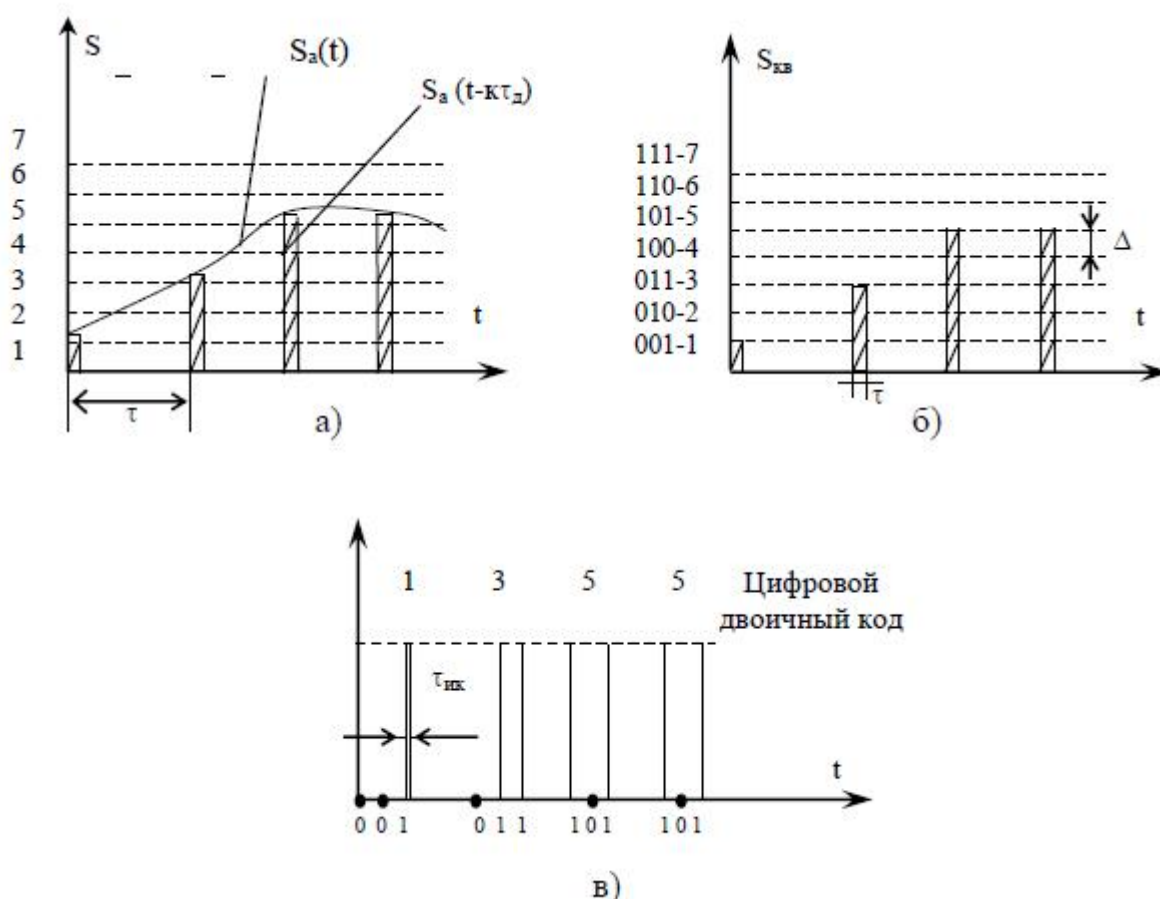


Модуль 2 ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ (ЦСП) 1 часть

Лекция 1 . Цифровой сигнал

Прежде чем рассмотреть процедуру его формирования, сформулируем основные принципиальные отличия аналоговых и цифровых сигналов. Аналоговый сигнал представляет из себя бесконечную последовательность значений во времени. Действительно, рядом с каждой точкой на временной оси всегда можно выбрать соседнюю, сколь угодно близко расположенную к ней. Далее, каждое из этих значений может принимать любую величину в каком-то интервале, причем число этих возможных величин тоже бесконечно. Например, значение вблизи 1 может быть 0,9; 0,99; 0,999 и т.д. Поскольку число значений аналогового сигнала бесконечно во времени и по амплитуде, то его можно назвать бессчетным. Теперь ясно, какие требования нужно предъявить к цифровому сигналу. Число его возможных значений как во времени, так и по амплитуде должно быть конечным, т. е. ограничено каким-то числом. Цифровой сигнал должен быть счетным.

Рассмотрим процесс формирования цифрового сигнала (рисунок 2.1), который можно разбить на три этапа:



а) дискретизация во времени; б) квантование по уровню; в) кодирование (импульсно-кодовая модуляция)

Рисунок 2.1 – Формирование цифрового сигнала

На первом этапе вместо непрерывной функции времени $SC(t)$ формируется совокупность дискретных отсчетов $SC(t-k\tau_d)$, взятых в равноотстоящих друг от друга моментах времени с интервалом τ_d . Каждый из этих отсчетов упрощенно можно представить прямоугольным импульсом с амплитудой равной величине отсчета [14].

В соответствии с теоремой Котельникова этот интервал определяется верхней частотой в спектре сигнала f_B

$$\tau \leq \frac{1}{2f_B}. \quad (2.1)$$

Обосновать это неравенство можно следующим образом. Спектр дискретизируемого сигнала (рисунок 2.2) является периодической функцией частоты f с периодом $1/\tau_d$. Для того чтобы лепестки этой функции не перекрывались необходимо, чтобы: $1/\tau_d \geq 2f_B$.

