

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»
Кафедра систем телекоммуникаций

Н.В. Тарченко, П.В. Тишков

МНОГОКАНАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

Лабораторный практикум

для студентов специальностей
«Многоканальные системы телекоммуникаций»,
«Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения»
дневной, вечерней и заочной форм обучения

Минск 2006

УДК 621.395.4 (075.8)

ББК 32.882 я 73

Т 22

Тарченко Н.В.

Т 22

Многоканальные системы передачи: Лабораторный практикум для студ. спец. “Многоканальные системы телекоммуникаций”, “Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения” дневн., веч. и заоч. форм обуч. / Н.В. Тарченко, П.В. Тишков. – Мн.: БГУИР, 2006. – 42 с.: ил.

ISBN 985-444-955-6

Данный лабораторный практикум содержит три лабораторные работы по изучению основных видов цифровой модуляции: импульсно-кодовой, дифференциальной импульсно-кодовой и дельта-модуляции и их разновидностей, а также алгоритмов обработки сигналов в соответствующих кодерах и декодерах. Объем и содержание лабораторных работ соответствует программе дисциплины “Многоканальные системы передачи” для студентов специальности “Многоканальные системы телекоммуникаций”.

Лабораторный практикум может использоваться также при изучении дисциплин “Основы построения систем и сетей телекоммуникаций” и “Современные технологии систем и сетей телекоммуникаций” для студентов специальности “Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения”.

УДК 621.395.4 (075.8)

ББК 32.882 я73

ISBN985-444-955-6

© Тарченко Н.В., Тишков П.В., 2006

© БГУИР, 2006

Содержание

Лабораторная работа №1. Исследование характеристик речевого сигнала при импульсно-кодовой модуляции с равномерным квантованием	4
Лабораторная работа №2. Исследование характеристик речевого сигнала при импульсно-кодовой модуляции с неравномерным квантованием	19
Лабораторная работа №3. Исследование разностных методов цифровой модуляции.....	30

Библиотека БГУИР

Лабораторная работа №1

Исследование характеристик речевого сигнала при импульсно-кодовой модуляции с равномерным квантованием

Цель лабораторной работы

1. Изучение влияния параметров аналого-цифрового преобразования (АЦП) и цифроаналогового преобразования (ЦАП) на качество речевого сигнала.
2. Анализ основных источников искажений и помех при АЦП и ЦАП и их количественная оценка.
3. Изучение основных преобразований сигнала при АЦП и ЦАП.

Краткие теоретические сведения

Импульсно-кодовая модуляция (ИКМ) является одним из наиболее распространённых методов цифрового преобразования аналоговых речевых сигналов.

При формировании ИКМ сигнала исходный аналоговый сигнал претерпевает следующие преобразования:

- фильтрацию по частоте;
- дискретизацию по времени;
- квантование по уровню;
- кодирование.

Все эти этапы – необходимые составляющие аналого-цифрового преобразования. При этом квантование может быть как равномерным, так и неравномерным. Данная лабораторная работа посвящена исследованию параметров речевого сигнала при ИКМ с равномерным квантованием.

При цифроаналоговом преобразовании, когда из цифрового сигнала восстанавливается аналоговый, необходимо произвести следующие процедуры:

- декодирование;
- фильтрацию.

Обобщённая структурная схема АЦП и ЦАП представлена на рисунке 1.1.

Непрерывный аналоговый сигнал $a(t)$ проходит полосовой фильтр (ПФ), устраняющий составляющие спектра сигнала вне полосы частот $[F_H \dots F_B]$, где F_H и F_B – граничные частоты ПФ.

После этого сигнал поступает на дискретизатор или амплитудно-импульсный модулятор (АИМ), в котором преобразуется в дискретные во времени отсчёты. Возможность передачи непрерывного сигнала его дискретными отсчётами обоснована акад. В.А. Котельниковым в 1931 г.

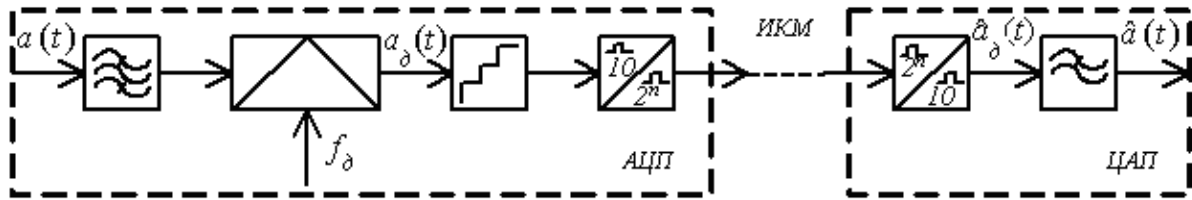


Рисунок 1.1 – Обобщённая структурная схема кодека ИКМ

В соответствии с этой теоремой любой аналоговый сигнал $a(t)$, ограниченный по спектру верхней граничной частотой F_B , полностью определяется отсчётами его мгновенных значений $a(kT_0)$, отстоящими друг от друга на интервал $T_0 \leq \frac{1}{2F_B}$. Доказательство теоремы Котельникова основано на разложении функции с ограниченным спектром $a(t)$ в ряд вида

$$a(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a(kT_0) \cdot \frac{\sin 2\pi F_B(t - kT_0)}{2\pi F_B(t - kT_0)}. \quad (1.1)$$

Если соблюдаются условия теоремы Котельникова, то указанная сумма точно соответствует исходному сигналу.

Т.к. весовая функция $\frac{\sin x}{x}$ с точностью до постоянного множителя совпадает с импульсной реакцией идеального фильтра низких частот (ФНЧ), имеющего частоту среза F_B , то восстановить аналоговый сигнал возможно, пропустив через ФНЧ последовательность отсчётов, что и реализуется на приёмной стороне в ЦАП.

Дискретизация непрерывного сигнала во времени проиллюстрирована на рисунке 1.2.

На практике временная дискретизация аналогового сигнала и его восстановление происходит с определённой погрешностью. Погрешность дискретизации связана, в первую очередь, с тем, что реальные сигналы имеют конечную продолжительность и, вследствие этого, неограниченный спектр. Для того, чтобы выбрать частоту дискретизации, необходимо ограничить спектр сигнала частотой F_B (для речевого сигнала $F_B = 3,4$ кГц). При этом часть спектра сигнала оказывается отброшенной и не участвует впоследствии в восстановлении сигнала. Относительная среднеквадратическая погрешность представления рядом Котельникова сигнала с бесконечным спектром определяется скоростью спада спектра за частотой F_B и оценивается величиной

$$\varepsilon \geq \frac{\Delta E}{E}, \quad (1.2)$$

где ΔE – энергия сигнала, сосредоточенная в полосе частот выше F_B ;
 E – полная энергия сигнала.

Частоту дискретизации необходимо выбирать таким образом, чтобы величина ε была достаточно малой.

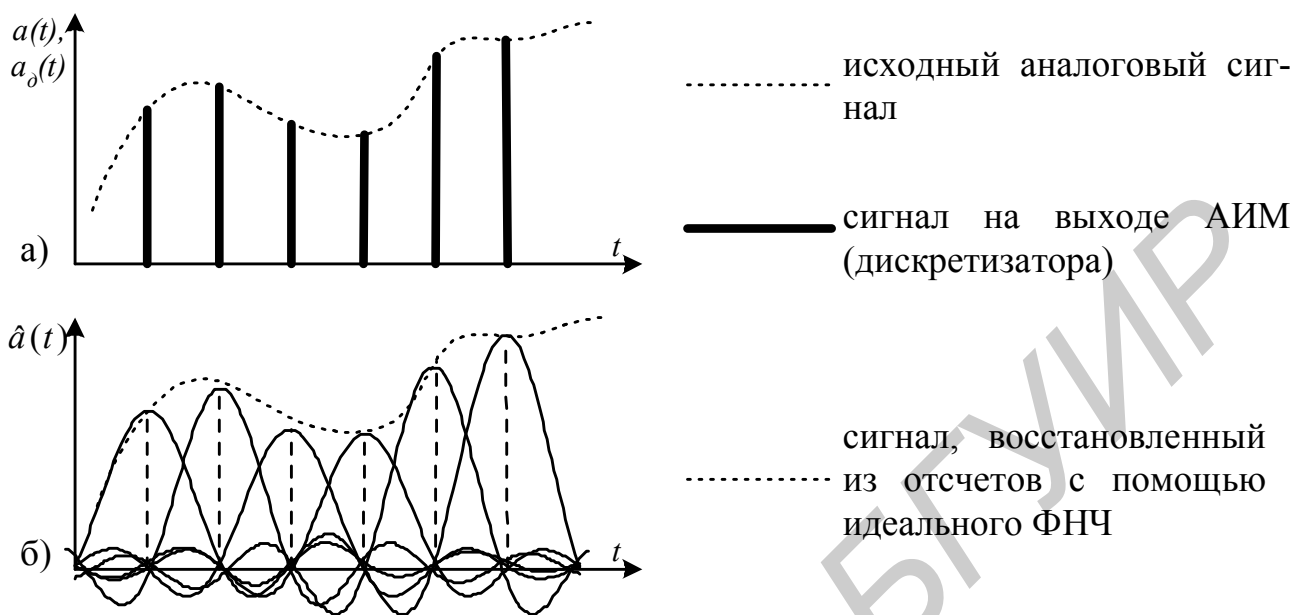


Рисунок 1.2 – Дискретизация и восстановление аналогового сигнала

Импульсная последовательность, полученная в результате дискретизации, представляет собой амплитудно-импульсно-модулированный сигнал, закон изменения амплитуды которого соответствует исходному сигналу.

Импульсная несущая (стробирующий сигнал) записывается в виде

$$u_{cmp}(t) = u_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} S(t - kT_d), \quad (1.3)$$

где $S(t)$ – огибающая импульса единичной амплитуды, в дальнейшем предполагается, что импульс имеет прямоугольную форму;

u_0 – амплитуда импульса немодулированной последовательности.

Разложение функции $u_{cmp}(t)$ в ряд Фурье даёт выражение

$$u_{cmp}(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos k\omega_d t, \quad (1.4)$$

где A_0 – постоянная составляющая стробирующей импульсной последовательности, $A_0 = u_0 \cdot \frac{\tau_u}{T_d}$;

τ_u – длительность стробирующих импульсов;

A_k – амплитуда гармоники с частотой $k\omega_d$, равная

$$A_k = \frac{2u_0}{k\pi} \sin \frac{k\omega_\delta \tau_u}{2} = \frac{2u_0}{Q} \frac{\sin \frac{k\omega_\delta \tau_u}{2}}{\frac{k\omega_\delta \tau_u}{2}};$$

$Q = \frac{T_\delta}{\tau_u}$ – скважность импульсной последовательности.

Аналитически запись АИМ сигнала на выходе дискретизатора можно представить в виде

$$a_\delta(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u_0(1 + m_a a(t))S(t - kT_\delta), \quad (1.5)$$

где m_a – коэффициент амплитудной модуляции, $m_a = \frac{u_m}{u_0}$,

u_m – амплитудное значение модулирующего сигнала.

После подстановки соответствующих значений получаем

$$a_\delta(t) = A_0 + A_0 m_a a(t) + \sum_{k=1}^{\infty} A_k (1 + m_a a(t)) \cos k\omega_\delta t. \quad (1.6)$$

Как видно из (1.6), АИМ сигнал состоит из постоянной составляющей $A_0 m_a a(t)$, пропорциональной модулирующему сообщению $a(t)$, и бесконечного числа гармоник частоты дискретизации, каждая из которых модулирована сигналом $a(t)$. Спектр такого сигнала представлен на рисунке 1.3.

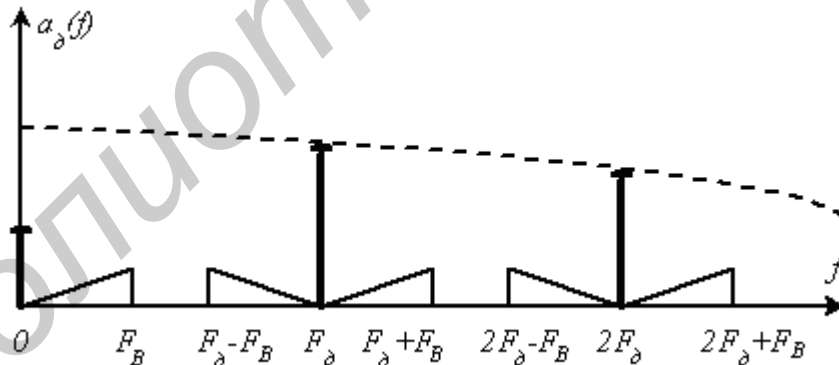


Рисунок 1.3 – Спектр АИМ сигнала

При АЦП речевого сигнала, являющегося двуполярным, используется балансная амплитудно-импульсная модуляция (с подавлением несущей). В этом случае выражение (1.6) принимает вид

$$a_\delta(t) = A_0 + A_0 m_a a(t) + \sum_{k=1}^{\infty} A_k a(t) m_a a(t) \cos k\omega_\delta t. \quad (1.7)$$

Как видно из (1.7), в спектре такого сигнала будут отсутствовать составляющие спектра на частотах, кратных $k\omega_0$, $k = 1, 2, \dots$

Всё вышесказанное относится к АИМ-1, когда амплитуда импульса изменяется в пределах его длительности в соответствии с огибающей модулирующего сигнала $a(t)$. При АИМ-2 амплитуда импульса в пределах его длительности постоянна и соответствует значению модулирующего сигнала в момент начала отсчёта. Формы импульсов дискретизированного сигнала при АИМ-1 и АИМ-2 представлены на рисунке 1.4 а, б соответственно.

Следует отметить, что спектральный состав сигнала АИМ-2 по своей структуре не отличается от спектрального состава сигнала АИМ-1. Однако при АИМ-2 спектральные составляющие модулирующего сигнала и боковых полос при частотах дискретизации пропорциональны коэффициенту $\frac{\sin(k\omega_0\tau_u/2)}{k\omega_0\tau_u/2}$, что в принципе приводит к амплитудно-частотным искажениям демодулированного из АИМ-2 сигнала. Однако при скважности $Q = \frac{T_0}{\tau_u} > 5$ этими искажениями можно пренебречь.

