнала U_d к его максимальному значению U_m . Закон компрессии A , число сегментов – 8, а число шагов в каждом сегменте – 16. Функция 1 соответствует речевому сигналу, а 2 – тестовому синусоидальному с частотой 1000 Гц.

Как видно обеспечивается постоянное отношение сигнал-шум A_z порядка 38 дБ в большом динамическом диапазоне изменения входных сигналов. При приближении действующего значения к максимальному начинают проявляться шумы ограничения.

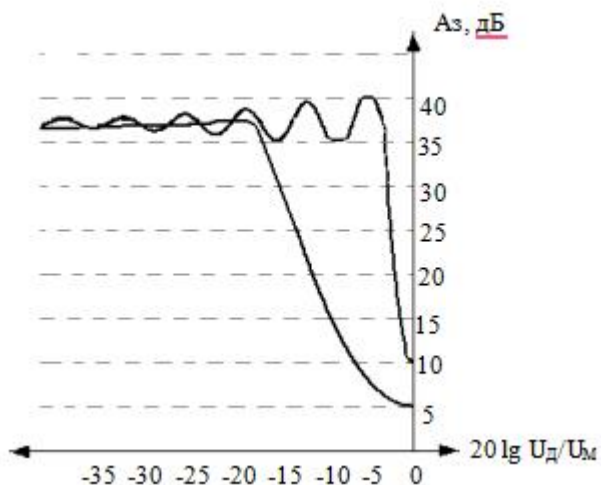


Рисунок 3.27— Зависимость защищенности от отношения U_d/U_m

Шумы ограничения можно регулировать выбором $S_{огр}$. Кроме того, эти шумы автоматически снижаются вследствие психологического фактора. При повышении громкости речи дополнительно возникшие шумы заставляют абонентов говорить тише.

Лекция 6. Объединение цифровых потоков

Первичные цифровые потоки (ИКМ-30) могут объединяться для увеличения скорости передачи информации по одному групповому тракту. При этом за одно и то же время, например длительность цикла, нужно передать число канальных интервалов в несколько (n) раз большее, чем в первичном потоке. Это означает, что длительность передаваемых импульсов в n раз должна быть короче.

Объединение осуществляется следующим образом (рисунок 3.28). Входные цифровые последовательности поступают параллельно на входы запоминающих устройств, где часть их записывается. После окончания записи осуществляется поочередное считывание в общую нагрузку за более короткое время. Время считывания всех импульсов должно быть равно времени записи.

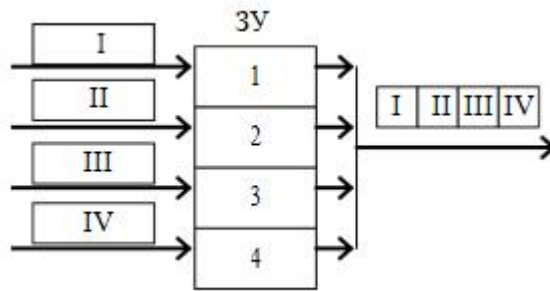


Рисунок 3.28 Объединение цифровых потоков

В 3У может записываться один символ (побитовая запись) или группа символов. Чаще всего во втором случае записываются байты (побайтная запись). При объединении и разделении цифровых потоков различают три случая:

- 1) синфазно-синхронное объединение;
- 2) синхронное объединение;
- 3) асинхронное объединение.

При синфазно-синхронном объединении (рисунок 3.29) равны скорости объединяемых потоков (один и тот же тактовый генератор) и все они поступают без задержки в один и тот же момент времени (с одинаковой фазой).

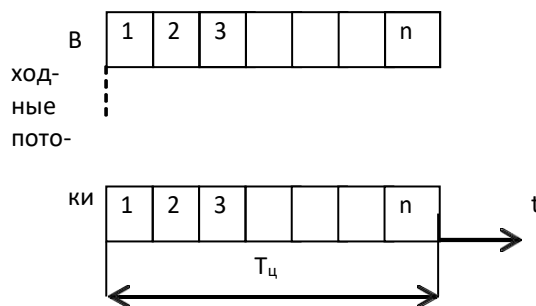


Рисунок 3.29 Синфазно-синхронное объединение

При синхронном объединении скорости входных потоков по-прежнему равны, но моменты их прихода на 3У разные вследствие задержки в каналах связи. В этом случае в каждом канале для синхронизации вводятся несколько служебных байтов (А,В). Помимо функции синхронизации эти байты могут нести и другую служебную информацию.

Так как эти байты должны быть переданы вместе с информацией за неизменное время $T_{ц}$, то скорость считывания будет больше, чем при синфазно-синхронном объединении. Например, если на каждые 32 байта входной последовательности добавляется один служебный, увеличение скорости будет равно $33/32$.