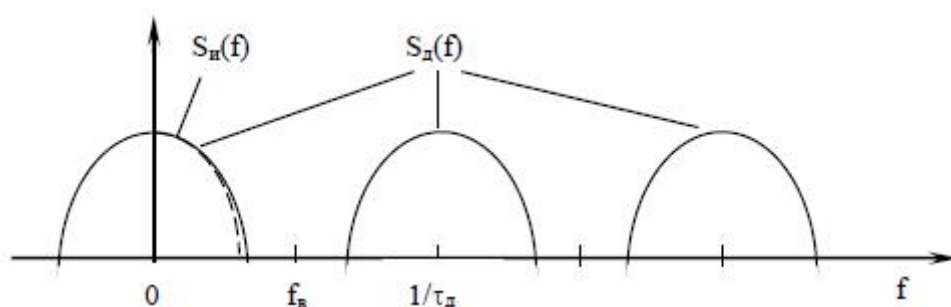


Рисунок 2.2– Спектр дискретного сигнала

Если это неравенство не выполняется, спектр сигнала искажается в области высоких частот. Во временной области это приводит к тому, что наиболее быстрые изменения сигнала при дискретизации будут пропущены.

Теорему Котельникова можно объяснить более простым образом. Возьмем гармоническую составляющую с частотой f_B . Для ее описания с помощью дискретных отсчетов необходимо задать 2 отсчета на период. Полученный дискретный сигнал или сигнал с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ) может принимать в своих отсчетах любые непрерывные значения. Таким образом дискретный сигнал еще не стал цифровым. В качестве примера найдем время дискретизации для канала тональной частоты. При $f_B = 3.4$ кГц выберем частоту дискретизации 4 кГц. Тогда $\tau_d = 125$ мкс.

Чтобы число амплитудных значений было конечно, на втором этапе (рисунок 2, б) проводят операцию квантования по уровню. Она заключается в том, что значение отсчета (амплитуда импульса) сравнивается с совокупностью равноотстоящих значений, называемых уровнями. Значение входного отсчета немного изменяется, оно приравнивается либо к значению нижнего уровня, либо к значению верхнего уровня, либо к среднему значению между этими уровнями. При этом длительность отсчетов (импульсов) и частота их следования не изменяется [2].

При равномерном квантовании расстояние между соседними уровнями (шаг квантования) Δ одинаков. Процесс квантования сопровождается искажениями сигнала, которые тем больше, чем больше Δ . Эти искажения можно охарактеризовать мощностью шумов квантования, которая пропорциональна величине $(\Delta/2)^2$. Поскольку отсчеты дискретного сигнала S_k являются случайной величиной, статистическое усреднение для равномерного квантования приводит к результату:

$$P_{шкв} = \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta}{2} \right)^2 = \frac{\Delta^2}{12}. \quad (2.2)$$

В свою очередь шаг квантования Δ зависит от максимального значения сигнала S_{max} и числа уровней n .

Число уровней квантования можно найти, задавая отношение сигнал–шум, если в качестве основного источника шума взять шумы квантования.

$$\frac{P_{сиг}}{P_{шкв}} = 10 \lg \frac{\bar{S}^2}{\frac{\Delta^2}{12}} = 10.8 + 20 \lg \frac{S_{cp}}{\Delta}. \quad (2.3)$$

Если сигнал гармонический: $S = S_m \cos \omega_0 t$, то:

$$\frac{P_c}{P_{ш}} = 10 \lg \left[\frac{\frac{S_m^2}{2}}{\frac{\Delta^2}{12}} \right] = 7.78 + 20 \lg \frac{S_m}{\Delta} = 7.78 + 20 \lg n. \quad (2.4)$$

В (2.3) и (2.4) S – среднее значение, а S_m – амплитуда сигнала.

В соответствии с требованиями стандартов минимум качества обеспечивается при $P_c/P_{ш} = 26$ дБ. Подставляя это значение в (2.4), найдем $n=8$.

Но это соотношение должно выполняться для самого минимального входного сигнала. Если учесть динамический диапазон сигнала на входе и взять случай более высокого качества передачи, то число уровней n будет много больше 8. Так, если $D=40$ дБ, то $n=800$, а разрядность кодера $r=10$.

Приведенный пример указывает на избыточность, возникающую при формировании цифрового сигнала, поскольку нет необходимости большие значения входного сигнала передавать с такой же точностью, что и малые. Поэтому при квантовании применяют процедуру неравномерного квантования (рисунок 4.4), когда шаг квантования входного сигнала увеличивается с ростом сигнала. Эта процедура называется компрессией или сжатием динамического диапазона. На практике компрессию совмещают с кодированием, применяя кусочно–линейную характеристику вместо логарифмической (рисунок 2.5. При этом угол наклона отрезков прямых в каждом сегменте уменьшается в два раза. Применение неравномерного квантования позволяет ограничить число разрядов $r=8$.