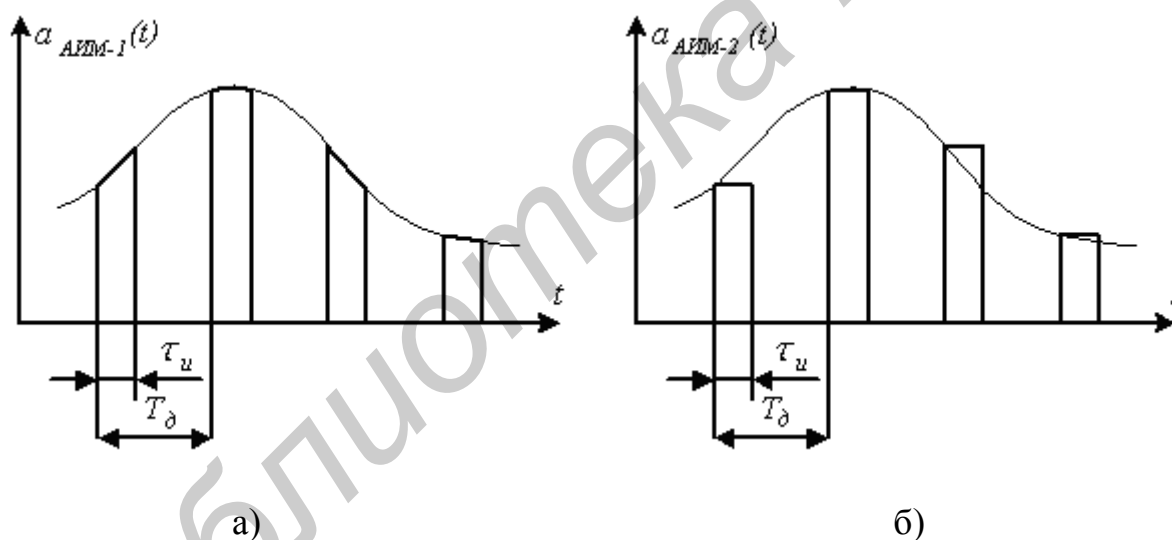


Рисунок 1.4 – Форма импульсов дискретизированного сигнала при АИМ-1 (а) и АИМ-2 (б)

Полученный в результате временной дискретизации АИМ сигнал является непрерывным по уровню. Для преобразования его в дискретный сигнал необходимо осуществить операцию квантования, которая состоит в замене непрерывной шкалы возможных мгновенных значений сигнала дискретной шкалой разрешённых уровней. Операция квантования по уровню и кодирования, как правило, реализуются в едином устройстве – кодере, однако с целью выявления особенностей указанных операций целесообразно их рассматривать отдельно.

Квантующее устройство характеризуется следующими параметрами:

- число уровней квантования L ;
- шаг квантования δ – расстояние между двумя ближайшими разрешёнными уровнями; шкала квантования называется равномерной, если все шаги квантования равны между собой $\delta = \text{const}$, и неравномерной, если шаг квантования изменяется по шкале. Амплитудная характеристика квантующего устройства с равномерной шкалой квантования показана на рисунке 1.5;

– напряжение ограничения $u_{огр}$. Очевидно, что $u_{огр}$ должно выбираться таким образом, чтобы вероятность появления отсчёта с амплитудой больше $|u_{огр}|$ была пренебрежимо мала. Для речевого сигнала эта вероятность составляет $p(u_c > |u_{огр}|) \leq 0,001$ (0,1%).

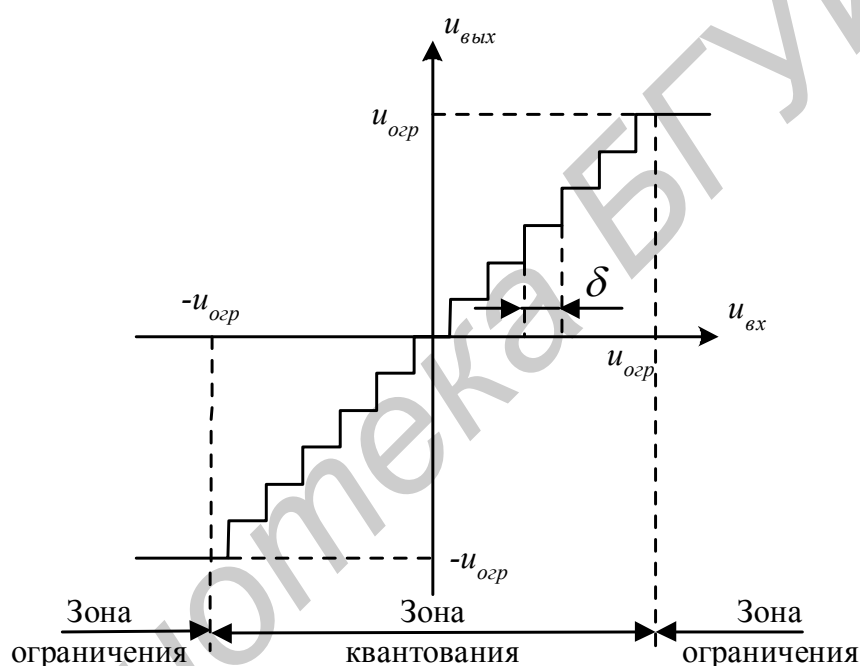


Рисунок 1.5 – Амплитудная характеристика при равномерном квантовании.

Амплитудная характеристика квантующего устройства содержит две основные зоны: квантования и ограничения. В случае если $u_c > |u_{огр}|$, происходит ограничение максимальных мгновенных значений сигнала и на выходе квантователя формируется отсчёт с амплитудой $u_{огр}$. При этом возникают шумы ограничения, мощность которых равна

$$P_{огр} = 2 \int_{u_{огр}}^{\infty} (u - u_{огр})^2 \omega(u) du,$$

где $\omega(u)$ – плотность вероятности величины распределения мгновенных значений напряжения сигнала.

На рисунке 1.6 приведена временная диаграмма, поясняющая принцип равномерного квантования. Квантование осуществляется следующим образом, если амплитуда отсчёта в пределах двух соседних разрешённых уровней превышает половину шага квантования $\delta/2$, то амплитуда отсчёта изменяется в большую сторону, если меньше $\delta/2$, то в меньшую. Таким образом операция квантования аналогична операции округления чисел и неизбежно приводит к возникновению неустраняемой ошибки – ошибки квантования. Ошибка квантования определяется как разность между истинным значением отсчёта и его квантованным значением (рисунок 1.6,б):

$$\xi_{кв}(t) = a_o(t) - a_{кв}(t).$$

Определим мощность шумов квантования, возникающих при квантовании речевого сигнала, который является двуполярным. Пусть $\omega(u)$ – плотность вероятности распределения мгновенных значений сигнала (рисунок 1.7), δ - шаг квантования. Тогда количество уровней квантования определяются соотношением

$$L = \frac{2u_{огр}}{\delta} + 1 \approx \frac{2u_{огр}}{\delta}.$$

При этом сигнал, попадающий в пределы i -го шага квантования, представляется квантованным значением u_i , а вероятность появления сигнала с напряжением, лежащим в пределах i -го шага квантования, равна

$$p_i = p_i(u_i - \delta/2 \leq u \leq u_i + \delta/2) = \int_{u_i - \delta/2}^{u_i + \delta/2} \omega(u) du.$$

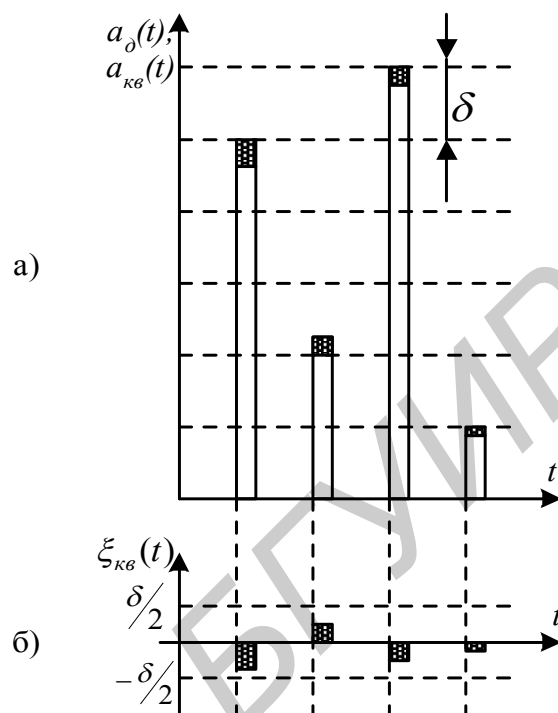


Рисунок 1.6 – Принцип равномерного квантования

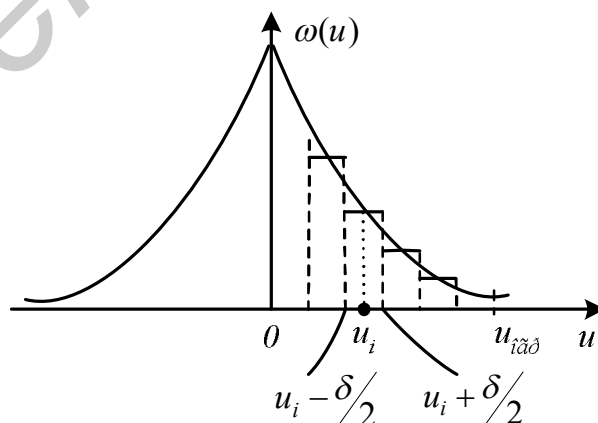


Рисунок 1.7 – К определению мощности шумов квантования

Учитывая, что $\delta \ll u_{\text{опр}}$, можно допустить, что в пределах шага квантования плотность вероятности $\omega(u) = \text{const}$ и равна $\omega(u) = \omega(u_i)$. Тогда

$$p_i = p_i(u_i - \delta/2 \leq u \leq u_i + \delta/2) = \omega(u_i)\delta,$$

где $\omega(u_i)$ – плотность вероятности величины напряжения сигнала в середине i -го интервала.

С учётом этого мощность шума квантования на сопротивлении 1 Ом, возникающего при квантовании сигналов, лежащих в пределах i -го шага, составляет

$$\begin{aligned} P_{\text{кв}i} &= \int_{u_i - \delta/2}^{u_i + \delta/2} (u - u_i)^2 \omega(u) du \approx \int_{u_i - \delta/2}^{u_i + \delta/2} (u - u_i)^2 \omega(u_i) du = \\ &= \omega(u_i) \int_{-\delta/2}^{\delta/2} (x)^2 dx = \omega(u_i) \frac{\delta^3}{3 \cdot 4} = \frac{\delta^2}{12} p_i. \end{aligned}$$

Мощность полного шума квантования

$$P_{\text{ш.кв}} = \sum_{i=0}^L \frac{1}{12} \delta^2 p_i = \frac{\delta^2}{12} \sum_{i=0}^L p_i = \frac{\delta^2}{12}. \quad (1.8)$$

Как видно из (1.8), мощность шума квантования не зависит от уровня квантуемого сигнала и определяется только шагом квантования.

Защищённость от шумов квантования для j -го абонента, как известно, определяется как

$$A_{\text{з.кв}} = 10 \lg \frac{P_{c_j}}{P_{\text{ш.кв}}},$$

где P_{c_j} – средняя мощность j -го абонента на сопротивлении 1 Ом, равная

$$P_{c_j} = u_{\text{о}j}^2 = \frac{u_{\text{м}j}^2}{K_{\Pi}^2},$$

$u_{\text{о}j}$ и $u_{\text{м}j}$ – действующее и максимальное (амплитудное) значения напряжения j -го абонента;

K_{Π} – пик-фактор речевого сигнала, значение которого не зависит от уровня мощности абонента и равно $K_{\Pi} = \frac{u_{\text{м}j}}{u_{\text{о}j}}$.

С учётом сказанного и того, что $P_{\text{ш.кв}} = \frac{u_{\text{опр}}^2}{3L^2}$, защищённость от шумов квантования для j -го абонента равна

$$A_{з.кв.j} = 10 \lg \left(\frac{3L^2 u_{mi}^2}{K_{\Pi}^2 u_{огр}^2} \right) = 10 \lg 3 + 20 \lg L - 20 \lg K_{\Pi} + 20 \lg \frac{u_{mj}}{u_{огр}}. \quad (1.9)$$

Если предположить, что количество уровней квантования L и разрядность кодовой комбинации m связаны соотношением $m = \log_2 L$, то

$$A_{з.кв} = 10 \lg 3 + 6m - 20 \lg K_{\Pi} + 20 \lg \frac{u_{mj}}{u_{огр}} = 4,7 + 6m - K_{\Pi}^* + 20 \lg \frac{u_{mj}}{u_{огр}}, \quad (1.10)$$

где K_{Π}^* – пик-фактор речевого сигнала в децибелах, $K_{\Pi} = 12 \dots 15$ дБ.

Как видно из (1.10), защищенность от шумов квантования $A_{з.кв}$ оказывается небольшой для сигналов с малым уровнем (т.е. слабых сигналов), и возрастает при увеличении уровня сигнала. Зависимость $A_{з.кв}$ от уровня квантуемого сигнала при различных значениях L представлена на рисунке 1.8.

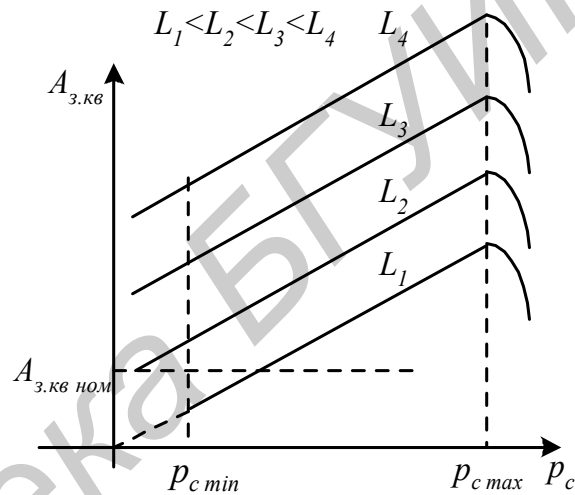


Рисунок 1.8 – Защищенность от шумов квантования при различных значениях L

Для того, чтобы выполнить требования по защищённости от шумов квантования, необходимо уменьшать шаг квантования δ или увеличивать количество уровней квантования. При уменьшении δ в 2 раза мощность шумов квантования уменьшается в 4 раза, а защищённость $A_{з.кв}$ увеличивается на 6 дБ. При $u_c > u_{огр}$ защищённость от шумов резко падает за счёт попадания сигнала в зону ограничения.

