

МИНИСТЕРСТВО ТРАНСПОРТА И КОММУНИКАЦИЙ РЕСПУБЛИКИ БЕЛАРУСЬ
УЧРЕЖДЕНИЕ ОБРАЗОВАНИЯ
«БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ТРАНСПОРТА»

Кафедра «Автоматика, телемеханика и связь»

В. Н. ФОМИЧЕВ, И. О. ЖИГАЛИН

ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Гомель 2018

МИНИСТЕРСТВО ТРАНСПОРТА И КОММУНИКАЦИЙ РЕСПУБЛИКИ БЕЛАРУСЬ
УЧРЕЖДЕНИЕ ОБРАЗОВАНИЯ
«БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ТРАНСПОРТА»

Кафедра «Автоматика, телемеханика и связь»

В. Н. ФОМИЧЕВ, И. О. ЖИГАЛИН

ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Одобрено методическими комиссиями электротехнического и заочного факультетов в качестве учебно-методического пособия по курсовому проектированию для студентов специальности 1-37 02 04 «Автоматика, телемеханика и связь на железнодорожном транспорте»

УДК 656.251.62-501
ББК 32.811.3
Ф76

Рецензент – доцент кафедры «Автоматика, телемеханика и связь» канд. техн. наук. *П. М. Буй* (учреждение образования «Белорусский государственный университет транспорта»)

Фомичев, В. Н.

Ф76 Цифровая система передачи информации : учеб.-метод. пособие / В. Н. Фомичев, И. О. Жигалин ; М-во трансп. и коммуникаций Респ. Беларусь, Белорус. гос. ун-т трансп. – Гомель : БелГУТ, 2018. – 100 с.
ISBN 978-985-554-546-1

Рассматриваются принципы построения цифровой системы передачи информации, законы, описывающие характеристики компандеров, их сравнительная оценка.

Уделяется внимание анализу и методике расчета спектров амплитудно-импульсных сигналов, линейных кодов, производится обоснование выбора линейного кода.

Предназначены для студентов специальности 1-37 02 04 «Автоматика, телемеханика и связь на железнодорожном транспорте» при изучении цифровой системы связи, а также, при выполнении курсового проектирования для студентов электротехнического и заочного факультетов по дисциплине «Теория передачи сигналов».

УДК 656.251.62-501
ББК 32.811.3

ISBN 978-985-554-546-1
ISBN 978-985-554-545-4

© Фомичев В. Н., Жигалин И. О., 2018
© Оформление. УО «БелГУТ», 2018

ВВЕДЕНИЕ

Развитие науки и ускорение технического прогресса немыслимо без совершенствования вычислительной техники, средств связи и систем сбора, передачи и обработки информации. Решение этого вопроса невозможно без создания цифровых систем передачи (ЦСП).

Непрерывные (аналоговые) системы передачи с частотным разделением каналов (ЧРК) характеризуются применением аналоговых методов модуляции, при которых модулируемый параметр может принимать любые значения в некоторых допустимых пределах. Помехи вызывают паразитную модуляцию основных параметров сигналов-переносчиков и после демодуляции попадают на выход канала. Помехоустойчивые методы модуляции (ЧМ и ФМ) улучшают соотношение сигнал/помеха на выходе канала. Однако поскольку при аналоговых методах модуляции все значения модулируемых параметров являются разрешенными, при приеме невозможно отличить паразитную модуляцию от полезной, а, следовательно, невозможно отделить полезный сигнал от помехи.

Аналоговые системы передачи (АСП) с частотным разделением каналов обладают рядом существенных недостатков, проявляющихся при использовании их в сетях связи:

- низкая помехоустойчивость, обусловленная накоплением помех вдоль магистрали связи и взаимными влияниями каналов;
- зависимость качества передачи от длины линии связи;
- нестабильность электрических характеристик тракта передачи, контролируемых по многим параметрам;
- необходимость установки и поддержания в заданных пределах ряда параметров канала, особенно диаграммы уровней, для обеспечения требуемого качества связи;
- зависимость параметров отдельных каналов от их размещения в

линейном спектре АСП.

По сравнению с аналоговыми системами передачи ЦСП обладают рядом достоинств, которые можно разделить на две группы.

1 Качественные показатели:

- высокая помехоустойчивость за счет передачи сообщений двоичными сигналами, так как в цифровых системах передачи информационные параметры сигналов-переносчиков в процессе модуляции принимают конечное количество разрешенных значений, причем переход от одного разрешенного значения к другому осуществляется через конечные промежутки времени. Повышение помехоустойчивости и уменьшение накопления помех вдоль тракта передачи обусловлено восстановлением (регенерацией) сигнала. Возможность регенерации основана на том, что в ЦСП все разрешенные значения сигнала в точности известны при приеме. Если величина помехи не превышает половины промежутка между двумя соседними разрешенными уровнями, то при приеме сигнала, искаженного помехой, и выборе вместо него ближайшего разрешенного уровня сигнала ошибка не возникает. Это дает возможность многократной ретрансляции сообщений без потери достоверности;

- возможность использования сравнительно простых методов запоминания и хранения сообщений путем записи их в различного рода цифровых регистрах и запоминающих устройствах;

- групповой тракт ЦСП не требует контроля нелинейных искажений и диаграммы уровней, допускает большую нестабильность характеристик затухания на каждом участке, что позволяет осуществлять лишь грубую их коррекцию;

- качество передаваемой информации не зависит от степени загрузки системы и номера канала благодаря высокой стабильности и идентичности параметров всех каналов ЦСП;

- параметры аппаратуры группообразования и линейного тракта не связаны с характером и статистическими свойствами передаваемой информации;

- возможность создания унифицированных цифровых каналов связи, пригодных для передачи любого вида информации с высоким качеством;

- принцип временного разделения каналов, применяемый в ЦСП с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ), используется в электрон-

ных системах коммутации, что позволяет унифицировать технику передачи и коммутации. Это дает возможность создания интегральной сети связи, в которой передача информации, коммутация и выделение ее будут основываться на единых принципах.