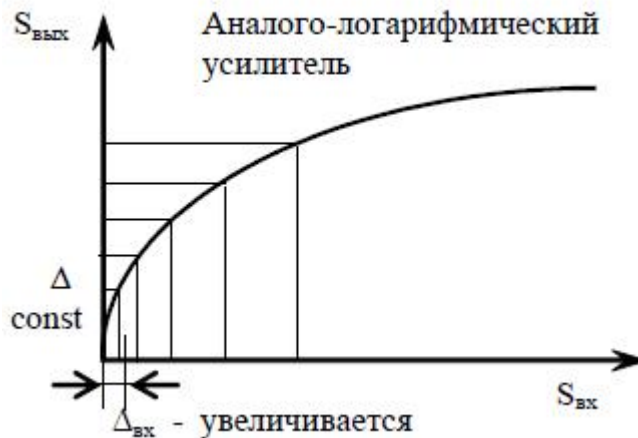


Рисунок 2.3 – Неравномерное квантование

Можно сделать вывод, что после операции квантования сигнал стал «счетным» как во времени, так и по амплитуде, т.е. он стал цифровым. Если значения уровней представлены в десятичной системе исчисления, то и цифровой сигнал будет представлен в десятичном коде. Такие сигналы широко применяются в ЦСП (многоуровневое кодирование) [3].

На третьем этапе сигнал $S_{кв}(t)$, дискретный во времени и по амплитуде, с помощью импульсно-кодовой модуляции (ИКМ) преобразуется в цифровой код. Наиболее распространенным является двоичный цифровой код (рисунок 2.1, в). Особенностью этого кода, представленного набором электрических импульсов, является то, что длительность каждого импульса в кодовой комбинации ИКМ $\tau_{ик} = \tau_i/r$ в r раз меньше длительности исходного импульса, потому что время отведенное для передачи отсчета ограничено длительностью входного импульса.



Рисунок 2.4 – Аппроксимация при неравномерном квантовании

Лекция 2 Структурная схема ЦСП. Группообразование

В настоящее время цифровые методы и устройства передачи информации являются основными в телекоммуникационных системах благодаря совокупности своих достоинств, таких как высокая помехоустойчивость, простота группообразования, возможность интеграции разнородного трафика, высокая технологичность и др. Укрупненная структурная схема ЦСП приведена на рисунке 2.5.

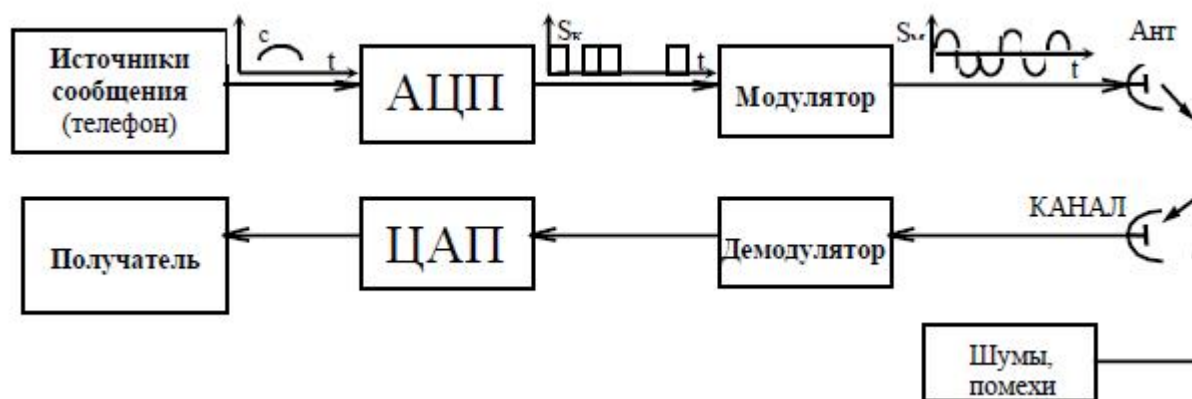


Рисунок 2.5 – Структурная схема ЦСП

Здесь аналоговый сигнал $S_c(t)$ с выхода источника сообщения проходит через аналогоцифровой преобразователь (АЦП), преобразуясь в двоичный цифровой код $S_k(t)$. Для передачи по линии связи (медный кабель, ВОЛС, радиоканал) этот сигнал с помощью модулятора или кодирующего устройства преобразуется к виду $S_m(t)$, позволяющему передачу на большие расстояния с минимальными искажениями. В приемной части ЦСП происходят обратные преобразования с помощью демодулятора и цифро–аналогового преобразователя (ЦАП). В канале передачи сигнал $S(t)$ искажается при воздействии шумов и помех, которые наиболее эффективно проявляют себя в канале связи и во входных каскадах приемника [11].

Группообразование

Поскольку длительность импульса дискретного сигнала (выборки) $\tau_{и}$ много меньше $\tau_{д}$ ($\tau_{и} \ll \tau_{д}$), временной интервал $\tau_{д}$ между соседними импульсами одной функции $S_1(t)$ можно заполнить отсчетами (импульсами) других каналов (рисунок 2.6). В этом случае каналы разделяются во времени и передаются в одной и той же полосе частот. Этот процесс носит название временного разделения каналов (ВРК) или группообразования. Время, за которое формируется группа, называется циклом. Длительность цикла есть время цикла $\tau_{ц}$. Нетрудно увидеть, что $\tau_{ц}$ равно времени дискретизации: $\tau_{ц} = \tau_{д}$.