При передаче речевых сигналов (телефонии) на вход АЦП поступают сигналы от различных источников, поэтому следует учитывать распределение средних мощностей телефонных сигналов (рисунок 1.9), которые соответствуют нормальному закону со среднеквадратическим отклонением $\sigma_c = 3,5 \dots 5,5$ дБ. При этом с вероятностью $p = 0,997$ значения средних мощностей не выходят за пределы $\pm 3\sigma_c$. Таким образом для речевого сигнала вводится понятие “слабый” абонент, уровень средней мощности которого $p_{c \min} = p_{c \text{ ср}} - 3\sigma_c$, и “сильный” абонент, уровень средней мощности которого $p_{c \max} = p_{c \text{ ср}} + 3\sigma_c$.

Так как при равномерном квантовании требуемую защищённость от шумов квантования необходимо обеспечить для всех абонентов, в том числе и для “слабого”, а значение шага квантования рассчитывается исходя из максимально допустимого напряжения для “сильного” абонента $u_{огр} = u_{m \max}$, то выражение (1.10) защищённости от шумов квантования для “слабого” абонента примет вид

$$A_{з.кв \min} = 10 \lg 3 + 6m - 20 \lg K_{\Pi} + 20 \lg \frac{u_{mi}}{u_{m \max}} = \quad (1.11)$$

$$= 10 \lg 3 + 6m - K_{\Pi}^* - 6\sigma_c.$$

Используя (1.11), можно показать, что разрядность кодовой комбинации рассчитывается по формуле

$$m = \frac{A_{з.кв \min} + K_{\Pi} + 6\sigma_c - 10 \lg 3}{6}.$$

При обеспечении защищённости от шумов квантования $A_{з.кв \text{ ном}} \geq 30$ дБ, $\sigma_c = 5,5$ дБ и $K_{\Pi}^* = 12$ дБ, необходимая разрядность кодовой комбинации равна 11,7, производя округление к ближайшему большему целому числу, получаем значение $m=12$.

Как уже было сказано, в процессе кодирования амплитуда каждого квантованного отсчёта АИМ сигнала представляется в виде m -разрядной двоичной кодовой комбинации. На практике применяются симметричный двоичный код и натуральный двоичный код.

Симметричный двоичный код используется, как правило, для кодирования двуполярных сигналов, в том числе и телефонных. При этом первый разряд кодовой комбинации несёт информацию о знаке отсчёта (1 – для положительных, 0 – для отрицательных), остальные $m-1$ разряды несут информацию о модуле числа, соответствующего разрешённому уровню квантования. Для положительных и отрицательных отсчётов, равных по амплитуде, структуры кодовых комбинаций совпадают, за исключением знакового разряда, т.е. код является симметричным. При этом максимальному положительному напряжению отсчёта ($u_{огр}$) соответствует кодовое слово $\underbrace{1111\dots 1}_{m-1}$, максимальному отрицательному ($-u_{огр}$) – $\underbrace{0111\dots 1}_{m-1}$. Связь между амплитудой отсчёта АИМ сигнала и структурой кодовой комбинации описывается выражением

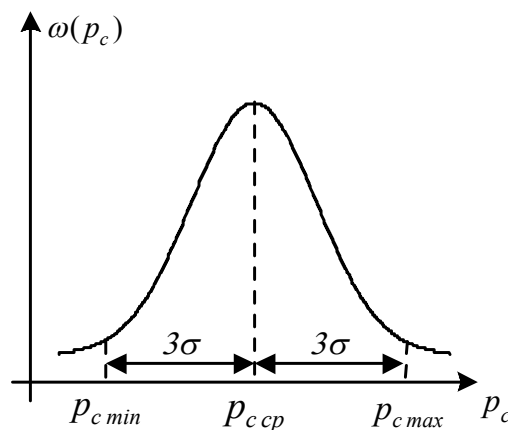


Рисунок 1.9 – Разброс уровней сигналов абонентов

$$u_{АИМ} = (-1)^{a_1+1} + \sum_{i=2}^m a_i \delta \cdot 2^{m-i},$$

где m – разрядность кодовой комбинации;

2^{m-i} – вес соответствующего разряда;

δ – шаг при равномерном квантовании; при симметричном кодировании

$$\delta = \frac{u_{огр}}{2^{m-1}};$$

a_i – состояние соответствующего разряда кодовой комбинации.

Натуральный двоичный код используется в основном при кодировании однополярных сигналов. В этом случае связь между амплитудой отсчёта и структурой кодовой комбинации представляется выражением:

$$u_{АИМ_H} = \sum_{i=1}^m a_i 2^{m-i} \cdot \delta.$$

Очевидно, что минимальному сигналу соответствует кодовая комбинация $\underbrace{000\dots0}_m$, максимальному – $\underbrace{111\dots1}_m$. На рисунке 1.10 представлены алгоритмы симметричного (а) и натурального (б) кодирований.

Описание программного обеспечения

Программа написана в среде Mathcad. Структурная схема, в соответствии с которой осуществляется обработка сигнала, представлена на рисунке 1.11.

Для выполнения лабораторной работы необходимо загрузить файл lab1.mcd и ввести следующие исходные данные:

1. Разрядность кодовой комбинации при ИКМ с равномерным квантованием – m . При этом количество уровней квантования во всём диапазоне изменения мгновенных значений сигнала равно $N = 2^{m-1}$, и для положительных отсчётов сигнала $N_{II} = 2^{m-1} - 1$.

2. Напряжение ограничения $u_{огр}$, В – соответствует максимальному значению напряжения, обрабатываемому АЦП. Задаётся преподавателем.

3. Масштабирующий множитель $Scale$ – позволяет изменять относительно $u_{огр}$ пиковое напряжение исследуемого сигнала $u_{с.мах} = Scale \cdot u_{огр}$.

4. Нижняя и верхняя частоты среза полосовых фильтров АЦП и ЦАП F_H, F_B , Гц.

5. Частота дискретизации F_δ , Гц.

Порядок выполнения лабораторной работы

1. Получить у преподавателя численные значения величин, необходимых для выполнения лабораторной работы.

2. Исследовать поведение нормированной характеристики равномерного квантования при разных значениях разрядности кодовой комбинации m . Особое внимание уделить поведению характеристики квантования в области около нуля и единицы. Нормирование характеристики квантования осуществляется относительно напряжения $u_{огр}$, при этом по оси X откладывается значение $x = u_{вх}/u_{огр}$, а по оси $Y - y = u_{вых}/u_{огр}$. Представить характеристики квантования для $m = 3, 4, 5$. Заполнить таблицу 1.1.

Таблица 1.1

Разрядность кодовой комбинации, m	Кол-во уровней квантования для положительных отсчётов сигнала, N_{II}	Шаг квантования δ	
		в относительных единицах	в абсолютных единицах, B
3			
4			
5			
6			
7			
8			

3. Зафиксировать осциллограмму речевого сигнала на всём временном интервале.

4. Зафиксировать осциллограмму исследуемого сигнала до и после ПФ на временном интервале 10 мс, сделать выводы.

5. Исследовать влияние верхней частоты среза F_B на качество выходного сигнала. Определить, при каком значении F_B и соответственно $\xi = \frac{E_{FB}}{E_Y}$ качество сигнала на выходе ЦАП заметно ухудшается.

6. Зафиксировать спектр речевого сигнала до и после ПФ. Определить долю энергии высокочастотных составляющих, подавляемых ПФ. Результаты представить в виде графика функции $\xi = \varphi(F_B)$.

7. Зафиксировать осциллограммы исследуемого сигнала в контрольных точках 3 и 4 на временном отрезке $20T_0$. Сделать вывод о том, как изменяется амплитуда, длительность и период следования импульсов АИМ сигнала.

8. Наблюдать распределение мгновенных значений сигнала по характеристике квантования при значениях $Scale = (0,1, 0,5, 1, 1,2)$. Сделать вывод о влиянии масштабирующего множителя $Scale$.

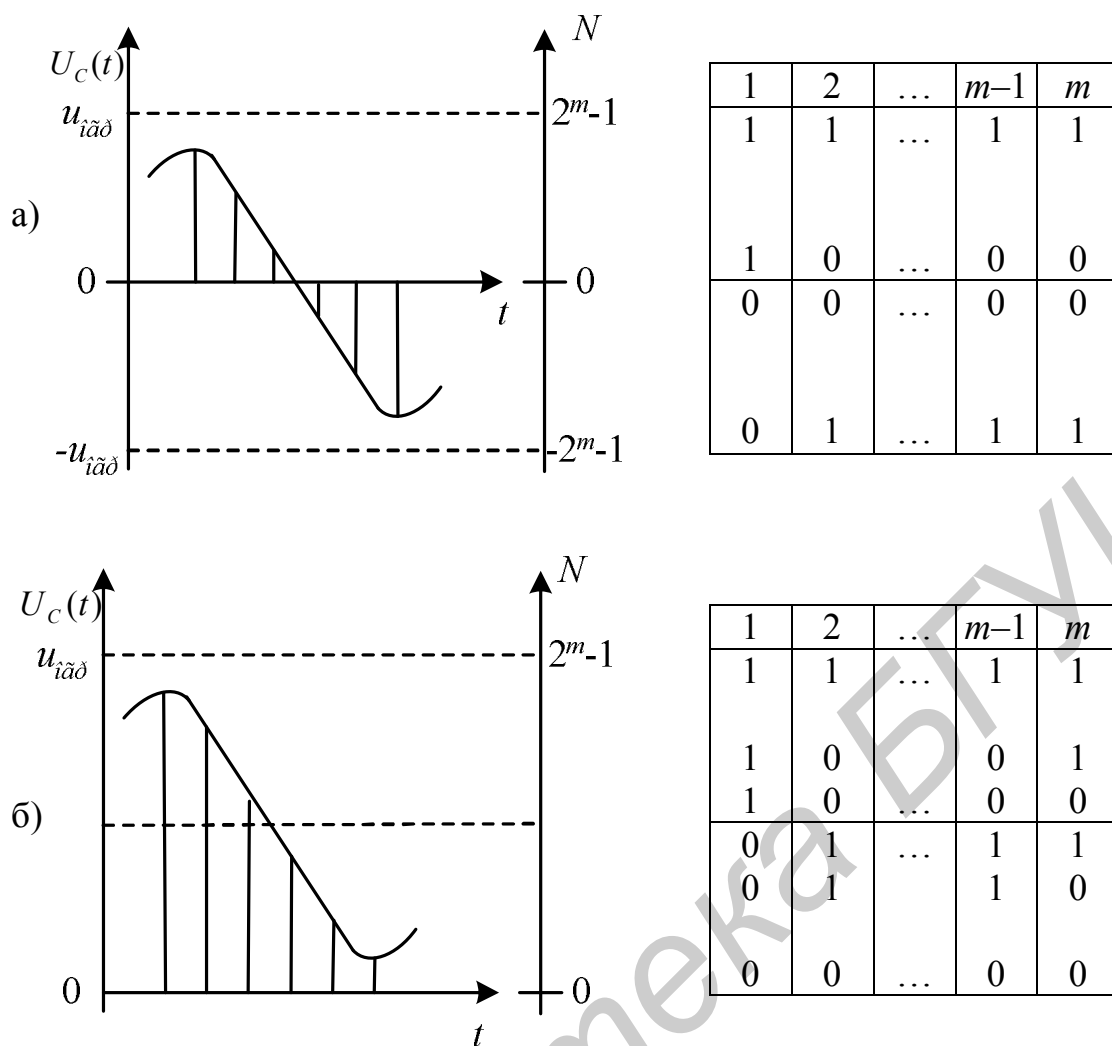


Рисунок 1.10 – Алгоритмы симметричного (а) и натурального (б) кодирований

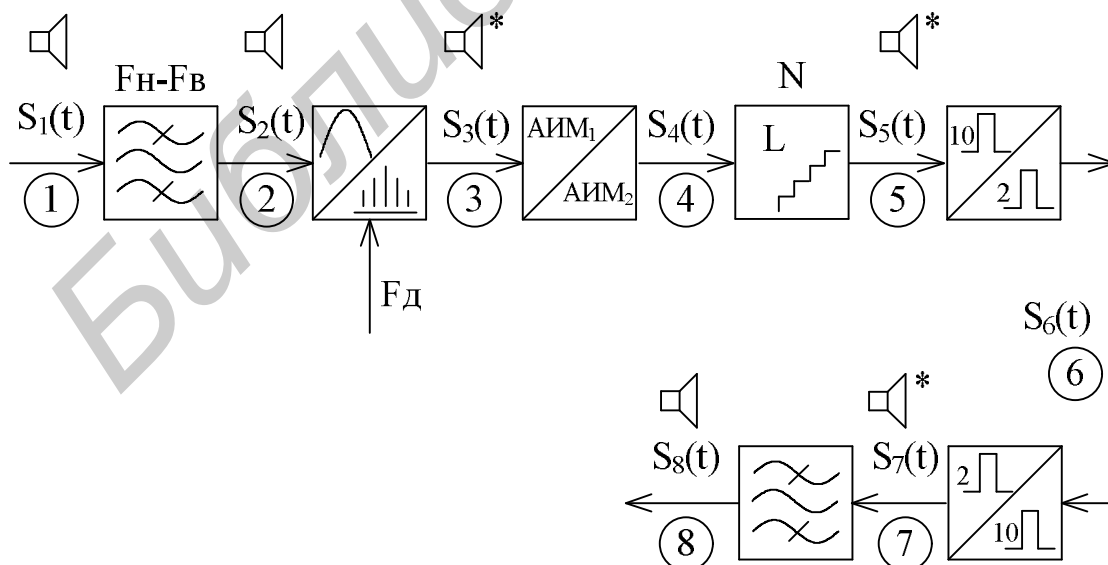


Рисунок 1.11 – Схема преобразования сигналов с указанием контрольных точек и точек воспроизведения сигнала.

9. Наблюдать ИКМ сигнал в контрольной точке 6 на временном интервале $10T_{\delta}$. Сделать вывод о соответствии знака и амплитуды отсчёта виду кодовой комбинации при заданной разрядности m .

10. Зафиксировать в одном масштабе сигнал в контрольных точках 4 и 7 и сигнал ошибки квантования $\xi(t)$ на временном отрезке $20T_{\delta}$. Сделать вывод, как изменяется максимальное значение ошибки квантования с увеличением m .

11. Наблюдать осциллограммы и спектрограммы входного сигнала и сигнала на выходе ЦАП. Сделать выводы о различии сигналов в частотной и временной областях.

12. Оценить мощность шумов квантования и их влияние на отношение сигнал/шум. Результаты представить в виде таблицы 1.2 и семейства графиков $A_{кв} = \varphi(p_c, m, Scale)$, $p_{ш.кв} = \varphi(p_c, m, Scale)$. Прослушав сигнал в КТ8, отметить, при каких параметрах m и $Scale$ качество сигнала становится неудовлетворительным. Сделать выводы.