2 Эксплуатационные показатели:

- сокращение объема настроечных работ в процессе строительства и эксплуатации ЦСП;
- незначительное количество паспортизируемых и контролируемых параметров цифровых каналов и трактов;
- простота автоматизации операций контроля качества передачи;
- малая трудоемкость ремонтных работ благодаря унификации большинства узлов и элементной базы аппаратуры;
- уменьшение удельного энергопотребления, массо-габаритных и объемных показателей, что позволяет эффективнее использовать производственные площади, а значит и снижать затраты на капитальное строительство.

Недостатком ЦСП является расширение полосы частот, требуемой для передачи сообщений с помощью ИКМ. Но это не является определяющим по сравнению с теми преимуществами, которыми обладают цифровые системы передачи информации.

Достоинства ЦСП делают целесообразным их применение на линиях связи транспорта, которые характеризуются повышенным уровнем шумов, подвержены влияниям различных электромагнитных полей от тяговых сетей энергоустановок, линий автоматики и телемеханики.

Наибольшее распространение получили два типа иерархий ЦСП: североамериканская и европейская. Первая основывается на первичной ЦСП типа T1 (ИКМ-24) со скоростью передачи цифрового сигнала в линии 1544 кбит/с (впервые была применена в США в 1962 г.). В Европе по инициативе Франции была разработана и в 1968 г. введена в эксплуатацию система на основе первичной ЦСП типа E1 (ИКМ-30) с тридцатью разговорными (информационными) каналами, одним каналом сигнализации для передачи сигналов взаимодействия при установлении и разъединении связи и одним каналом синхронизации. Скорость передачи цифрового сигнала в линии 2048 кбит/с. В нашей стране, как и во всех европейских странах, принята иерархическая структура, основанная на первичной ЦСП типа E1, соответствующая стандартному ряду E1 (ИКМ-30), E2 (ИКМ-120),

Е3 (ИКМ-480), Е4 (ИКМ-1920).

Курсовая работа "Цифровая система передачи информации" является одним из основных этапов изучения дисциплины "Теория передачи сигналов" для студентов специальности "Автоматика, телемеханика и связь на железнодорожном транспорте".

Основные цели и задачи курсовой работы:

- а) закрепить теоретический материал по данной дисциплине;
- б) получить необходимые навыки по инженерному проектированию и расчету параметров цифровой системы передачи;
- в) научиться анализировать исходные данные и полученные результаты;
- г) научиться самостоятельно работать с технической литературой;
- д) уметь составлять расчетно-пояснительную записку и оформлять графический материал в соответствии с требованиями.

Текст пояснительной записки должен быть стилистически и орфографически грамотным, изложен четко и ясно. Курсовая работа может быть оформлена с использованием персонального компьютера.

1 ПЕРЕДАЧА НЕПРЕРЫВНЫХ СООБЩЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ ИМПУЛЬСНО-КОВОЙ МОДУЛЯЦИИ

1.1 Общие сведения о преобразованиях непрерывных сигналов в цифровых системах передачи

Многоканальные системы передачи в основном применяются для передачи речевых сигналов, которые относятся к непрерывным. Звуки речи образуются в результате прохождения воздушного потока из легких через голосовые связки и полости рта и носа. Частота импульсов основного тона речи лежит в пределах от 50–80 Гц (очень низкий голос – бас) до 200–250 Гц (женские и детские голоса). Импульсы основного тона содержат большое число гармоник (до 40), причем амплитуды гармоник убывают с увеличением частоты со скоростью приблизительно 12 дБ/октава. При разговоре частота основного тона меняется в значительных пределах, особенно при переходах от гласных звуков к согласным и наоборот.

Высокое качество телефонной передачи характеризуется рядом факторов: достаточным, не требующим напряжения слуха и голоса

уровнем громкости; разборчивостью; естественным звучанием голоса; низким уровнем всевозможных помех.

Эти факторы, имеющие субъективный характер, определяют требование к физическим характеристикам речевого сигнала и телефонного канала.

Энергетический спектр (спектральная плотность мощности) речевого сигнала представлен на рисунке 1.

Здесь

$$B = 10 \lg (\Pi^2 (f) \Delta f / \Pi_0^2),$$

где $\Pi^2(f)$ – спектральная плотность среднего квадрата звукового давления речи;

Δf – ширина полосы частот; $\Delta f = 1$ Гц;

Π_0 – порог слышимости (минимальное звуковое давление, которое начинает ощущаться человеком с нормальным слухом на частоте 600–800 Гц); $\Pi_0 = 20$ Па.

B , дБ

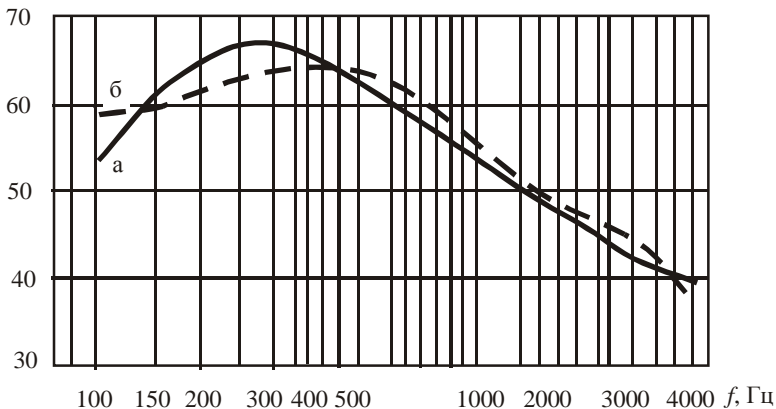


Рисунок 1 – Энергетический спектр речевого сигнала:
а – русская речь; б – английская

Из рисунка 1 видно, что речь представляет собой широкополосный процесс, частотный спектр которого простирается от 50–100 Гц до 8000–10000 Гц. Установлено, что качество речи получается вполне удовлетворительным при ограничении спектра частотами 300–3400 Гц. Эти частоты приняты МСЭ-Т (Международный союз электросвязи, сектор стандартизации электросвязи; ITU-T) в качестве границ

эффективного спектра речи. При указанной полосе частот разборчивость фраз более 99 %, сохраняется удовлетворительная натуральность звучания.