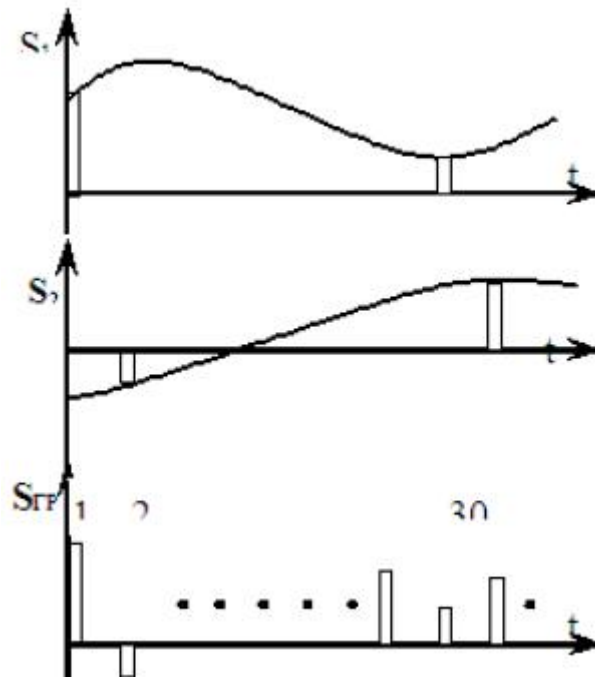


Рисунок 2.6 – Группообразование

Лекция 3. Линейное кодирование и модуляция

Цифровой сигнал после процедуры группообразования и АЦП имеет вид, представленный на рисунке 2.7, а. Он является однополярным, и в нем нетрудно выделить три типичных ситуации:

- 1) чередование нулей и единиц;
- 2) последовательность одних единиц;
- 3) последовательность одних нулей.

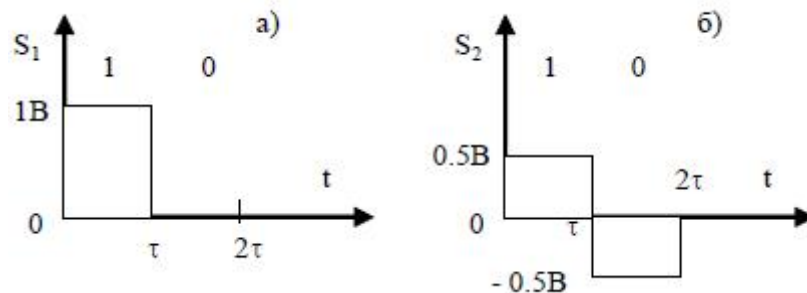


Рисунок 2.7 – Элементарные цифровые сигналы

Однополярный характер сигнала требует больших энергетических затрат. Для того, чтобы увидеть это, сравним энергию W , необходимую для передачи двух битов в электрической линии с помощью однополярного $S_1(t)$ и биполярного $S_2(t)$ сигналов (рисунок 2.7). Если сопротивление нагрузки $R=1\text{ Ом}$, $\tau = 1\text{ сек.}$, то

$$\frac{S_1^2}{R} \cdot \tau + \frac{S_2^2}{R} \cdot \tau \quad (2.5)$$

При одинаковой помехоустойчивости (перепад между состояниями равен 1В) преимущества биполярного сигнала очевидны. Наиболее простым переходом от однополярных сигналов к биполярным является применение кодов ЧПИ (чередование полярности импульсов, рисунок 2.8, б). Здесь каждый четный импульс меняет полярность.