Таблица 1.2

Scale	0,001			0,01	0,1	1	2
	m	$p_c, \text{дБ}$	$p_{ш.кв}$				
3							
4							
5							
6							
7							
8							
10							
12							

13. Указать, при каких параметрах АЦП нарушаются условия теоремы Котельникова. Исследовать качество дискретизированного сигнала при этих параметрах. Сделать вывод.

Контрольные вопросы

1. Дать определение пик-фактора сигнала. Чему равен пик-фактор гармонического сигнала, речевого сигнала? Как изменяется пик-фактор при изменении уровня сигнала?
2. Дать определение динамического диапазона сигнала. Чему равен динамический диапазон речевого сигнала?
3. Назвать основные преобразования, необходимые для формирования ИКМ сигнала из аналогового сигнала.

4. Назвать основные преобразования, необходимые для формирования аналогового сигнала из ИКМ сигнала.
5. Пояснить назначение полосового фильтра (фильтра низких частот) на входе аналого-цифрового преобразователя. Из каких соображений выбирается его верхняя граничная частота?
6. Пояснить назначение фильтра низких частот на выходе цифро-аналогового преобразователя. Из каких соображений выбирается его граничная частота?
7. К каким последствиям приводит невыполнение условия $f_D > 2F_B$ при временной дискретизации сигнала?
8. К каким последствиям приводит значительное превышение частоты дискретизации над частотой F_B (выполняется условие $f_D \gg 2F_B$)?
9. Привести амплитудно-частотную и импульсную характеристики идеального фильтра низких частот с частотой среза F_B .
10. Назвать основные источники искажений при восстановлении аналогового сигнала из ИКМ сигнала.
11. Объяснить необходимость преобразования сигнала из АИМ-1 в АИМ-2.
12. Привести основные отличия АИМ-1 от АИМ-2.
13. Назвать основные параметры АЦП, как изменение этих параметров влияет на мощность шумов квантования?
14. Каким соотношением связаны количество уровней квантования и разрядность кодовой комбинации?
15. Как изменение шага квантования при неизменном напряжении ограничения влияет на тактовую частоту ИКМ сигнала?
16. Как изменение напряжения ограничения при неизменной разрядности кодовой комбинации влияет на защищенность от шумов квантования?
17. Пояснить, как формируется кодовая комбинация при симметричном и натуральном кодировании?
18. Каким должен быть шаг квантования при линейном квантовании гармонического сигнала амплитудой 5 В, чтобы защищенность от шумов квантования не превышала 25 дБ?

Лабораторная работа №2

Исследование характеристик речевого сигнала при импульсно-кодовой модуляции с неравномерным квантованием

Цель лабораторной работы

1. Исследование влияния параметров нелинейных АЦП и ЦАП на качество речевого сигнала.
2. Количественная оценка мощности шумов квантования при нелинейном квантовании.
3. Изучение принципов формирования кодовых слов при ИКМ с А-законом компрессии.

Краткие теоретические сведения

Структурная схема оборудования, обеспечивающего аналого-цифровое и цифроаналоговое преобразования с использованием ИКМ, представлена на рисунке 2.1. Как было показано в разделе “Краткие теоретические сведения” к лабораторной работе №1, для обеспечения защищенности от шумов при равномерном квантовании речевых сигналов необходима 12-разрядная кодовая комбинация. При этом будет обеспечиваться требуемое отношение сигнал/шум (ОСШ) квантования $A_{зкв}$ для “слабых” абонентов, а для “сильных” абонентов при $\sigma_c = 5,5$ дБ защищенность от шумов квантования будет превышать требуемое на величину $6\sigma_c$ (приблизительно 33дБ).

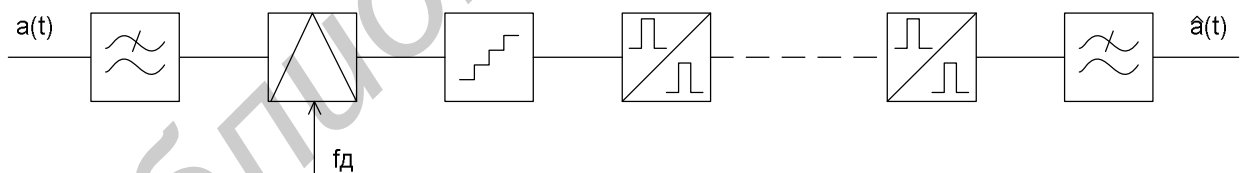


Рисунок 2.1 - Структурная схема АЦП и ЦАП

Если потребовать постоянства помехозащищенности от шумов квантования во всем динамическом диапазоне входных уровней, то зависимость шага квантования от уровня входного сигнала должна быть

$$\delta_i = U_{ex} \sqrt{12} \cdot 10^{-0,05 A_{зкв}}, \quad (2.1)$$

т.е. целесообразно при кодировании речевых сигналов от разных источников использовать неравномерное квантование, при котором шаг квантования минимален для “слабых” сигналов и увеличивается с увеличением уровня сигнала.

Неравномерная шкала квантования может быть реализована несколькими способами (рисунок 2.2) с применением:

1) аналогового компандирования: сжатия с помощью компрессора мгновенного действия динамического диапазона сигнала перед кодированием его в кодере с линейной шкалой квантования и последующим его расширением экспандером после линейного декодирования; данный способ морально устарел и в настоящее время не используется (рисунок 2.2,а);

2) собственно нелинейного кодирования и декодирования сигнала (рисунок 2.2,б), при котором изменение характеристики квантования осуществляется непосредственно в кодере и декодере;

3) цифрового компандирования (рисунок 2.2,в), при котором используются кодек и декодек с линейной шкалой квантования, а изменение квантующей характеристики осуществляется непосредственно в цифровом тракте с помощью функциональных цифровых преобразователей передачи ЦФП-1, осуществляющего преобразование 12-разрядного числа N_1 в 8-разрядное N_2 , и приема ЦФП-2, осуществляющего обратное преобразование числа N_2 в N_1 .

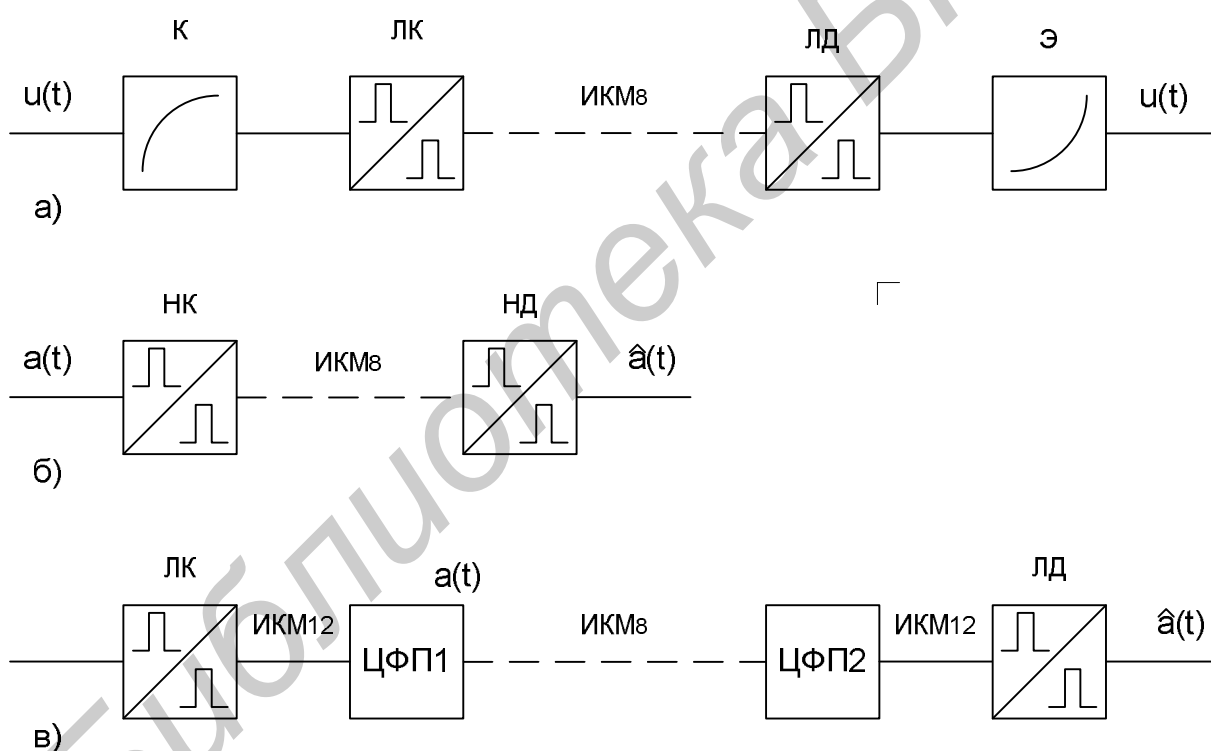


Рисунок 2.2 - Структурные схемы кодеков с нелинейной шкалой квантования

Амплитудные характеристики аналоговых компрессора и экспандера, ЦФП 1 и ЦФП 2 представлены на рисунке 2.3, а, б, в соответственно. Следует отметить, что нелинейные кодеки и кодеки на основе цифровой компрессии обеспечивают лучшую стабильность характеристик канала.

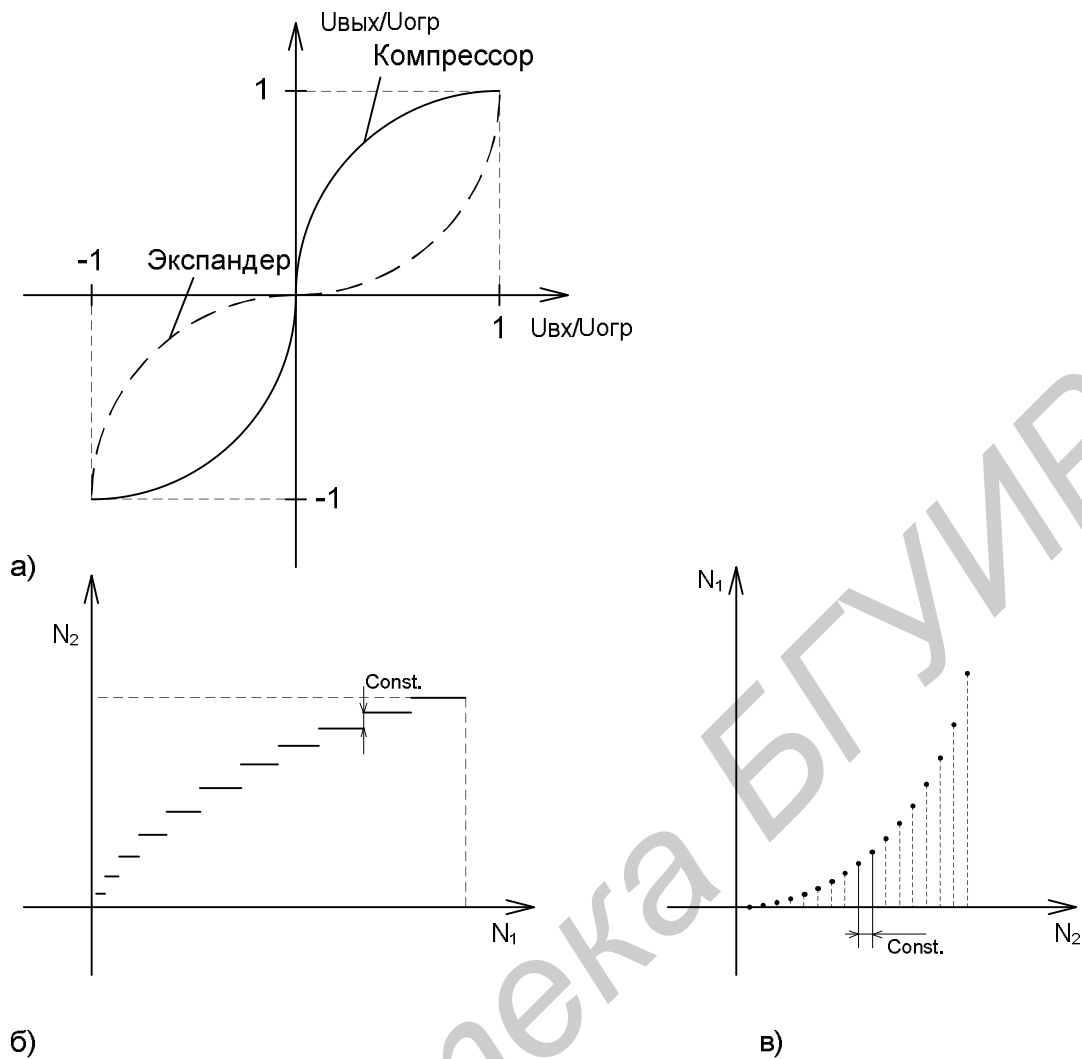


Рисунок 2.3 – Амплитудные характеристики аналоговых компрессора и экспандера (а), ЦФП 1 (б) и ЦФП 2 (в)

Оптимальная характеристика компрессии, при которой отношение сигнал/шум квантования будет оставаться постоянным во всем диапазоне изменения входных сигналов, имеет вид

$$U_{вых} = C \cdot \ln \left[\mu \frac{U_{вх}}{U_{огр}} \right], \quad (2.2)$$

где C и μ - постоянные интегрирования, определяемые из граничных условий: $U_{вых} = 0$ при $U_{вх} = 0$ и $U_{вых} = U_{огр}$ при $U_{вх} = U_{огр}$.

При таких граничных условиях функция (2.2) физически нереализуема, т.к. при $U_{вх} \rightarrow 0$ значение $U_{вых} \rightarrow -\infty$. Поэтому на практике используют квазиоптимальные характеристики компрессии, близкие к оптимальной. Среди квазиоптимальных законов компрессии наибольшее распространение получили μ - и A -законы компрессии.

Аналитические выражения, описывающие законы компрессии, определим относительно нормированных величин $y = \frac{U_{вых}}{U_{огр}}$, $x = \frac{U_{вх}}{U_{огр}}$.

Тогда μ - закон компрессии можно представить в виде

$$y = \frac{\ln(1 + \mu^{|U_{вх}|/U_{огр}})}{\ln(1 + \mu)} = \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)} \cdot \text{sign}(x), \quad (2.3)$$

где μ - коэффициент сжатия компрессора.