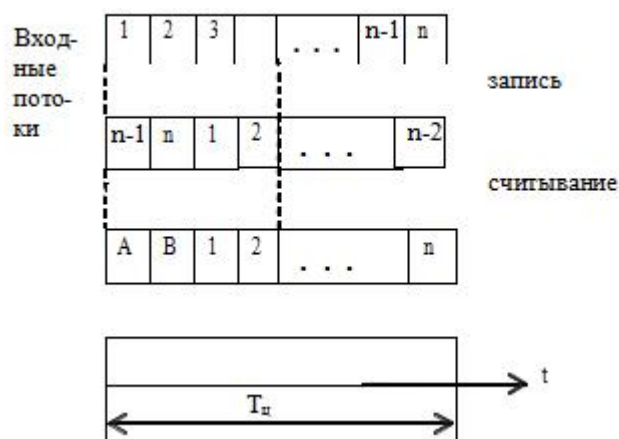


Рисунок 3.30 Синхронное объединение

В случае асинхронного объединения, помимо фазовой задержки, входные потоки могут иметь еще и разные скорости. Обычно это характерно для плезиохронных систем передачи, когда генераторное оборудование на передающей стороне имеет свои автономные генераторы тактовой частоты. Частоты этих генераторов не могут совпадать абсолютно точно, т.е. содержат разброс по тактовой частоте Δf_t . Кроме того, любому генератору присуща нестабильность частоты, что увеличивает разброс и делает его случайным. Поэтому разница между скоростью при записи V_z и скоростью при считывании V_c может быть как положительной, так и отрицательной. И в том и в другом случае скорость записи и считывания надо согласовывать. Изменить тактовую частоту генератора считывания мы не можем, потому что он один для всех входных потоков. Следовательно, нужно изменять скорость каждого из них при записи (рисунок 3.31).

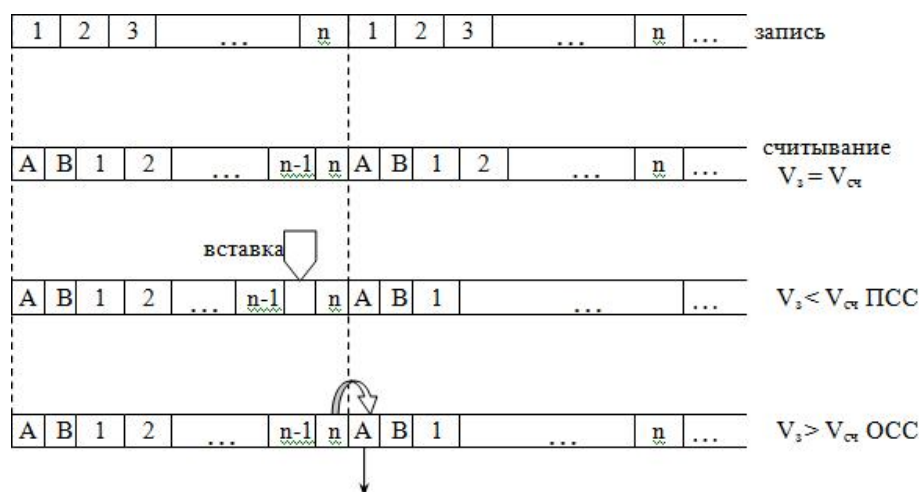


Рисунок 3.31 Асинхронное объединение каналов

Если $V_z = V_c$, никакого согласования не нужно. При $V_z < V_c$ имеем дело с положительным согласованием скоростей (ПСС). В этом случае процесс считывания заканчивается раньше положенного времени и образуется временная пауза, которая увеличивается со вре-

менем. В определенный момент эта пауза становится равной длительности импульса посылки и следящее устройство ЦСП вырабатывает команду на ПСС. По этой команде в конце цикла процесс считывания задерживается на одну позицию так, как будто между двумя информационными импульсами ($n-1$ и n) вставим «пустой». Эту процедуру называют торможением, или «стаффигом», от слова «вставка» – стаффиинг.

При $V_3 > V_c$ (отрицательное согласование скоростей – ОСС) для n -го импульса не хватает позиции. По команде согласования скоростей (КСС) последний n импульс передается вместо одного из служебных в следующем.

Управление согласованием скоростей осуществляется посредством КСС, которые вырабатываются в самом устройстве объединения (мультиплексоре) по мере того как задержка или опережение достигают критического значения. В оборудовании разделения потоков КСС поступают в байтах служебной информации на определенных позициях. Обычно используют систему двустороннего (положительного и отрицательного) согласования скоростей, хотя она и сложнее односторонней. В двусторонней системе необходимость подачи КСС возникает гораздо реже, а следовательно, и меньше вероятность ошибки согласования. Поскольку ошибка в согласовании скоростей приводит к потере синхронности передачи, а следовательно, к разрыву связи, при передаче КСС принимают специальные меры: для повышения помехозащищенности команд каждый бит информации КСС передается три раза, а также применяется специальный алгоритм обработки принятых команд, позволяющий исключить ошибки согласования, даже если отдельные КСС будут опознаны неверно.