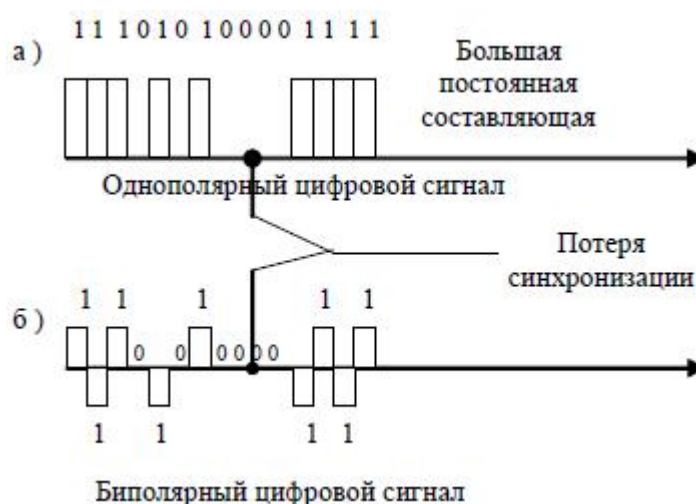


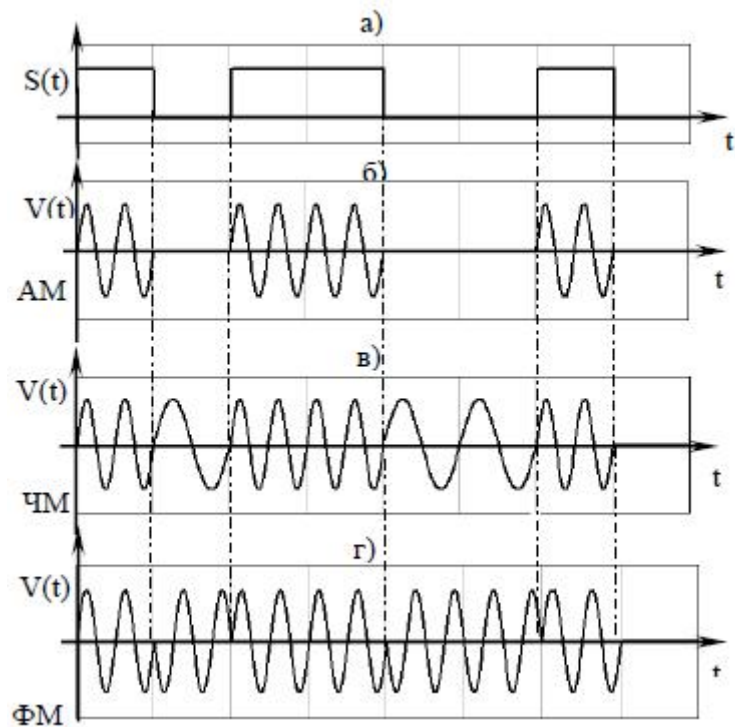
Рисунок 2.8 – Преобразование к коду передачи

Как у однополярного сигнала, так и у сигналов ЧПИ есть еще один существенный недостаток. Для нормального функционирования ЦСП с ВРК нужна жесткая синхронизация во времени между цифровым потоком передатчика и цифровым потоком в приемнике. Поэтому для систем плезиохронной цифровой иерархии на приемном конце из цифрового потока обычно выделяют тактовую частоту (частоту следования импульсов). Если обратиться к рисунку 4.8, то нетрудно увидеть, что синхронизация нарушается там, где присутствуют последовательности одних единиц или нулей (если нет сигнала, то и выделять нечего). Поэтому в кодах ЧПИ на участках с большим числом нулей добавляют специальные биполярные кодовые комбинации, которые при приеме опознаются и удаляются. Такие коды называют модифицированными ЧПИ (МЧПИ) [7].

Таким образом, для передачи по протяженной линии связи однополярный цифровой сигнал преобразуют с помощью специальных кодов, которые называют кодами передачи, или линейными кодами. Помимо ЧПИ и МЧПИ существует много других линейных кодов.

Модуляция

Помимо операции линейного кодирования для качественной передачи цифрового сигнала на большие расстояния по электрическим кабелям и радиолиниям применяют его модуляцию (рисунок 2.9). Модуляция, которая в данном случае называется манипуляцией, может быть амплитудной (АМ), фазовой (ФМ), частотной (ЧМ) или их комбинацией.



а) цифровой сигнал; б) амплитудная модуляция;
в) частотная модуляция; г) фазовая модуляция
Рисунок 2.9 – Модуляция цифрового сигнала:

Лекция 4 Достоинства и недостатки ЦСП

К достоинствам цифровых методов передачи относятся:

– высокая помехоустойчивость обеспечивается наличием в двоичном цифровом сигнале всего двух состояний. В связи с этим воздействие импульсной помехи на цифровую линию передачи не так эффективно, как в случае аналоговой линии (рисунок 2.10).

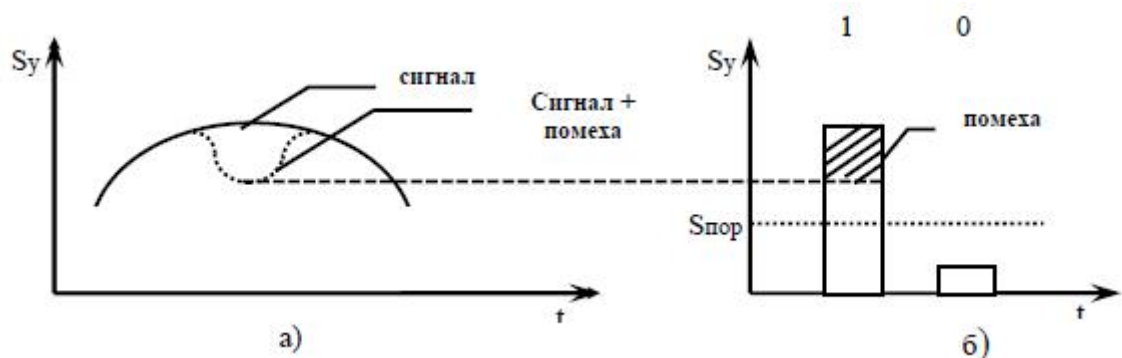


Рисунок 2.10 – Воздействие импульсной помехи на аналоговую (а) и цифровую (б) линии передачи

В аналоговой линии помеха существенно искажает форму сигнала, в то время как в цифровой та же помеха не повлияет на принятие решения о приеме «1», если превышено значение порога $S_{пор}$;

– нечувствительность цифровой системы передачи к искажениям сигнала позволяет реализовать еще одно замечательное свойство – возможность регенерации (рисунок 2.11). Здесь при распространении сигнала вдоль линии, происходит его ослабление и искажение формы. При снижении амплитуды до значения, близкого к порогу, регенератор формирует импульс, подобный исходному, и процесс повторяется. Нетрудно убедиться в том, что в такой системе передачи не происходит накопления воздействия шумов и помех по мере прохождения сигнала вдоль линии;