При этом отношение максимального шага квантования к минимальному равно

$$\frac{\delta_{\max}}{\delta_{\min}} = \mu + 1,$$

а защищенность от шумов квантования

$$A_{зкв} = P_c - P_{огр} + 4,8 + 6m + 20 \lg \frac{\mu}{\ln(1 + \mu)} - 20 \lg \left(1 + \mu \sqrt{\frac{P_c}{P_{огр}}} \right), \quad (2.4)$$

где m – разрядность кодовой комбинации, обычно $m=8$.

P_c и $P_{огр}$ - уровни сигнала и ограничения соответственно, дБм;

P_c , $P_{огр}$ - средняя мощность сигнала и мощность ограничения, Вт.

Характеристики μ -закона компрессии при различных значениях μ и соответствующие характеристики защищенности $A_{зкв}$ представлены на рисунке 2.4.

Как видно из рисунка 2.4,б, увеличение коэффициента сжатия улучшает ОСШ квантования для слабых сигналов и ухудшает для сильных. Применяется μ - закон компрессии при неравномерном квантовании в США, Канаде, Японии и др. странах.

В странах Европы и Южной Америки применяется A -закон компрессии, когда для слабых сигналов используется линейная зависимость, а для сильных – логарифмическая. Описывается A -закон компрессии выражением

$$y = \begin{cases} \frac{A|x|}{1 + \ln A}, & |x| \leq \frac{1}{A} \\ \frac{1 + \ln A|x|}{1 + \ln A}, & \frac{1}{A} < x \leq 1 \end{cases} \quad (2.5)$$

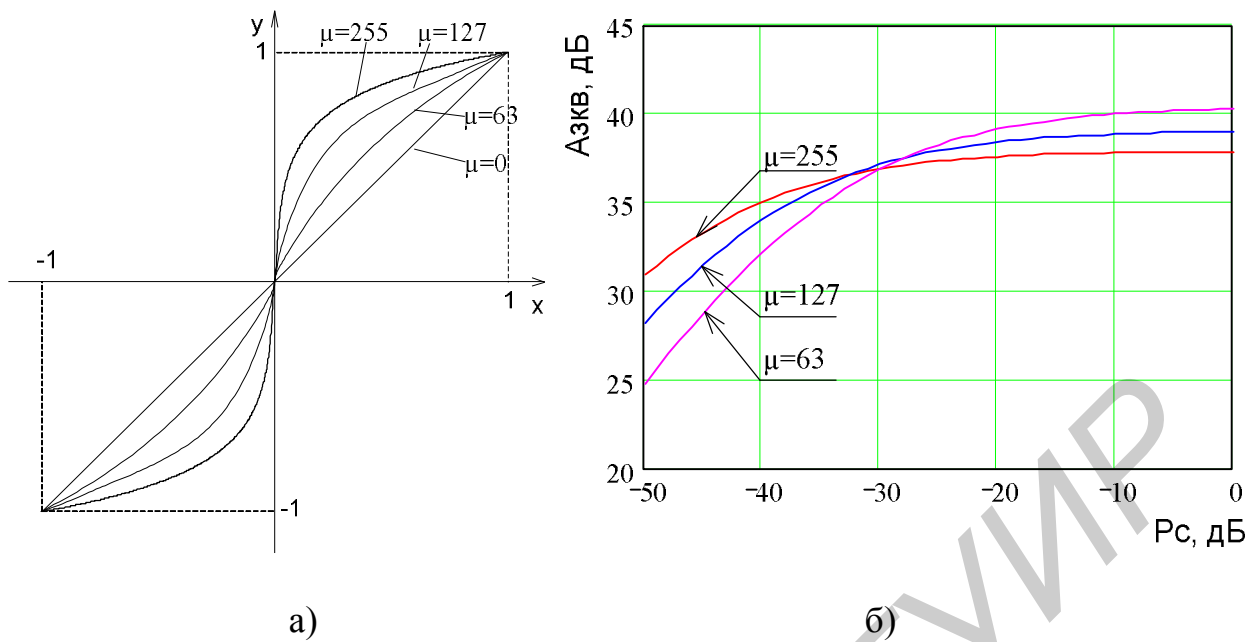


Рисунок 2.4 – Характеристики μ -закона компрессии при различных μ (а) и соответствующие характеристики защищенности $A_{\text{экв}}$ (б)

Характеристика A -закона компрессии при $A=87,6$ и соответствующая защищенность от шумов квантования показаны на рисунке 2.5.

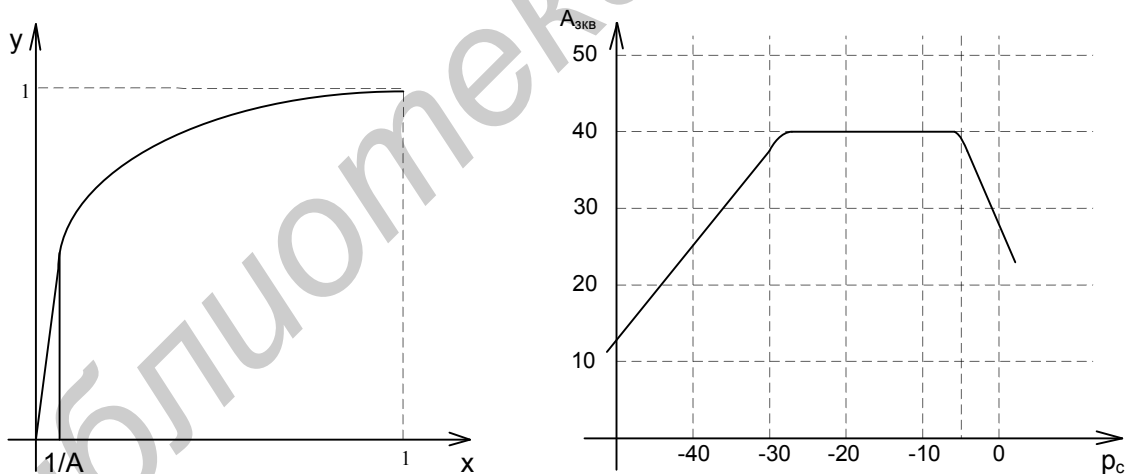


Рисунок 2.5 – Характеристика A -закона компрессии при $A=87,6$ (а) и соответствующая защищенность от шумов квантования (б)

В современных ЦСП используются кодеки с нелинейной шкалой квантования, для реализации которых на цифровых схемах отказались от плавной характеристики компрессии и заменили ее сегментированной характеристикой, представляющей собой кусочно-ломаную аппроксимацию плавной характеристики компрессии. На рисунке 2.6 приведена сегментированная характеристи-

ка, соответствующая A -закону компрессии ($A=87,6$) для положительных напряжений сигнала, для области отрицательных значений сигнала она имеет аналогичный вид. Формально общее число сегментов на полной характеристике (для положительных и отрицательных значений сигналов) составляет 16. Однако 4 центральных сегмента по 2 в положительной и отрицательной областях образуют один сегмент, вследствие чего фактическое число сегментов равно 13. Поэтому такую характеристику компрессии называют характеристикой компрессии типа $A\ 87,6/13$.

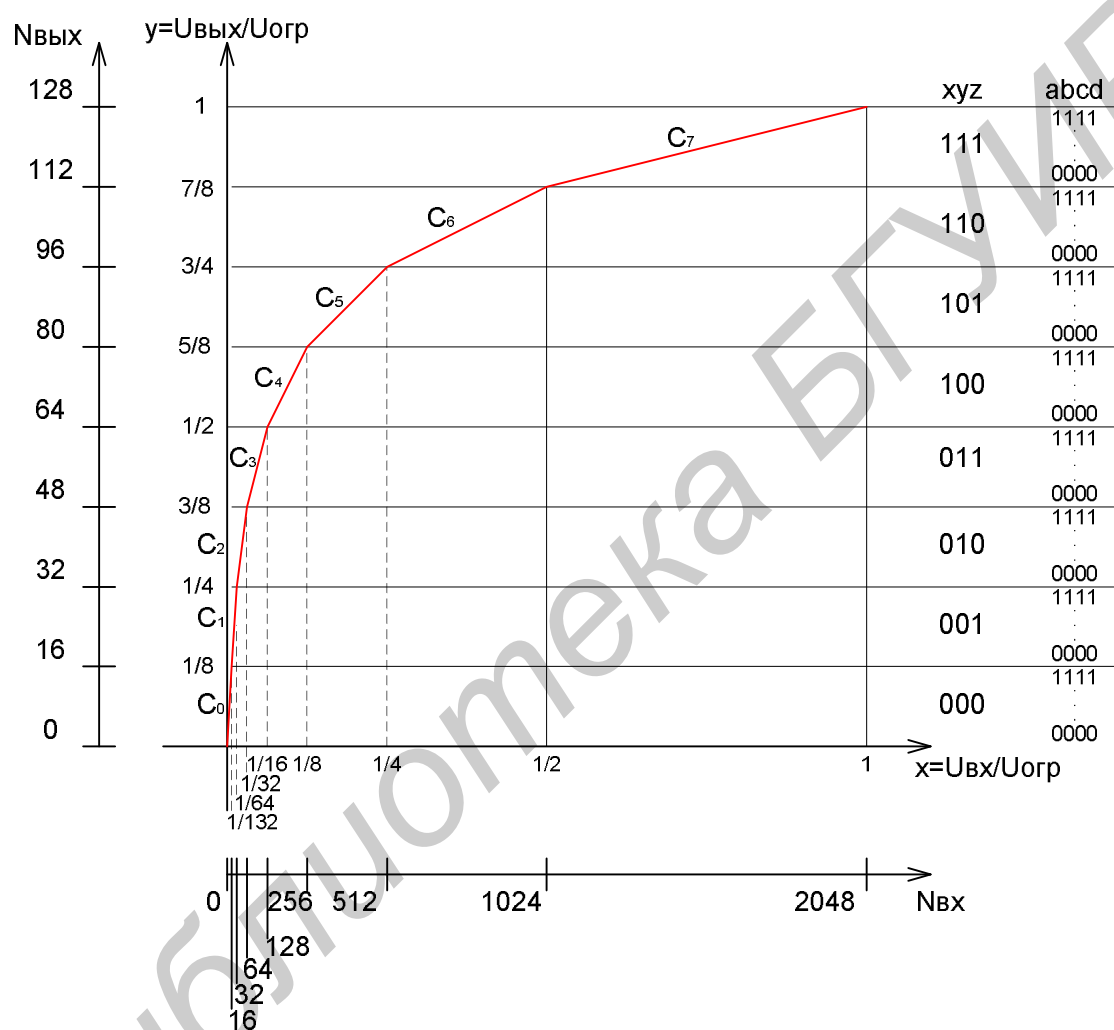


Рисунок 2.6 – Сегментированная характеристика A -закона компрессии

В пределах каждого сегмента осуществляется линейное квантование, количество уровней квантования в пределах сегмента равно 16, общее число уровней квантования равно 254, по 128 для каждой полярности сигнала. Принята нумерация сегментов $n=0\dots7$, шагов квантования $N=0\dots15$. Очевидно, что в пределах сегмента шаг квантования постоянен, а при переходе к сегменту с большим порядковым номером шаг квантования увеличивается в 2 раза. Ми-

минимальный шаг квантования δ_0 соответствует двум первым сегментам ($n=0,1$) и равен

$$\delta_0 = \frac{U_{оэп}}{2^7 \cdot 2^4} = \frac{U_{оэп}}{2^{11}} \quad (2.6)$$

Шаг квантования в i -м сегменте равен

$$\delta_i = \begin{cases} \delta_0, & i = 0,1 \\ \delta_0 \cdot 2^{i-1}, & i = 2,3 \dots 7 \end{cases} \quad (2.7)$$

Таким образом, максимальный шаг квантования в 7-м сегменте в 64 раза превышает минимальный в 0-м и 1-м сегментах. Таким образом, коэффициент компандирования, равный отношению наибольшего шага квантования к наименьшему, равен 64; а выигрыш в защищенности от шумов квантования для слабых сигналов равен $20 \lg \frac{A}{1 + \ln A} = 22$ дБ.

Структура восьмиразрядной кодовой комбинации на выходе кодера с характеристикой компрессии A 87,6/13 имеет вид $pxyzabcd$, где p – знаковый символ, равный 1 – для положительных отсчетов сигнала и 0 – для отрицательных, xyz – символы кода номера сегмента n , $abcd$ – символы кода номера шага квантования в пределах сегмента N .

Описание программного обеспечения

Программа написана в среде Mathcad. Структурная схема, в соответствии с которой осуществляется обработка сигнала, представлена на рисунке 2.7. При этом на рисунке 2.7,а приведена структурная схема кодека с аналоговым компандированием, а на рисунке 2.7,б – с цифровым.

Для выполнения лабораторной работы необходимо загрузить файл lab2.mcd и ввести следующие исходные данные:

1. Количество сегментов кусочно-ломаной аппроксимации кривой компрессии – n .
2. Количество уровней линейного квантования в пределах сегмента – N .
3. Частота дискретизации F_0 , Гц.
4. Нижняя и верхняя частоты среза полосовых фильтров АЦП и ЦАП F_H, F_B , Гц.
5. Напряжение ограничения $u_{оэп}$, В – соответствует максимальному значению напряжения, обрабатываемому АЦП. Задаётся преподавателем.
6. Масштабирующий множитель $Scale$ – позволяет изменять относительно $u_{оэп}$ пиковое напряжение исследуемого сигнала $u_{c.max} = Scale \cdot u_{оэп}$.
7. Выбрать вид исследуемого сигнала (задается преподавателем). При выборе гармонического сигнала необходимо указать его частоту F_C в Гц.

Порядок выполнения лабораторной работы

1. Получить у преподавателя численные значения величин, необходимых для выполнения лабораторной работы.