Для передачи непрерывного сообщения с помощью ИКМ необходимо выполнить следующие операции:

1 Дискретизацию сообщений по времени (получение амплитудно-импульсного сигнала).

2 Квантование полученных импульсов (отсчетов, выборок) по амплитуде.

3 Кодирование квантованных по амплитуде импульсов.

Преобразование сигналов при ИКМ показано на рисунке 2.

Дискретизация непрерывного сообщения $\lambda(t)$ (см. рисунок 2, а) производится в соответствии с теоремой Котельникова: сообщение с ограниченной шириной спектра полностью характеризуется своими отсчетами, которые следуют периодически с интервалом дискретизации T_0

$$T_0 \leq 1/2f_b, \quad (1)$$

где f_b – верхняя частота спектра передаваемого непрерывного сигнала.

Частота следования отсчетов должна быть в два раза больше верхней частоты спектра передаваемого непрерывного сообщения. Вертикальные линии на рисунке 2, а соответствуют моментам отсчета сообщения $\lambda(t)$. Отсчеты сообщения выделены точками. Вместо непрерывного сообщения $\lambda(t)$, согласно теореме Котельникова, можно передавать импульсы, амплитуда которых равна мгновенным значениям сообщений, как это показано на рисунке 2, а.

Квантование по амплитуде заключается в следующем. Возможный диапазон изменения передаваемого непрерывного сообщения по величине от $\lambda_{\text{мин}}$ до $\lambda_{\text{макс}}$ (см. рисунок 2, а) разбивается на ряд уровней квантования $\lambda_{\text{кв } i}$ с шагом $\Delta\lambda$. Этим уровням соответствуют горизонтальные тонкие линии на рисунке 2, а. Уровни пронумерованы целыми числами 0, 1, 2, ... 7 (для примера взято 8 уровней). Отсчет непрерывного сообщения в дискретный момент заменяется значением ближайшего уровня квантования. Если значение отсчета входного сигнала $\lambda(t_i)$ удовлетворяет условию

$$\lambda_{\text{кв } i} - \Delta\lambda/2 \leq \lambda(t_i) \leq \lambda_{\text{кв } i} + \Delta\lambda/2. \quad (2)$$

то отсчету присваивается значение i -го уровня квантования $\lambda_{\text{кв } i}$. Различие между точными значениями отсчетов и их квантованными значениями приводит к так называемой погрешности (шуму) квантования $\varepsilon_{\text{кв}}(t_i) = \lambda(t_i) - \lambda_{\text{кв}}(t_i)$, максимальное значение $\varepsilon_{\text{кв макс}}$ которой не может превышать половины шага квантования, т. е. $\varepsilon_{\text{кв макс}} = \Delta\lambda/2$. Импульсы, представленные на рисунке 2, б равны по амплитуде $v\Delta\lambda$, где v – номер уровня квантования ближайшего к значению отсчета.

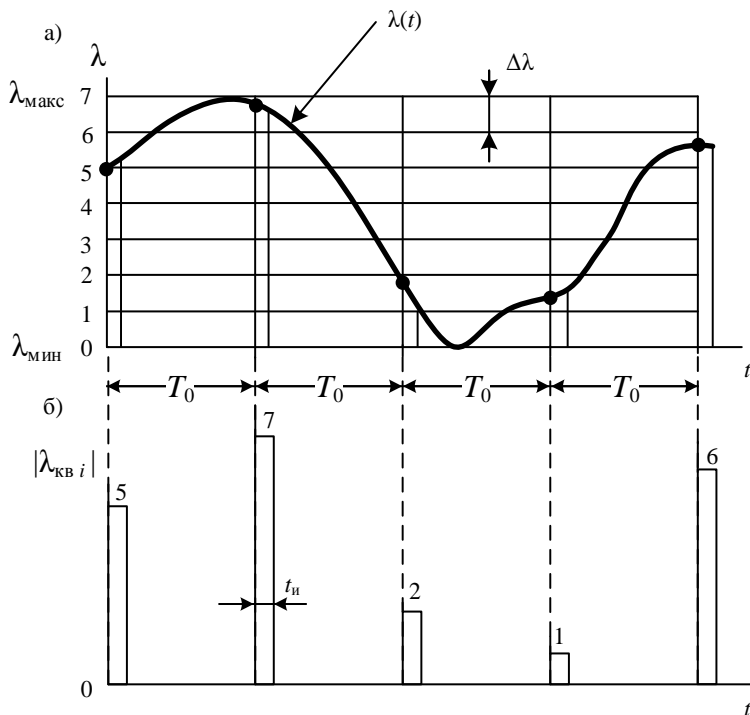


Рисунок 2 – Преобразование сообщений при ИКМ

Последовательность импульсов с квантованными амплитудами (см. рисунок 2, б) определяет сообщение $\lambda(t)$ с точностью до погрешности квантования и поэтому при передаче по каналу связи будет приблизительно соответствовать сообщению $\lambda(t)$. Последовательность квантованных амплитуд на рисунке 2, б описывается цифрами 5, 7, 2, 1, 6 и вместо передачи импульсов, изображенных на рисунке 2, б, достаточно передать в линию связи тем или иным способом цифры 5, 7, 2,

1, 6. Поэтому системы связи с дискретизацией непрерывных сообщений по времени и квантованием по уровню называются цифровыми системами передачи.

Кодирование представляет собой преобразование уровней квантования в двоичный код. Передаваемые номера уровней квантования 5, 7, 2, 1, 6 представляются в виде 1 и 0 соответственно следующими кодовыми словами 101, 111, 010, 001, 110.

Зависимость между количеством разрядов n (количеством двоичных импульсов) кодовых комбинаций и количеством возможных уровней квантования L определяется соотношением $L = 2^n$.