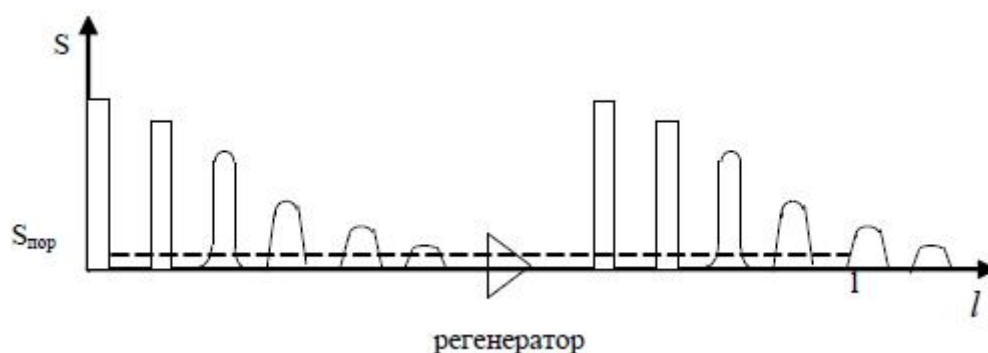


Рисунок 2.11 – Процесс регенерации

– простота группообразования по сравнению с системами с частотным разделением каналов, так как временные мультиплексоры и демультимплексоры существенно проще в реализации, чем система гетеродинов и частотно-избирательных фильтров;

– возможность интеграции услуг телефонии, передачи данных и телевидения, поскольку при преобразовании в цифровую форму сигналы для всех видов трафиков приобретают универсальную форму (двоичный сигнал);

– возможны различные процедуры обработки цифровых сигналов (фильтрация, кодирование и др.) в процессе их передачи и приема в реальном масштабе времени;

– экономичность производства и эксплуатации оборудования ЦСП, его малый вес и габариты благодаря применению технологий современной микроэлектроники.

Одним из замечательных свойств цифровых сигналов является возможность количественной оценки любых самых различных видов информации. Дадим здесь определение количества информации. Количество информации – это энтропия или мера неопределенности в поведении источника дискретных (счетных) данных. Раскрывая эту неопределенность с помощью переданных нам сообщений, мы и получаем информацию.

Лекция 5. Компандирование в ЦСП

При равномерном квантовании шаг квантования Δ одинаков как для малых, так и для больших значений входных сигналов. Это приводит к появлению избыточности при передаче, которая проявляется следующим образом:

– число отсчетов n в заданном динамическом диапазоне равномерно распределено и при заданных критериях качества будет составлять $n = 2000\text{--}4000$;

– защищенность системы передачи по отношению к шумам квантования

$$A_{3c} = \frac{P_c}{P_{шкв}} = \frac{P_c}{\Delta^2 / 12} \quad (2.6)$$

при постоянном Δ будет увеличиваться с ростом амплитуды и, соответственно, мощности входного сигнала P_c , т.е. будет непостоянной. Таким образом, сильные сигналы передаются с лучшей помехоустойчивостью;

– значения входного сигнала U_c являются случайной величиной. Вероятность их появления характеризуется плотностью $p(U_c)$ (рисунок 2.12), причем вероятность появления больших значений невысока. Это объясняется тем, что мы производим громкие звуки гораздо реже, чем тихие. Поэтому шумы квантования для больших значений U_c не так существенны, как для малых [4].

Все эти факторы обосновывают применение нелинейного кодирования или неравномерного квантования.

Основные требования, предъявляемые к таким кодерам:

- восьмиразрядная кодовая комбинация;
- возможность регистрации полярности сигнала;
- минимизация шумов квантования;
- слабая зависимость защищенности от шумов квантования в заданном динамическом диапазоне;
- компрессия должна быть совмещена с кодированием.

Это означает, что в компандере совмещаются функции компрессора и кодера ИКМ.



Рисунок 2.12 – Плотность распределения вероятности значений входного сигнала

В практике нелинейного кодирования можно использовать следующие методы:

1. Аналоговое компандирование.

Здесь вначале с помощью аналогового компрессора сжимается динамический диапазон входного сигнала, затем производится равномерное квантование с числом уровней квантования $n = 2^8 = 256$ и кодирование. Если сигнал биполярный, то применяют симметричный двоичный код, когда первый разряд используется для передачи знака сигнала, а остальные семь для передачи его значения. На приемном конце используется обратная операция экспандирования. Поэтому весь процесс сжатия и расширения динамического диапазона называют компандированием [4].

2. Нелинейное компандирование.

Этот способ сжатия заключается в том, что плавную характеристику компрессора заменяют кусочноломаной кривой и процесс сжатия динамического диапазона совмещают с кодированием так, что на выходе устройства появляется восьмиразрядный двоичный код. Такие компандеры наиболее широко применяются в современных цифровых системах передачи.

Лекция 6. Линейные коды

Преобразование цифрового сигнала к виду, позволяющему передавать его с наименьшими энергетическими затратами, высокой надежностью синхронизации передатчика и приемника, высокой помехоустойчивостью называется линейное кодирование, а сами коды – линейными или кодами передачи. При линейном кодировании желательно убрать постоянную составляющую сигнала и обеспечить условие выделения тактовой частоты для синхронизации передатчика и приемника. Следует заметить, что постоянная составляющая сигнала не участвует в передаче информации, но потребляет энергию [8].

К таким кодам относятся блочные, биимпульсные коды, коды СМІ, МЧПИ и др.