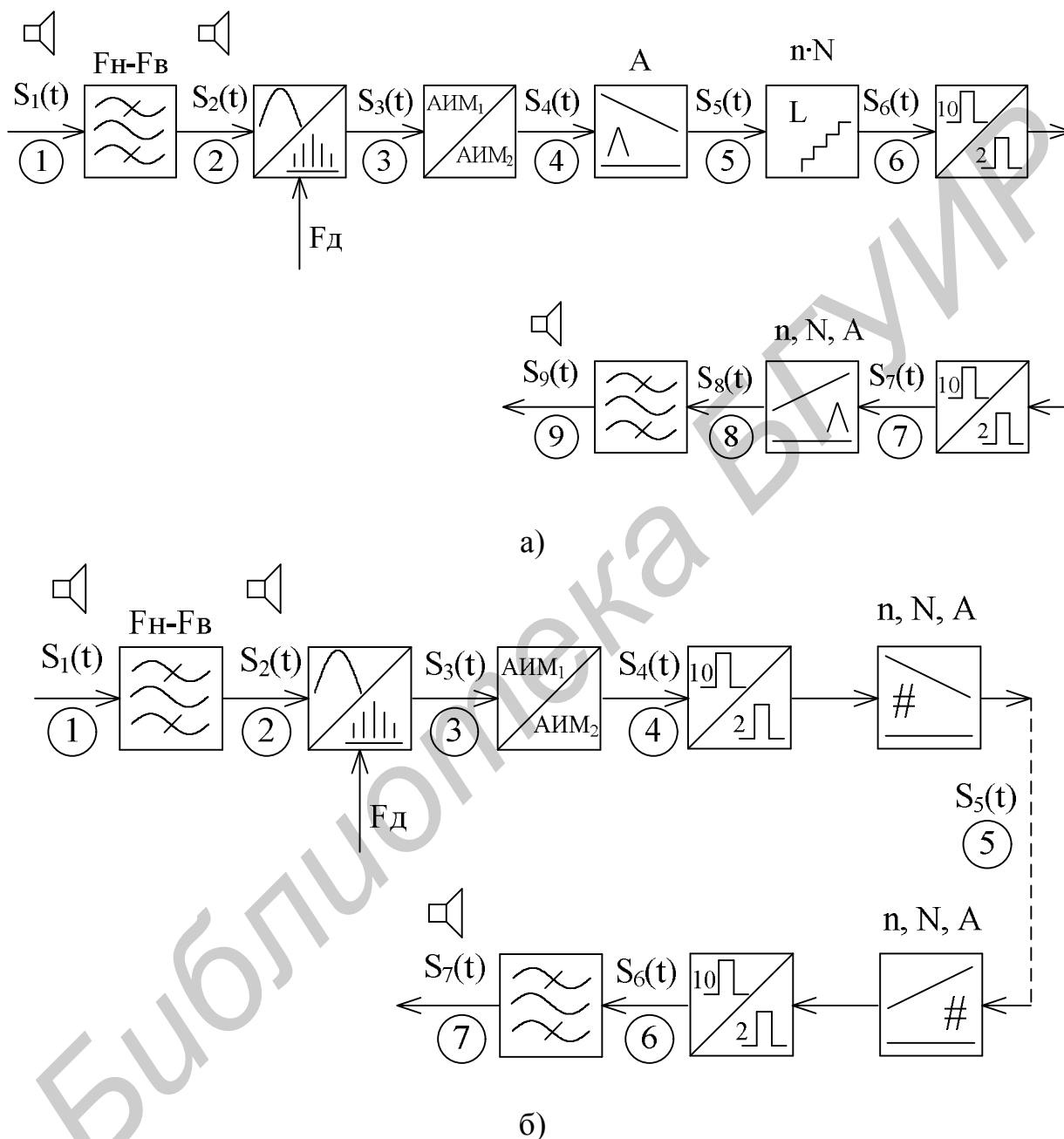


Рисунок 2.7 – Схема преобразования сигнала с указанием контрольных точек и точек воспроизведения.

2. Для заданных параметров АЦП (n и N) определить значение параметра компрессии A . Отразить в отчете значение A и способ его получения.

3. Исследовать поведение нормированной характеристики A -закона компрессии, определить значения границ сегментов по оси x и y , а также вели-

чины шагов квантования в каждом сегменте. Результаты представить в виде таблицы 2.1.

Таблица 2.1

Сегмент	Количество уровней квантования в сегменте N	Верхняя граница сегмента		Шаг квантования в пределах сегмента	
		в относительных единицах	в абсолютных единицах, V	в относительных единицах	в абсолютных единицах, V
0					
1					
...					
n					

4. Зафиксировать осциллограмму речевого сигнала на всём временном интервале.

5. Зафиксировать до и после ПФ осциллограммы на временном интервале 10 мс и спектр исследуемого сигнала, сделать выводы.

6. Зафиксировать осциллограммы исследуемого сигнала в контрольных точках 3 и 4 (см. рисунок 2.7) на временном отрезке $20T_0$. Сделать вывод, в чем различие осциллограмм в данных контрольных точках.

7. Наблюдать распределение мгновенных значений сигнала по характеристике квантования при значениях $Scale=(0,1, 0,5, 1, 1,2)$. Сделать вывод о влиянии масштабирующего множителя $Scale$. Указать, в какие сегменты характеристики компрессии попадают мгновенные значения сигналов при указанных значениях масштабирующего множителя $Scale$.

8. Наблюдать осциллограмму исследуемого сигнала в контрольной точке 5 (рисунок 2.7,а) на временном отрезке $20T_0$. Сравнить с осциллограммой сигнала в контрольной точке 4, сделать вывод, в чем отличие осциллограмм в данных контрольных точках.

9. На временном интервале $10T_0$ наблюдать ИКМ сигнал в контрольной точке 7 (рисунок 2.7,а). Сделать вывод о соответствии знака и амплитуды отсчёта разрядности и виду кодовой комбинации.

10. Зафиксировать сигнал ошибки квантования $\xi(t)$ на временном отрезке $20T_0$ для кодеков с аналоговым и цифровым компандированием. Сделать вывод, от чего зависит максимальное значение ошибки квантования.

11. Наблюдать осциллограммы и спектрограммы входного сигнала и сигнала на выходе ЦАП. Сделать выводы о различии сигналов в частотной и временной областях.

12. Оценить мощность шумов квантования и их влияние на отношение сигнал/шум. Результаты представить в виде таблицы 2.2 и графиков $A_{кв} = \varphi(p_c, n, N, Scale)$, $p_{ш.кв} = \varphi(p_c, n, N, Scale)$. Прослушав сигнал в КТ9 (рисунок 2.7,а), в КТ7 (рисунок 2.7,б) отметить, при каких значениях n (при неизменном N) и $Scale$ качество сигнала становится неудовлетворительным. Сделать выводы.

Таблица 2.2

$Scale$	0,001			0,01	0,1	1	1,5
n	$p_c, \text{дБ}$	$p_{ш.кв}$	$A_{кв}$				
1							
2							
...							

Контрольные вопросы

1. В каких случаях целесообразно применение ИКМ с неравномерным квантованием, в каких – с равномерным? Что дает применение неравномерного квантования?

2. Привести графики изменения защищенности от шумов квантования при:

- равномерном квантовании;
- неравномерном квантовании с оптимальным законом компрессии;
- неравномерном квантовании с μ -законом компрессии;
- неравномерном квантовании с А-законом компрессии.

3. От чего зависит шаг квантования при неравномерном квантовании с оптимальным законом компрессии?

4. Как изменяется шаг квантования при неравномерном квантовании в соответствии с μ -законом компрессии, А-законом компрессии 87,6/13?

5. Пояснить целесообразность перехода от плавной характеристики компрессии к кусочно-ломаной.

6. Пояснить алгоритм формирования кодовой группы ИКМ сигнала при неравномерном квантовании.

7. Указать основные варианты реализации нелинейных кодирующих и декодирующих устройств.

8. Как изменяется защищенность от шумов квантования при неравномерном квантовании в соответствии с законом А 87,6/13 при переходе от сегмента к сегменту?

9. Как изменится разрядность кодовой комбинации, если при неравномерном квантовании в соответствии с законом А 87,6/13 в 2 раза уменьшить шаг квантования в сегменте?

10. Как рассчитать мощность шумов квантования при неравномерном квантовании?

11. На вход декодера А 87,6/13 подается кодовая комбинация 01101010. Какому уровню квантования она соответствует?

12. Для сигнала $u(t) = U_{OГP} \sin(\omega t)$ определить вероятность попадания мгновенных значений сигнала в i -й сегмент.

Библиотека БГУИР

Лабораторная работа №3

Исследование разностных методов цифровой модуляции

Цель лабораторной работы

1. Ознакомление с методами устранения избыточности в речевых сигналах.
2. Исследование основных алгоритмов ДИКМ и её разновидностей.
3. Исследование основных алгоритмов ДМ и её разновидностей.
4. Исследование влияния параметров кодеков ДИКМ и ДМ на основные характеристики кодируемых сигналов.

Краткие теоретические сведения

Обычные системы с ИКМ кодируют каждый отсчёт входного сигнала независимо от остальных. Однако на практике, при кодировании речевого сигнала коэффициент корреляции обычно равен $K_p \geq 0,85$. Это позволяет, используя более эффективные алгоритмы кодирования, передавать речевой сигнал с меньшей скоростью передачи, чем 64 кбит/с.

Кроме корреляции между соседними отсчётами для сокращения скорости передачи могут использоваться следующие виды избыточности:

- во временной области:
 - неравномерное распределение мгновенных значений сигналов;
 - корреляция между отсчётами;
 - корреляция между циклами;
 - корреляция между периодами основного тона;
 - избыточность, связанная с наличием в речевом сигнале пауз (периодов неактивности);
- в частотной области:
 - неравномерность долговременной спектральной плотности;
 - кратковременная спектральная плотность речевого сигнала.

При этом избыточность в частотной области связана с избыточностью во временной. Например, сигнал с некоррелированными отсчётами во временной области имеет равномерную спектральную плотность в заданной полосе частот. Долговременная усреднённая спектральная плотность мощности речевого сигнала показана на рисунке 3.1.

Низкий уровень мощности на высоких частотах является следствием корреляции между отсчётами во временной области.

На более коротких временных интервалах спектральная плотность речевого сигнала изменяется более существенно и имеет энергетические пики на определённых частотах, которые называются формантными частотами или формантами. Период обновления формант составляет 10...20 мс. Кодеры речи на основе частотных свойств

речевого сигнала кодируют наиболее важные компоненты спектра на динамической основе.

Дифференциальные методы цифровой модуляции были разработаны для того, чтобы использовать избыточность отсчётов речевого сигнала. При дифференциальных методах модуляции, как и при ИКМ, производится временная дискретизация, квантование и кодирование сигнала, однако в отличие от ИКМ, передаётся информация не о величине дискретных отсчётов сигнала, а об изменениях данного отсчёта по отношению к предыдущему.

В простейшем случае можно передавать в двоичной форме одним символом информацию о знаке приращения; на приёмной стороне величина приращения заранее известна. Такой вид дифференциальной цифровой модуляции называется дельта-модуляцией (ДМ).

Если же на приёмную сторону с помощью m -разрядной кодовой комбинации передаётся информация о квантованном значении этого приращения, то такой вид модуляции называется дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией (ДИКМ).

Следует помнить, что кодеки, реализующие ДМ и ДИКМ, являются одноканальными.

Другими принципиальными отличиями дифференциальных методов цифровой модуляции от ИКМ являются отсутствие резкого амплитудного ограничения передаваемых сигналов и наличие ограничения предельно допустимой скорости изменения входного сигнала.

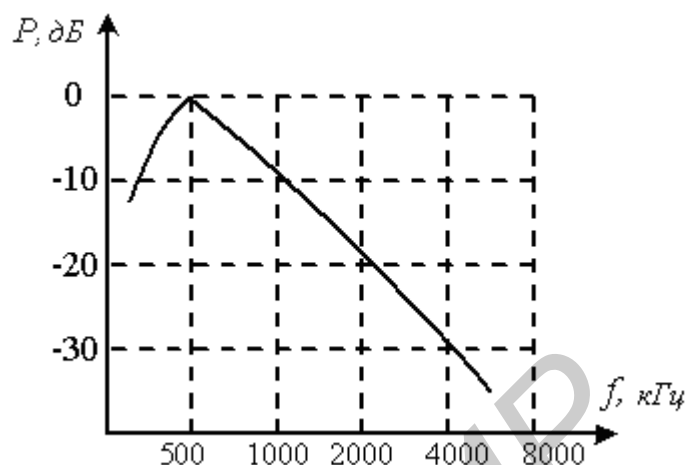


Рисунок 3.1 – Долговременная усреднённая спектральная плотность мощности речевого сигнала

Дифференциальная импульсно-кодовая модуляция

ДИКМ целесообразно применять при передаче сигналов с возможными резкими изменениями мгновенных значений. При этом частота дискретизации

f_δ выбирается такой же, как и при ИКМ, в соответствии с теоремой Котельникова. Обобщённая структурная схема кодека ДИКМ представлена на рисунке 3.2.

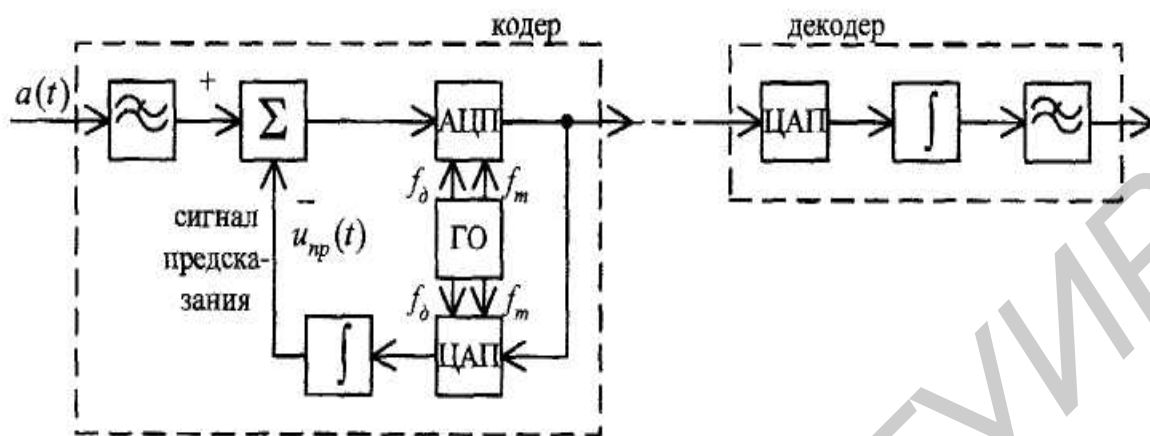


Рисунок 3.2 – Обобщённая структурная схема кодека ДИКМ

Способ генерации разности между отсчётами при ДИКМ состоит в запоминании значения предыдущего отсчёта в интеграторе (накопителе) и в использовании аналогового вычитающего устройства для вычисления разностного значения, которое затем дискретизируется, квантуется и кодируется в АЦП для передачи в линию.

Для формирования сигнала предсказания используется цепь обратной связи, содержащая ЦАП для восстановления значений отсчётов разностного сигнала и накопителя для восстановления значений отсчётов собственно сигнала. Декодер ДИКМ содержит те же функциональные блоки, что и цепь ОС кодера, на выходе интегратора дополнительно применяется сглаживающий фильтр – ФНЧ.