Поскольку между числом уровней квантования L , шагом квантования $\Delta\lambda$ и динамическим диапазоном $D_c = \lambda_{\max} - \lambda_{\min}$ согласно рисунку 2, а существует зависимость $\lambda_{\max} - \lambda_{\min} = (L - 1) \Delta\lambda$, то средняя относительная погрешность квантования

$$\frac{\epsilon_{\text{кв макс}}}{(\lambda_{\max} - \lambda_{\min})/2} = \frac{1}{L - 1} = \frac{1}{2^n - 1}, \quad (3)$$

т. е. $\epsilon_{\text{кв макс}} = \Delta\lambda/2$.

Следовательно, для уменьшения средней относительной погрешности квантования необходимо увеличивать число уровней квантования, т. е. увеличивать число разрядов в кодовых комбинациях двоичного кода.

На основании вышеизложенного простейшая структурная схема цифровой системы передачи с ИКМ приведена на рисунке 3.

На передающей стороне основными операциями являются дискретизация по выборкам и кодирование (последняя операция, как правило, включает в себя квантование по уровню). В линию связи включаются промежуточные регенераторы. Расстояния, через которые они включаются, зависят от типа применяемого кабеля.

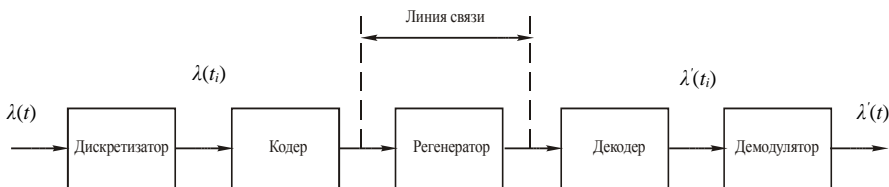


Рисунок 3 – Структурная схема цифровой системы передачи

На приемной стороне осуществляется регенерация искаженного сигнала стационарным регенератором, декодирование и демодуляция

(интерполяционная обработка) результирующей последовательности квантованных выборок.

Рассмотрим более подробно основные операции формирования сигнала ИКМ.

1.2 Дискретизация непрерывных сообщений

Преобразование аналогового сигнала в дискретный называется дискретизацией. В результате ее получается амплитудно-импульсный сигнал (АИМ). Различают амплитудную импульсную модуляцию первого (АИМ-1) и второго рода (АИМ-2).

При АИМ-1 амплитуда импульса следует за изменениями модулирующего сообщения в течение всего времени существования этого импульса (рисунок 4, в). Модулированная последовательность в этом случае определяется

$$U(t) = U_0 \left[1 + m_{\text{АИМ}} \lambda(t) \right] \sum_{i=-\infty}^{\infty} S(t - t_i), \quad (4)$$

где U_0 – амплитуда немодулированных прямоугольных импульсов;

$m_{\text{АИМ}}$ – коэффициент глубины модуляции импульсов;

$\lambda(t)$ – непрерывное сообщение (рисунок 4, а);

$S(t)$ – нормированная функция, выражающая форму импульса;

$t_i = iT_0 + t_n$ – момент появления i -го импульса относительно $t = 0$ ($i = 1, 2, 3, \dots$);

В случае АИМ-2 амплитуда импульса определяется мгновенным значением сообщения, взятым в момент $t_i = iT_0$, и сохраняется постоянной во время импульса (рисунок 4, г).

Модулированный сигнал АИМ-2 можно записать следующим образом:

$$U(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} U_0 [1 + m_{\text{АИМ}} \lambda(t)] S(t - t_i). \quad (5)$$

Определим спектр сигнала АИМ-1, если модулирующий (дискретизируемый) сигнал имеет вид $\lambda(t) = U \cos \omega t$, где U – амплитуда гармонического сигнала ($U = 1$ В). В этом случае выражение (4) принимает вид

$$U(t) = U_0 \left[1 + m_{\text{АИМ}} \cos \omega t \right] \sum_{i=-\infty}^{\infty} S(t - t_i). \quad (6)$$

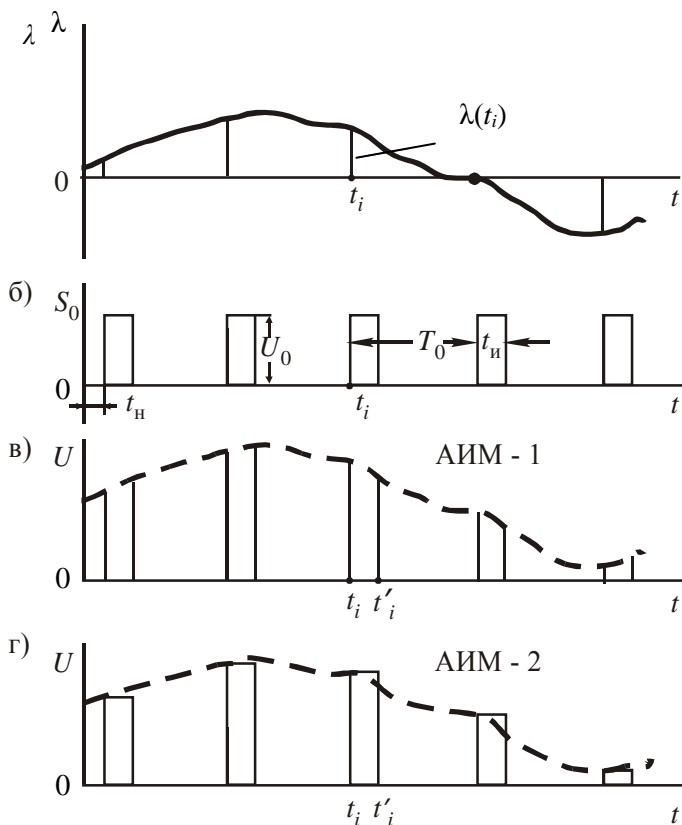


Рисунок 4 – Формирование амплитудно-импульсного сигнала

Немодулированная последовательность импульсов с периодом следования $T_0 - S_0(t) = U_0 \sum_{i=-\infty}^{\infty} S(t - t_i)$. Так как функция $S_0(t)$ периодическая, ее можно разложить в ряд Фурье

$$S_0(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_0 t + \varphi_n), \quad (7)$$

где $a_0/2$ – постоянная составляющая; $a_0/2 = U_0 t_n/T_0$;

A_n – амплитуда n -й гармоники, $A_n = \frac{2}{\pi} U_0 \left| \sin\left(\frac{n\omega_0 t_n}{2}\right) \right|/n$;

ω_0 – круговая частота основной (первой) гармоники прямоугольных импульсов (частота дискретизации), рад/с; $\omega_0 = 2\pi/T_0 = 2\pi f_0$;

φ_n – начальная фаза n -й гармоники.