Линейные коды делятся на однополярные и биполярные. Однополярные используются в основном в волоконно–оптических линиях связи (ВОЛС), биполярные – в кабельных системах, радиорелейных линиях (РРЛ).

Однополярные коды делятся на NRZ и RZ коды:

- NRZ – без возврата к нулю, т.е. значение сигнала не возвращается к нулю за время передачи символа (рисунок 2.13).

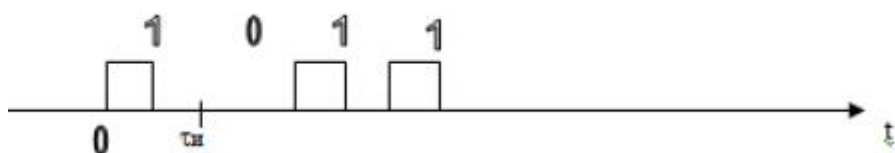


Рисунок 2.13 – Код NRZ

- RZ – с возвратом к нулю, т.е. за время передачи символа сигнал меняет свое значение и возвращается к нулю (рисунок 2.14).

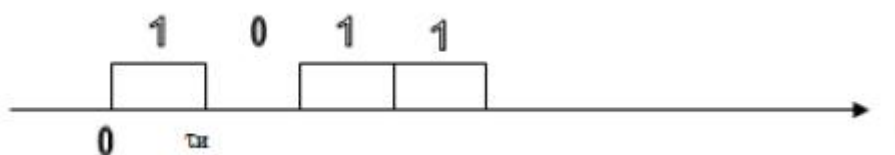


Рисунок 2.14 – Код RZ

В кодах RZ полоса частот увеличивается в два раза относительно кодов NRZ, за счет уменьшения длительности импульса $t_{и}$.

Для того чтобы убедиться в этом, рассмотрим спектры (рисунок 2.16) элементарных сигналов, соответствующих NRZ и RZ кодам (рисунок 2.15).

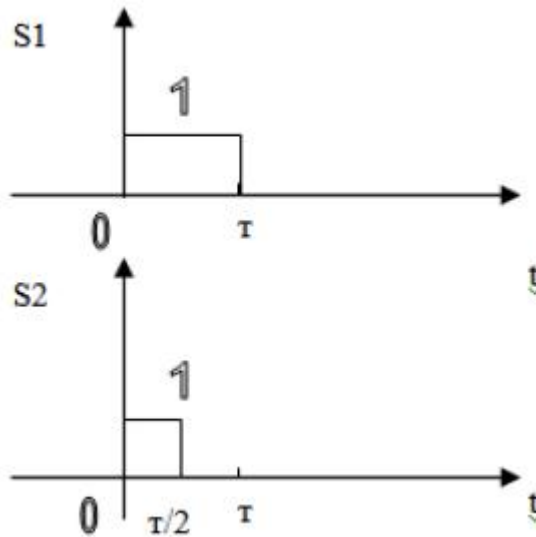


Рисунок 2.15 – Элементарные сигналы, соответствующие NRZ и RZ кодам

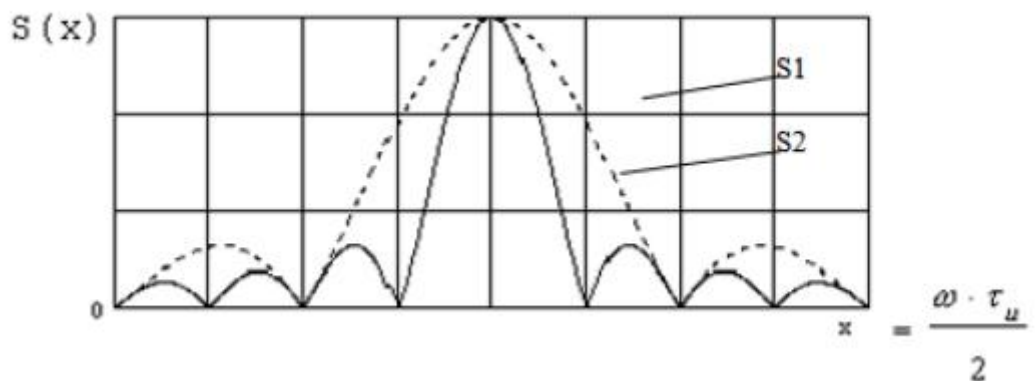


Рисунок 2.16 – Спектры элементарных сигналов, соответствующих NRZ (S2) и RZ (S1) кодам

На графике наглядно видно, что спектр RZ кода в два раза шире, т.е. NRZ сигнал занимает полосу частот в два раза больше, чем NRZ сигнал.

К биполярным кодам относятся коды с чередованием полярности импульсов (ЧПИ), т.е. каждый четный импульс меняет полярность. Эти коды бывают также NRZ и RZ: NRZ ЧПИ (рисунок 2.17).