При ДИКМ процесс аналого-цифрового преобразования может быть равномерным, компандированным или адаптивным с подстройкой величины шага квантования в соответствии со средним уровнем мощности сигнала.

Кодеки с ДИКМ могут быть реализованы различным способом в зависимости от того, как разделены функции обработки сигналов между цифровыми и аналоговыми устройствами. На рисунке 3.3 представлены структурные схемы трёх реализаций кодеков с различной степенью цифровой обработки сигналов.

На рисунке 3.3,а показана схема, которая использует для интегрирования предварительное суммирование и запоминание отсчётов в устройстве выборки-хранения.

Схема рисунка 3.3,б реализует цифровое интегрирование, когда для восстановления значений отсчётов используется регистр данных, а для получения аналогового сигнала предсказания – ЦАП на полный динамический диапазон сигнала.

На рисунке 3.3, в приведена схема с цифровыми процессами обработки на всех этапах. В АЦП, которое работает во всём динамическом диапазоне сигнала, формируется кодовое слово, соответствующее амплитудному значению отсчёта, из значения которого в цифровой форме вычитается величина предсказанного значения сигнала, получаемого с помощью регистра и сумматора

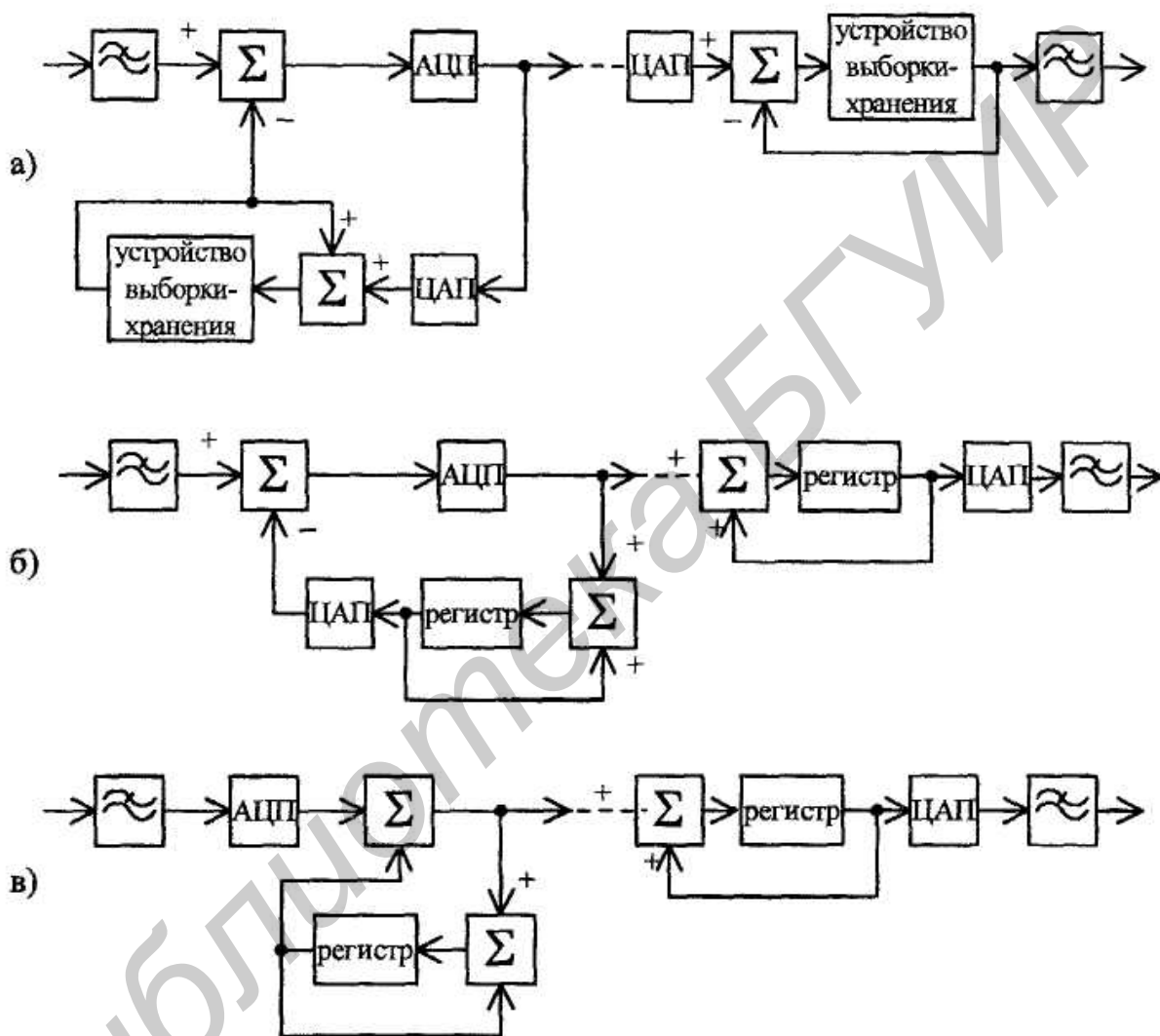


Рисунок 3.3 – Структурные схемы реализаций кодеков ДИКМ

Большинство приложений с ДИКМ включает обработку речевых сигналов, которые уже преобразованы в формат ИКМ со скоростью 64 кбит/с. В этом случае для реализации ДИКМ аналоговая обработка уже не нужна, однако необходима реализация функций преобразования из ИКМ с А- или μ -законами компрессии в линейную ИКМ (с равномерной шкалой квантования).

Декодеры во всех случаях реализуются так же, как цепи обратной связи соответствующих кодеров.

Использование ДИКМ для передачи речевых сигналов позволяет на 1...2 разряда $\log_2 \left(\frac{A_{ИКМ}}{A_{ДИКМ}} \right)$ уменьшить разрядность кодовой комбинации при кодировании каждого отсчёта по сравнению с ИКМ с тем же шагом квантования. Например, если

$$m_{ИКМ} = \log_2 \left(\frac{A_{ИКМ}}{D} \right);$$

$$m_{ДИКМ} = \log_2 \left(\frac{A_{ДИКМ}}{D} \right); \text{ то}$$

$$m_{ИКМ} - m_{ДИКМ} = \log_2 \left(\frac{A_{ИКМ}}{A_{ДИКМ}} \right) = \log_2 1,6 = \frac{\lg 1,6}{\lg 2} \approx 0,67.$$

Отношение сигнал/шум квантования при ДИКМ определяется выражением

$$\text{ОСШ}_{ДИКМ} = \frac{3N^2}{K_p^2} \frac{1}{2(1-R(T_\delta))}, \quad (3.1)$$

где N – количество уровней квантования при ДИКМ;

K_p – пик-фактор разностного сигнала;

$R(T_\delta)$ – нормированная функция корреляции сигнала, характеризующая статистическую связь между его значениями, сдвинутыми на интервал дискретизации. Для речевого сигнала можно использовать аппроксимирующее выражение $R(\tau) = e^{-1140|\tau|} \cos 2980\tau$.

Для уменьшения искажений квантования при ДИКМ, как уже отмечалось, применяется адаптивная ДИКМ (АДИКМ), когда происходит адаптация величины шага квантования к параметрам кодируемого сигнала. Рекомендация МСЭ-Т G.721 определяет стандарт для кодеков речи с использованием АДИКМ со скоростью 32 кбит/с и качеством 4,1 в соответствии со шкалой MOS (Mean Opinion Score), в то время как ИКМ обеспечивает качество 4,3 по этой же шкале.

Дельта-модуляция

Дельта-модуляция может рассматриваться как частный случай ДИКМ, использующий для кодирования разностного сигнала только 1 бит, который несёт информацию о знаке изменения значения сигнала по отношению к предсказанному значению – увеличивается или уменьшается.

Существует много разновидностей ДМ, различающихся видом предсказателя, характером предсказаний входного сигнала, способом формирования информационной импульсной последовательности и пр.

Для начала рассмотрим наиболее простой вариант ДМ – классической или линейной ДМ. Структурная схема кодека ДМ представлена на рисунке 3.4, где предсказатель представляет собой интегратор, а функции квантования и кодирования выполняет компаратор, вырабатывающий символы “0” и “1” в зависимости от знака разности $a(t) - u_{np}(t)$. Приёмная часть кодека ДМ состоит из интегратора и ФНЧ. ФИ – формирователь импульсов необходим в случае изменения формата импульсной последовательности, передаваемой в линию. Следует отметить, что при ДМ тактовая частота сигнала f_m в линии совпадает с частотой дискретизации f_δ , а частота дискретизации выбирается значительно выше частоты дискретизации по Котельникову для увеличения степени предсказания.

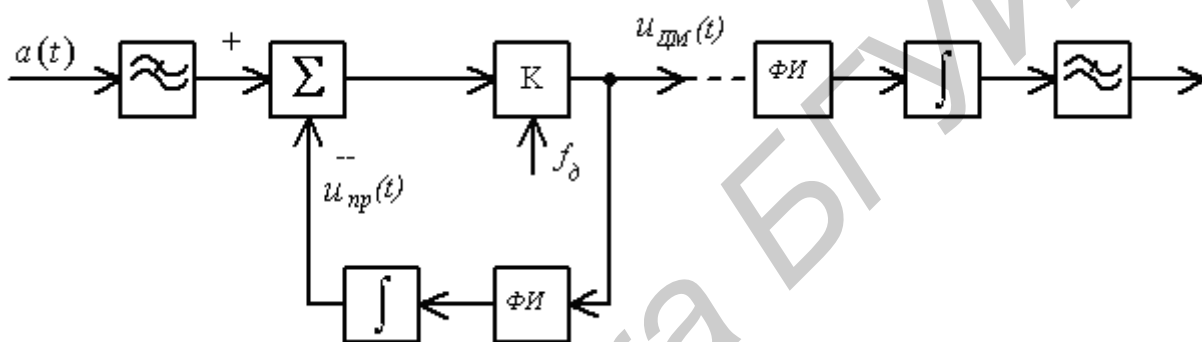


Рисунок 3.4 – Структурная схема кодека ДМ

Осциллограммы сигнала в контрольных точках представлены на рисунке 3.5. Как видно из рисунка 3.5, предсказанное значение $u_{np}(t)$ формируется идеальным интегратором и имеет вид ступенчатой функции. В случае, когда модулятор не в состоянии отследить быстрое изменение входного сигнала, восстановленный сигнал отклоняется от исходного более чем на один шаг квантования, что приводит к появлению шумов перегрузки по крутизне. Для устранения этого недостатка необходимо, чтобы скорость изменения сигнала не превышала значения

$$S_{\max} = \left. \frac{du(t)}{dt} \right|_{\max} \leq \Delta \cdot f_\delta, \quad (3.2)$$

где Δ – шаг квантования при ДМ;
 f_δ – частота дискретизации.

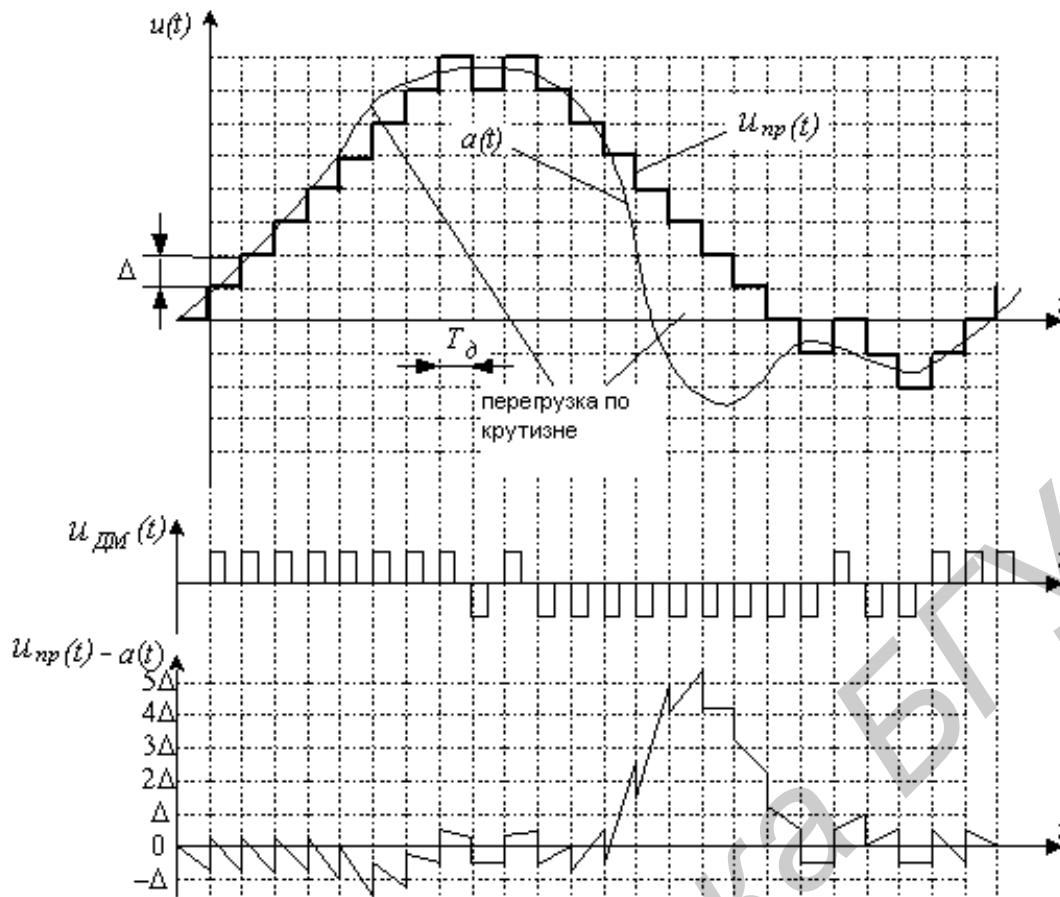


Рисунок 3.5 – Принцип ДМ

Определим величину ОСШ квантования при ДМ. Предположим, что ошибки квантования некоррелированы, тогда мощность шума квантования в полосе частот $0 \dots F_B$, где F_B – верхняя частота среза ФНЧ декодера

$$P_{ш.кв} = \frac{\Delta^2 \cdot F_B / 12}{f_d / 2} = \frac{\Delta^2 F_B}{6 f_d} \quad (3.3)$$

Примем, что максимальная крутизна сигнала пропорциональна его среднеквадратическому значению

$$S_{\max} = k \sqrt{P_c},$$

где k – коэффициент пропорциональности.