Таким образом, спектр несущего колебания содержит постоянную составляющую и гармоники частоты дискретизации.

Подставляя выражение (7) в равенство (6), получим

$$\begin{aligned}
 U(t) &= (1 + m_{\text{АИМ}} \cos \omega t) \frac{a_0}{2} + \\
 &+ \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_0 t + \varphi_n) (1 + m_{\text{АИМ}} \cos \omega t) = \\
 &= \frac{a_0}{2} + \frac{1}{2} m_{\text{АИМ}} a_0 \cos \omega t + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_0 t + \varphi_n) + \\
 &+ \frac{1}{2} m_{\text{АИМ}} \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos[(n\omega_0 + \omega)t + \varphi_n] + \\
 &+ \frac{1}{2} m_{\text{АИМ}} \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos[(n\omega_0 - \omega)t + \varphi_n].
 \end{aligned} \tag{8}$$

Если модулирующий (дискретизируемый) сигнал имеет вид $\lambda(t) = U \sin(\omega t)$ (при $U = 1$ В), то сигнал на выходе модулятора при АИМ-2 определяется соотношением

$$\begin{aligned}
 U(t) &= \frac{1}{T_0} |A(0)| + \frac{1}{T_0} m_{\text{АИМ}} |A(j\omega)| \sin(\omega t + \varphi) + \\
 &+ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{T_0} [|A(jn\omega_0)| \cos n\omega_0 t + \\
 &+ \frac{m_{\text{АИМ}}}{2} |A(j(n\omega_0 + \omega))| \cos((n\omega_0 + \omega)t + \varphi_n) + \\
 &+ \frac{m_{\text{АИМ}}}{2} |A(j(n\omega_0 - \omega))| \cos((n\omega_0 - \omega)t + \varphi_n)],
 \end{aligned} \tag{9}$$

где $|A(j\omega)|$ – модуль спектральной плотности немодулированных импульсов.

Для прямоугольного импульса модуль спектральной плотности амплитуд

$$A(\omega) = |A(j\omega)| = 2U_0 \frac{|\sin(\frac{\omega t_n}{2})|}{\omega}, \tag{10}$$

где t_n – длительность прямоугольного импульса.

При $\omega = 0$ модуль спектральной плотности $|A(j\omega)| = U_0 t_n$.

Поскольку модуль спектральной плотности $|A(j\omega)|$ входит в общей

форме в выражение (9), оно пригодно для расчета частотных спектров при любой форме немодулированных импульсов.

Из формул (8) и (9) видно, что спектр АИМ сигнала состоит из постоянной составляющей, спектральной составляющей, имеющей частоту ω модулирующего сигнала, и ряда боковых частот типа $n\omega_0 \pm \omega$ при каждой гармонике частоты дискретизации. Составляющую с частотой ω можно считать боковой частотой при «нулевой» гармонике ($\omega = 0$) частоты дискретизации (рисунок 5).

Общий характер спектров сигналов АИМ-1 и АИМ-2 одинаков. В обоих случаях в составе спектра имеется составляющая с частотой ω . Есть и различия, которые сводятся к следующему. При АИМ-1 амплитуды колебаний двух боковых частот, симметрично расположенных по обе стороны каждой гармоники частоты дискретизации, равны между собой и определяются значением спектральной плотности одиночного импульса A_n . При АИМ-2 эти амплитуды различны и определяются значениями $A(n\omega_0 \pm \omega)$. Что касается спектральной составляющей с частотой ω , то при АИМ-1 ее амплитуда пропорциональна a_0 , а при АИМ-2 – $A(\omega)$. Указанные различия между АИМ-1 и АИМ-2 становятся незначительными если модулирующее сообщение за время существования импульса изменяется мало. Это происходит при уменьшении длительности импульсов $t_{и}$. В пределе, при $t_{и} \rightarrow 0$, различие между АИМ-1 и АИМ-2 пропадает.



Рисунок 5 – Спектральная диаграмма АИМ сигнала при синусоидальном модулирующем сигнале

При отсутствии перемодуляции боковые составляющие, по крайней мере, в 2 раз меньше своих несущих.

Задача восстановления непрерывного сигнала из последовательности его дискретных отсчетов как при АИМ-1, так и АИМ-2 заключается в фильтрации модулирующего сигнала с частотой ω , находящегося в низкочастотной части спектра АИМ сигнала, с помощью ФНЧ, при этом подавляются составляющие высокочастотной части спектра.

В тех случаях, когда модулирующий сигнал характеризуется спектром с полосой частот от ω_n до ω_b , спектральная диаграмма АИМ сигнала будет иметь более сложный вид. Теперь вместо отдельных пар боковых колебаний около частот $n\omega_0$ (где $n = 1, 2, 3, \dots$) будут наблюдаться боковые полосы (рисунок 6), а в низкочастотной части спектра модулированного колебания – спектр модулирующего сигнала. С помощью ФНЧ из такого спектра АИМ сигнала может быть выделена полоса частот модулирующего сигнала.

Рассмотрим вопрос о выборе величины частоты дискретизации f_0 . Если она выбрана из условия $f_0 = 2f_b$ ($\omega_0 = 2\omega_b$), то, как следует из рисунка 6, нижняя боковая полоса частот, определяемая из условия ($\omega_0 - \omega_b = 2\omega_b - \omega_b = \omega_b$), совпадает с верхней частотой спектра модулирующего сигнала, а для восстановления непрерывного сигнала из последовательности его дискретных отсчетов необходимо использовать идеальный фильтр нижних частот с частотой среза $f_{cp} = f_b$ ($\omega_{cp} = \omega_b$).