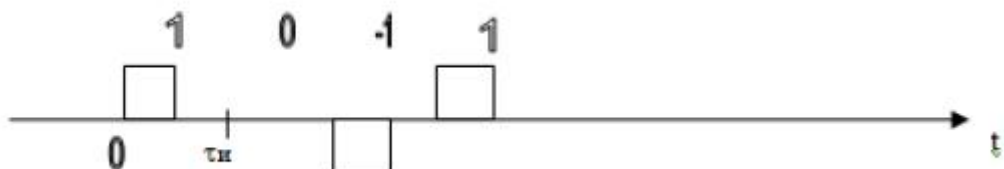


Рисунок 2.17 – NRZ ЧПИ

Энергетические показатели данного кода и всех биполярных лучше, чем любого из выше рассмотренных однополярных, т.к. в сигнале отсутствует постоянная составляющая, однако, частота тактовой синхронизации в нем не содержится, что резко ограничивает применимость кода. Этот код не позволяет выделить тактовую частоту.

RZ ЧПИ (рисунок 2.18)

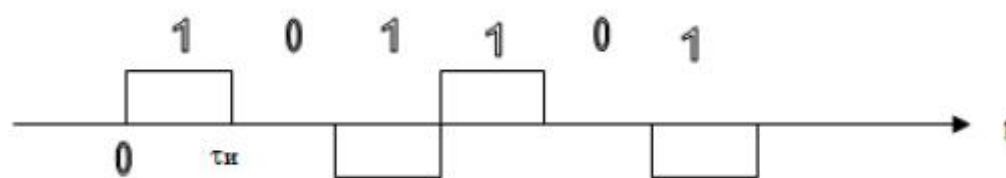


Рисунок 2.18 – Код RZ ЧПИ

Он и ему подобные чаще всего применяются при передаче цифровых сигналов по электрическим кабелям и РРЛ, поскольку и электрический кабель, и РРЛ легко позволяют передавать отрицательную полярность импульсов.

В кодах ЧПИ для передачи двух символов (1 и 0) используется три состояния (1, 0 и -1), т.е. существует избыточность. Эту избыточность используют для обнаружения ошибок. В соответствии с принятым алгоритмом формирования кода в нем не могут следовать подряд два импульса одной полярности.

Рассмотрим биимпульсные коды. Здесь каждый символ представляется одним биполярным импульсом (рисунок 2.19).



Рисунок 2.19 – Символы биимпульсных кодов

Приведем пример абсолютного биимпульсного кода (рисунок 4.20):

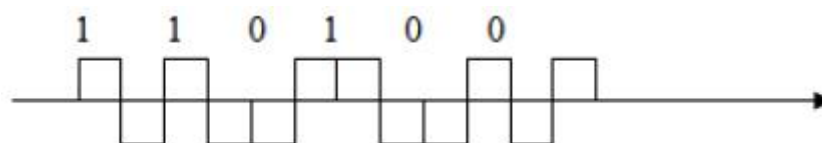


Рисунок 2.20 – Абсолютный биимпульсный код

К достоинствам этого кода относятся:

- возможность выделения тактовой частоты;
- отсутствие постоянной составляющей.

А к недостаткам:

- отсутствие избыточности;
- возможность неправильного приема символа, т.к. импульсы отличаются только фазой. Если произойдет случайный «переброс» фазы, то весь сигнал поменяет полярность. Чтобы этого избежать, вводят относительный биимпульсный код.

В этом случае приведенная выше последовательность будет выглядеть так, как показано на рисунке 2.21.

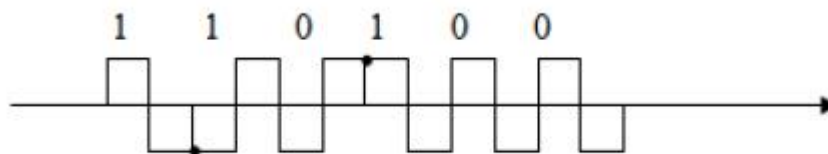


Рисунок 2.21 – Относительный биимпульсный код: 110100 – смена фазы (1)

При этом принятый импульс считается единицей, если произошла смена фаз, и нулем – если нет.

Рассмотрим спектр биимпульсного сигнала (рисунок 2.22).

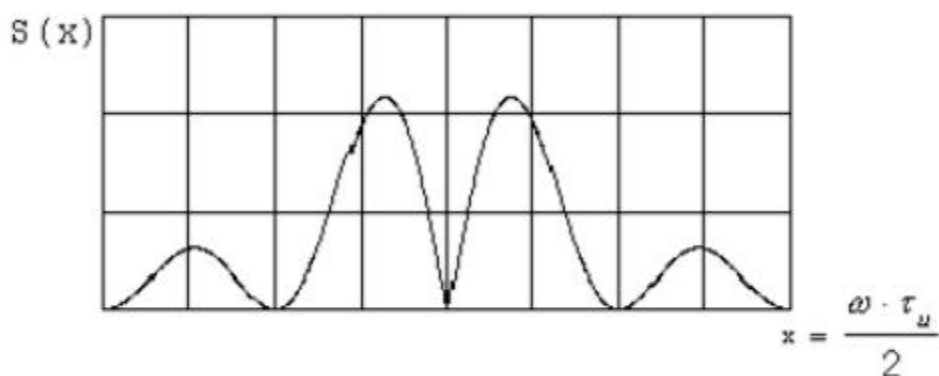


Рисунок 2.22 – Спектр биимпульсного сигнала

Из графика видно, что в данном сигнале отсутствует постоянная составляющая. А так как именно постоянная составляющая требует большой мощности, то можно сделать вывод, что данный сигнал наиболее экономичен с точки зрения энергетики. К тому же отсутствие постоянной составляющей уменьшает такой отрицательный фактор, как дрейф нуля.