Тогда

$$\text{ОСШ}_{кв} = \frac{P_c}{P_{ш.кв \text{ ДМ}}} = \frac{P_c \cdot 6 \cdot f_d}{\Delta^2 \cdot F_B}, \quad (3.4)$$

и при выполнении условия $k\sqrt{P_c} \leq \Delta f_\delta \left(\Delta \geq k \sqrt{P_c} / f_\delta \right)$

$$\text{ОСШ}_{\text{кв}} = \frac{P_c \cdot 6 \cdot f_\delta \cdot f_\delta^2}{k^2 \cdot P_c \cdot F_B} \geq \frac{6f_\delta^3}{k^2 F_B}. \quad (3.5)$$

Для речевого сигнала при передаче методом ДМ принимается, что перегрузки по крутизне не происходит, если обеспечивается неискажённая передача гармонического сигнала частотой 800 Гц, мощность которого равна мощности телефонного сигнала. Тогда для гармонического сигнала единичной амплитуды с частотой f_c , $P_c = 1/2$, $S_{\text{max}} = 2\pi f_c$

$$k^2 = 8\pi^2 f_c^2.$$

При условии, что $f_c = 800$ Гц, $F_B = 3400$ Гц

$$\text{ОСШ}_{\text{кв}} = \frac{6f_\delta^3}{8\pi^2 f_c^2 F_B} = 0,035 f_\delta^3 \quad (f_\delta - \text{в кГц}). \quad (3.6)$$

Из (3.6) следует, что для обеспечения такого же $\text{ОСШ}_{\text{кв}}$, как и для сигнала с амплитудным значением $u_{\text{опр}}$ при ИКМ, частоту дискретизации при ДМ необходимо выбрать

$$\text{ОСШ}_{\text{кв}} = 32 + 30 \text{ дБ} = 62 \text{ дБ}.$$

$$f_\delta = \sqrt[3]{\frac{10^{0,1 \cdot \text{ОСШ}_{\text{кв}}}}{0,035}} = 356 \text{ кГц}.$$

При использовании ИКМ с А-законом компрессии при скорости передачи 64 кбит/с (8-разрядная ИКМ) обеспечивается $\text{ОСШ}_{\text{кв}}$ около 36 дБ в динамическом диапазоне уровней входных сигналов около 40 дБ.

Использование адаптивной или компандированной ДМ, когда величина шага квантования изменяется в зависимости от слоговой мощности речевого сигнала, позволяет значительно уменьшить тактовую частоту ДМ сигнала при сохранении приемлемого качества.

Описание программного обеспечения

Программа написана в среде Mathcad. Структурные схемы, в соответствии с которыми осуществляется обработка сигнала, представлены на рисунках 3.6 и 3.7 при ДИКМ и ДМ соответственно.

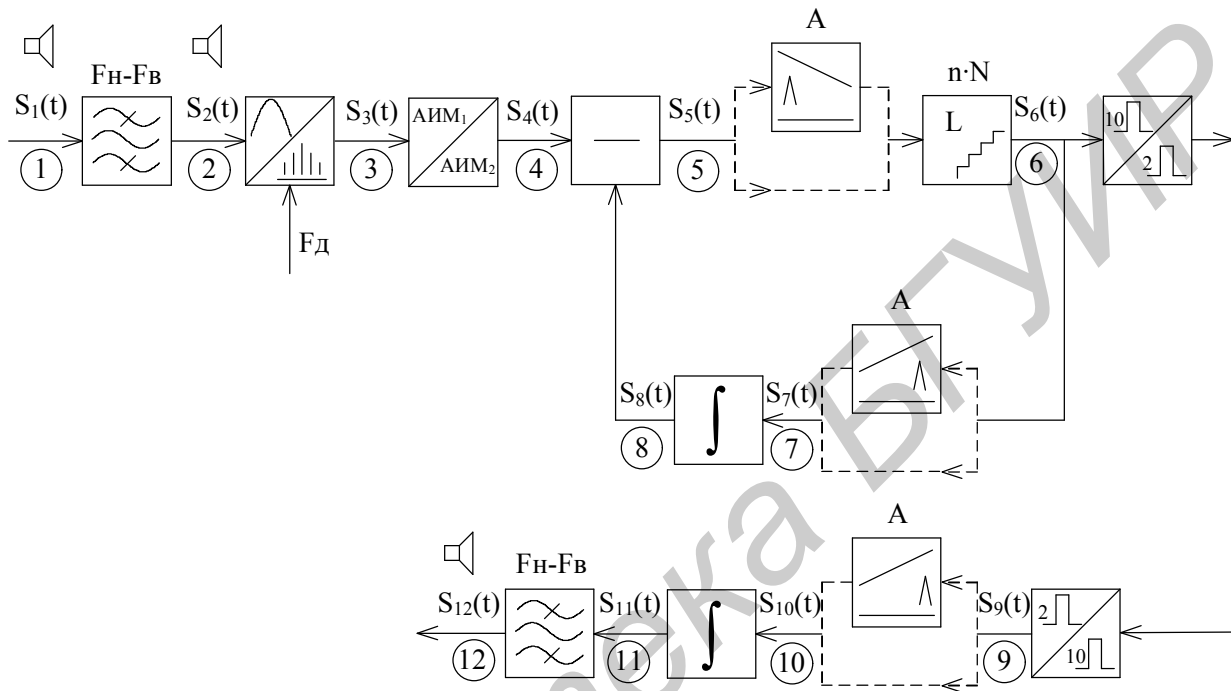


Рисунок 3.6 – Схема преобразования сигнала при ДИКМ с указанием контрольных точек и точек воспроизведения сигнала

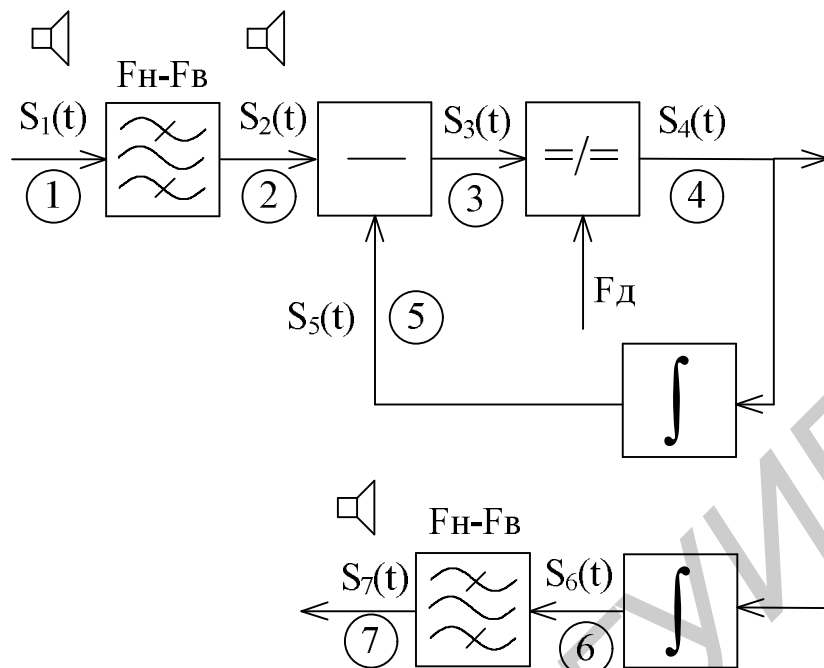


Рисунок 3.7 – Схема преобразования сигнала при ДМ с указанием контрольных точек и точек воспроизведения сигнала

Для выполнения лабораторной работы по исследованию дифференциальной импульсно-кодовой модуляции необходимо загрузить файл lab3-1.mcd и ввести следующие исходные данные:

1. Пиковое напряжение исследуемого сигнала $u_{опр}$, В. Задаётся преподавателем.
2. Масштабирующий множитель $Scale$ – позволяет изменять относительно $u_{опр}$ пиковое напряжение исследуемого сигнала $u_{с.маx} = Scale \cdot u_{опр}$.
3. Множитель Mn , определяющий напряжение ограничения кода ДИКМ. Mn – позволяет изменять напряжение ограничения кода относительно $u_{опр}$, пиковое напряжение исследуемого сигнала $u_{опр-к} = Mn \cdot u_{опр}$.
4. Коэффициент передачи цепи обратной связи КОС.
5. Закон кодирования разностного сигнала:
 - линейный, в этом случае необходимо ввести количество уровней квантования для положительных отсчётов сигнала.
 - нелинейный в соответствии с А-законом компрессии, в этом случае необходимо ввести количество сегментов и количество уровней квантования в пределах сегмента.
6. Нижняя и верхняя частоты среза полосовых фильтров АЦП и ЦАП F_H, F_B , Гц.
7. Частота дискретизации F_o , Гц.

Для выполнения лабораторной работы по исследованию дельта-модуляции необходимо загрузить файл lab3-2.mcd и ввести следующие исходные данные:

1. Нижняя и верхняя частоты среза полосовых фильтров АЦП и ЦАП F_H, F_B , Гц.
2. Частота дискретизации F_δ , Гц.
3. Шаг квантования при дельта-модуляции Δ , В.
4. Вид дельта-модулированного сигнала:
 - двухуровневая ДМ;
 - трехуровневая ДМ.
5. Вид исследуемого сигнала: реальный или гармонический.

Порядок выполнения лабораторной работы при исследовании ДИКМ

1. Получить у преподавателя параметры кодека ДИКМ, необходимые для выполнения лабораторной работы (вид исследуемого сигнала, закон кодирования, напряжение ограничения, количество уровней квантования).

2. Зафиксировать нормированную характеристику квантования при данном значении количества уровней квантования. Особое внимание уделить поведению характеристики квантования в области около нуля и единицы. Нормирование характеристики квантования осуществляется относительно напряжения $u_{огр-k} = Mn \cdot u_{огр}$, при этом по оси X откладывается значение $x = u_{вх} / u_{огр-k}$, а по оси $Y - y = u_{вых} / u_{огр-k}$.

3. Зафиксировать осциллограмму исследуемого сигнала до и после ПФ на временном интервале 10 мс, сделать выводы.

4. Зафиксировать осциллограмму исследуемого сигнала в контрольной точке 4 на временном отрезке $10T_\delta$. Указать период следования импульсов, длительность импульсов, скважность импульсной последовательности.

5. На временном интервале $10T_\delta$ наблюдать сигналы в контрольных точках 4, 5 и 8. Сделать вывод о том, как они соотносятся друг с другом.

6. Определить по осциллограмме сигнала в контрольной точке 6 временные интервалы, когда появляются шумы ограничения. Пояснить, почему при ДИКМ возникают шумы ограничения.

7. Зафиксировать в одном масштабе сигнал в контрольных точках 4 и 12 и сигнал ошибки $\xi(t)$ на временном отрезке $10T_\delta$. Сделать выводы.

8. Оценить мощность шумов квантования и ограничения и их влияние на отношение сигнал/шум при ДИКМ. Результаты представить в виде таблицы и графиков $A_{кв} = \varphi(p_c, m, Scale)$, $p_{ш.кв} = \varphi(p_c, m, Scale)$. Прослушав сигнал в КТ12, отметить, при каких параметрах N , F_B и $Scale$ качество сигнала становится неудовлетворительным. Сделать выводы.

Порядок выполнения лабораторной работы при исследовании ДМ

1. Получить у преподавателя вид исследуемого сигнала и параметры кодека ДМ: форму представления дельта-модулированного сигнала, частоту дискретизации, шаг квантования.
2. Зафиксировать осциллограмму исследуемого сигнала до и после ПФ на временном интервале 10 мс, сделать выводы.
3. Зафиксировать осциллограмму сигнала в контрольной точке 3 на временном отрезке $10T_{\phi}$, определить его максимальное значение, сравнить с шагом квантования. Определить по осциллограмме временные интервалы, соответствующие зонам перегрузки.
4. Зафиксировать осциллограмму сигнала в контрольной точке 4 на временном отрезке $10T_{\phi}$, определить длительность импульсов, период их следования, частоту дискретизации.
5. Оценить мощность шумов квантования и перегрузки и их влияние на отношение сигнал/шум при ДМ для данных п.1. Результаты представить в виде таблицы и семейства графиков $A_{\text{кв}} = \varphi(F_B, F_{\phi}, \Delta)$, $p_{\text{ш.кв}} = \varphi(F_B, F_{\phi}, \Delta)$. Прослушав сигнал в контрольной точке 7, отметить, при каких значениях указанных величин качество сигнала становится неудовлетворительным. Сделать выводы.

Контрольные вопросы

1. Пояснить сущность разностных методов цифровой модуляции.
2. При кодировании каких сигналов целесообразно применение дифференциальных (разностных) методов модуляции?
3. Пояснить принцип дифференциальной импульсно-кодовой модуляции.
4. Пояснить принцип дельта-модуляции.
5. Какие параметры сигнала влияют на выбор величины шага квантования при ДИКМ?
6. Какие параметры сигнала влияют на выбор величины шага квантования при ДМ?
7. Из каких соображений выбирается частота дискретизации при ДИКМ?
8. Из каких соображений выбирается частота дискретизации при ДМ?
9. Сравнить ИКМ и ДИКМ по следующим параметрам:
 - частота дискретизации;
 - разрядность кодовой комбинации при одинаковом отношении сигнал/шум;
 - отношение сигнал/шум при одинаковой разрядности кодовой комбинации;
 - влияние битовых ошибок на качество воспроизводимого сигнала;
 - использование в многоканальных системах передачи.

10. Сравнить ИКМ и ДМ по следующим параметрам:

- частота дискретизации;
- разрядность кодовой комбинации при одинаковом отношении сигнал/шум;
- отношение сигнал/шум при одинаковой разрядности кодовой комбинации;
- влияние битовых ошибок на качество воспроизводимого сигнала;
- использование в многоканальных системах передачи.

Библиотека БГУИР

Учебное издание

Тарченко Надежда Владимировна,
Тишков Павел Владимирович

МНОГОКАНАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

Лабораторный практикум

для студентов специальностей
“Многоканальные системы телекоммуникаций”
“Системы радиосвязи, радиовещания и телевидения”
дневной, вечерней и заочной форм обучения

Редактор Т. Н. Крюкова

Подписано в печать 18.08.06.
Гарнитура «Таймс».
Уч.-изд. л. 2,1.

Формат 60x84 1/16.
Печать ризографическая.
Тираж 100 экз.

Бумага офсетная.
Усл. печ. л. 2,67.
Заказ 14.

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ №02330/0056964 от 01.04.2004. ЛП №02330/0131666 от 30.04.2004.
220013, Минск, П. Бровки, 6