В реальных системах частоту дискретизации выбирают из условия $f_0 > 2f_b$, обычно $f_0 = (2.3 \dots 2.4) f_b$, и, в частности, для дискретизации телефонных сообщений, имеющих диапазон частот 0.3–3.4 кГц, величина частоты дискретизации выбрана 8 кГц. При этом образуется защитный промежуток Δf_3 ($\Delta\omega_3$), позволяющий использовать простые ФНЧ на приеме для восстановления непрерывного сигнала из последовательности его дискретных отсчетов.

Если $f_0 < 2f_b$, то выделение модулирующего сигнала с помощью ФНЧ окажется невозможным, так как в полосу пропускания фильтра попадет часть нижней боковой полосы частот. Таким образом, убеждаемся в необходимости выполнения условия (1), вытекающего из теоремы Котельникова.

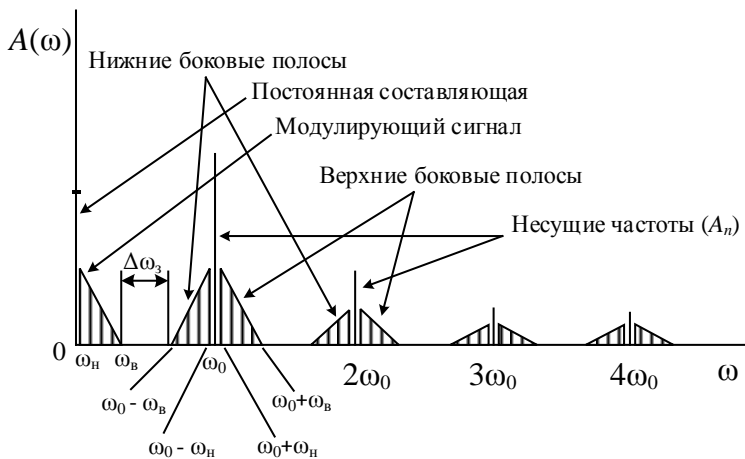


Рисунок 6 – Спектральная диаграмма АИМ сигнала при модулирующем сигнале с полосой частот от ω_n до ω_b

1.3 Квантование отсчетов по уровню

Квантование по уровню применяется для получения конечного числа амплитудных значений дискретных отсчетов сигнала взамен непрерывного бесконечно большого количества их значений, т. е. процесс квантования аналогичен процедуре округления числа до ближайшего разрешенного значения. Такое округление всегда связано с погрешностью, называемой погрешностью квантования.

В результате квантования возникают специфические нелинейные искажения, действие которых на передаваемый сигнал можно условно представить как добавление к неискаженному сигналу некоторой аддитивной помехи – шума квантования. Эти искажения неустранимы, но практически могут быть сделаны неощутимыми для получателя сообщений при надлежащем выборе числа уровней округляемой (квантуемой) величины сигнала.

В зависимости от разбивки динамического диапазона сообщения на уровни квантования различают равномерное (линейное) и неравномерное (нелинейное) квантования. В первом случае на всем динамическом диапазоне сообщения шаг квантования выбирается одинаковым.

На рисунке 2, а показан процесс квантования, а на рисунке 7 показана амплитудная характеристика квантующего устройства с равномерной шкалой квантования. Характеристика $U_{\text{вых}} = f(U_{\lambda})$ квантующего устройства имеет два характерных участка: зону квантования и зону ограничения. Для первого участка $-U_0 \leq U_{\lambda} \leq U_0$, а для второго $|U_{\lambda}| > |U_0|$. В соответствии с этим кроме шумов квантования различают еще и шумы ограничения, которые вызываются ограничением максимальных мгновенных значений сигнала. Обычно уровень сигнала на входе каналов системы ИКМ выбирается так, чтобы с учетом статистических характеристик входного сигнала вероятность превышения $|U_{\lambda_{\text{макс}}}| > |U_0|$ была достаточно малой, поэтому определяющими в системах ИКМ являются шумы квантования, а не шумы ограничения. Средняя мощность шумов квантования при постоянном шаге обычно определяется как $P_{\text{ш кв}} = \Delta\lambda^2/12$.

Как видно из рисунка 7, недостаток равномерной шкалы квантования заключается в том, что относительная погрешность квантования, т. е. отношение $\epsilon_{\text{кв}}(t)/\lambda(t)$, для сильных сигналов мала, в то время как для слабых сигналов она велика.

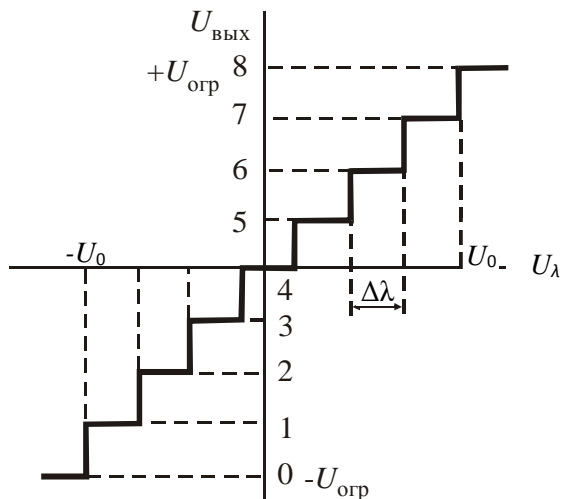


Рисунок 7 – Амплитудная характеристика квантующего устройства с равномерной шкалой

При передаче речевых сигналов наиболее вероятны сигналы с малыми мгновенными значениями, поэтому для передачи их с меньшей

погрешностью необходимо уменьшить шаг квантования.

Обычно требуют, чтобы защищенность речевого сигнала от шума квантования была не менее 20 дБ на минимальном уровне средней мощности. Под защищенностью понимают

$$A_{\text{кв}} = 10 \lg(P_c/P_{\text{ш кв}}), \quad (11)$$

где P_c – мощность сигнала;

$P_{\text{ш кв}}$ – мощность шумов квантования.

При равномерном квантовании для получения требуемой защищенности от шумов квантования при передаче речевых сигналов кодирование должно производиться достаточно большим числом разрядов кода, что нежелательно. При увеличении числа разрядов кода уменьшается длительность импульсов и соответственно расширяется спектр сигнала ИКМ, усложняются устройства кодирования и декодирования, увеличиваются требования к их быстродействию.

Таким образом, недостатком равномерного квантования является то, что защищенность от шумов квантования $A_{\text{кв}}$ минимальна для наиболее слабых сигналов и увеличивается пропорционально увеличению уровня сигнала. Для выравнивания величины $A_{\text{кв}}$ при изменении уровня сигнала в широких пределах и соответственно для уменьшения количества уровней квантования и уменьшения разрядности двоичного кода применяют неравномерное квантование, при котором шаг квантования имеет минимальное значение для слабых сигналов и увеличивается с увеличением уровня входного сигнала (рисунки 8 и 9).

Нелинейная шкала квантования в системах передачи с ИКМ может быть реализована несколькими способами: сжатием динамического диапазона сигнала перед кодированием, для чего используются компрессоры, и последующим его расширением после декодирования с помощью экспандеров; нелинейным кодированием и декодированием; цифровым компандированием.

При неравномерном квантовании непрерывных сигналов обычно ставится задача: выбором закона изменения шага квантования обеспечить примерно равное отношение сигнал/шум квантования в достаточно широком диапазоне уровней входных сигналов. Если шаг квантования будет возрастать по мере увеличения входного сигнала, то по сравнению с равномерным квантованием для слабых сигналов отношение сигнал/шум возрастет, а для сильных снизится, оставаясь, однако, достаточно высоким.

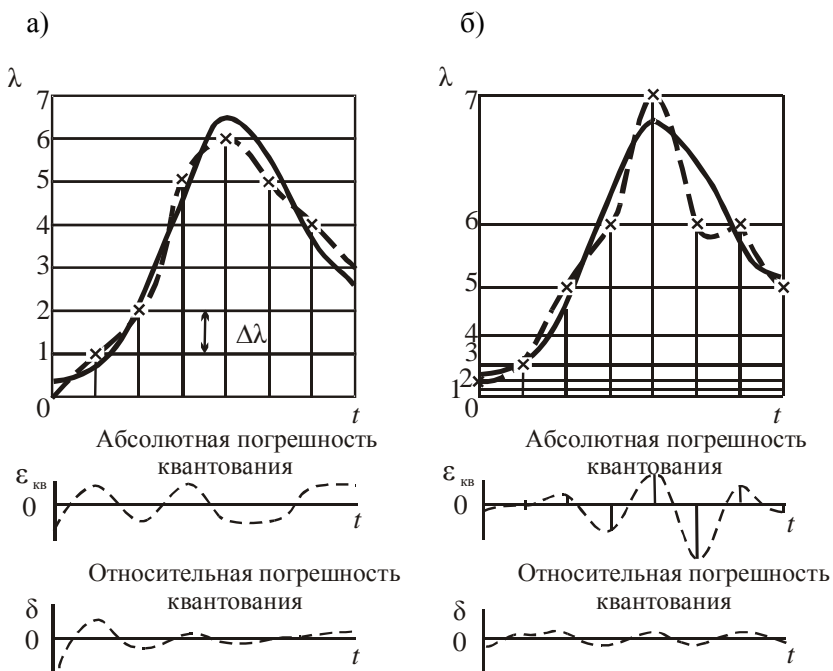


Рисунок 8 – Абсолютная $\epsilon_{\text{кв}}$ и относительная δ погрешности при равномерном (а) и неравномерном (б) квантованиях

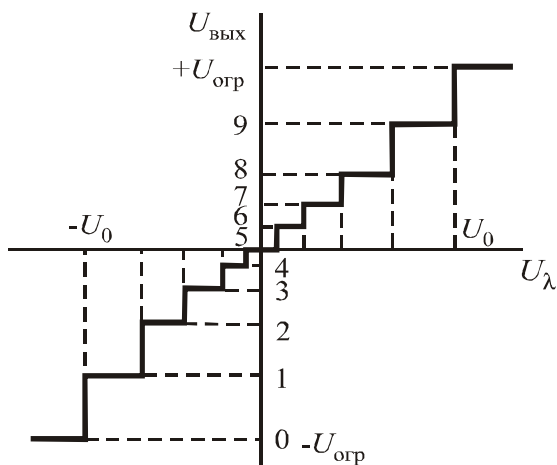


Рисунок 9 – Амплитудная характеристика квантующего устройства с нелинейной (неравномерной) шкалой

Рассмотрим один из возможных способов осуществления неравномерного квантования – с использованием аналоговых компандеров. На рисунке 10 показаны амплитудные характеристики $U_{\text{вых}} = f(U_{\lambda})$ аналоговых компрессора и экспандера.

Компрессор представляет собой устройство с нелинейной амплитудной характеристикой, называемой характеристикой компрессии. Слабые сигналы компрессор усиливает в большей степени, чем сильные, благодаря чему происходит сжатие динамического диапазона (D_c).

Применение компрессора перед кодером с равномерным квантованием позволяет получить неравномерное квантование. На приемном конце после декодера сигнал поступает на экспандер, имеющий обратную компрессору амплитудную характеристику, при этом суммарная амплитудная характеристика должна быть линейной. Экспандер устраняет искажения, вносимые в сигнал компрессором, так что результирующая амплитудная характеристика сигнала «компрессор-экспандер» является линейной. Система, состоящая из последовательно включенных компрессора и экспандера, называется компандером.

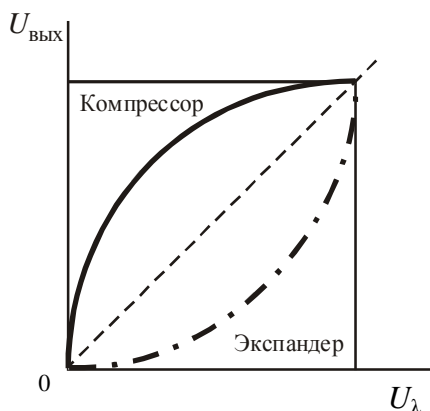


Рисунок 10 – Амплитудные характеристики компрессора и экспандера

Применение неравномерного квантования позволяет обеспечить требуемую защищенность от шумов квантования для наиболее слабых речевых сигналов при восьмиразрядном кодировании вместо двенадцатиразрядного при равномерном квантовании.

Недостатком аналогового компандирования является сложность получения с большой точностью взаимобратных амплитудных характеристик компрессора и экспандера, вследствие чего нелинейность суммарной амплитудной характеристики приводит к нелинейным искажениям передаваемых сигналов.

Необходимое качество передачи сигналов в реальных условиях достигается путем применения неравномерных кодирующих и декоди-

рующих устройств (методами нелинейного кодирования), когда формирование неравномерной квантующей характеристики осуществляется непосредственно в кодере (декодере). Последний в этом случае называется нелинейным.

Наибольшее распространение в системах ИКМ получили нелинейные кодеки (обычно кодер и декодер объединяются в устройство, называемое кодеком) взвешивающего типа с цифровым компандированием эталонов. В таких кодеках характеристика компрессии (экспандирования) не является непрерывной, (аналоговой), а представляется ломаной, состоящей из прямолинейных отрезков (сегментов), приближенно представляющих (аппроксимирующих) заданный закон сжатия и расширения динамического диапазона сигналов. Необходимая форма характеристики компрессии (сжатия) и экспандирования (расширения) в кодеках формируется с помощью цифровых логических устройств, управляющих переключением эталонов.

Наиболее распространенными для кодеров с неравномерным шагом квантования являются два приблизительно равноценных закона компрессии A и μ (применяются в стандарте для аудио компандирования G.711), с помощью которых получается квазилогарифмическая характеристика компрессора.

Характеристика компрессии закона A описывается следующими уравнениями:

$$F_A(\lambda) = \begin{cases} \text{sign}(\lambda)[A|\lambda|/(\ln A + 1)], & 0 \leq |\lambda| \leq 1/A \\ \text{sign}(\lambda)[(1 + \ln|A\lambda|)/(\ln A + 1)], & 1/A \leq |\lambda| \leq 1 \end{cases}, \quad (12)$$

где $\text{sign}(\lambda)$ – полярность сигнала;

λ – амплитуда входного сигнала;

A – параметр, используемый для определения степени компрессирования.

Характеристика $F_A(\lambda)$ имеет особое свойство, которое заключается в возможности хорошей ее аппроксимации ломаной линией, что значительно упрощает процесс преобразования.

В качестве международного стандарта для нелинейных кодеров взвешивающего типа принята сегментная характеристика компандирования типа $A = 87.6/13$, показанная на рисунке 11.

Характеристика компрессии в положительной области содержит сегменты $C_0, C_1, C_2 \dots C_7$ и ограничена точками (узлами): 0–1; 1–2; 2–3; ...7–8. Аналогичным образом строится характеристика для отрицательной области значений входного сигнала.

Четыре сегмента $-C_1, -C_0, C_0, C_1$ (два в положительной и два в отрицательной областях) объединяются в один центральный сегмент, поэтому общее количество сегментов на двухполярной характеристике равно 13. Каждый из 16 сегментов характеристики содержит по 16 шагов (уровней квантования), а общее число уровней равно 256, из них 128 положительных и 128 отрицательных.

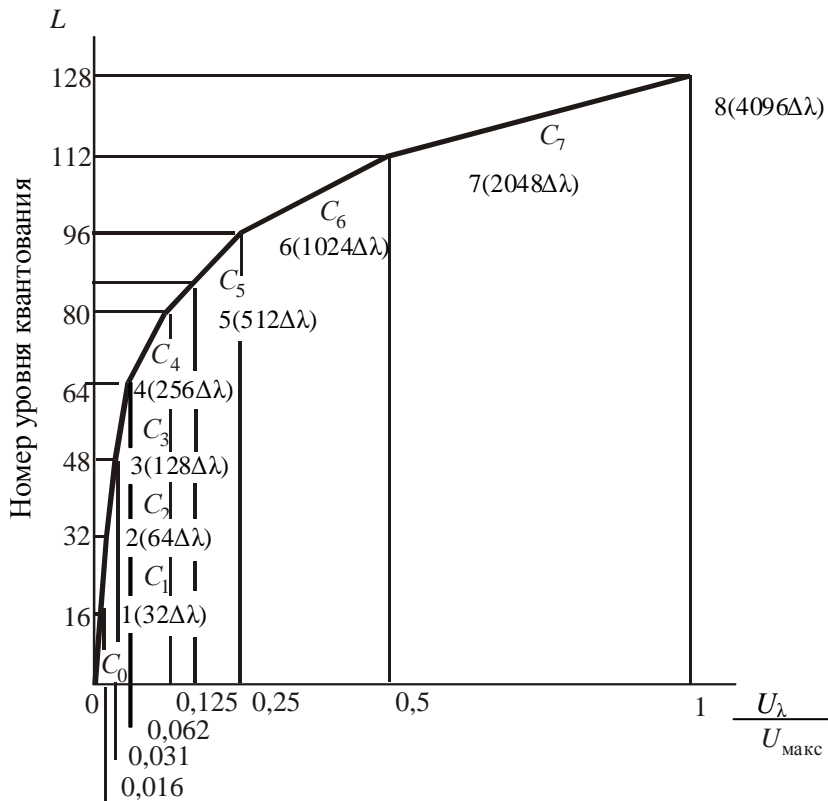


Рисунок 11 – Сегментная характеристика компрессии закона $A = 87,6/13$ (для положительной области)

Шаг квантования внутри каждого сегмента равномерный, а величина шага при переходе от одного сегмента к другому изменяется вдвое, начиная с центрального. Для $C_0, C_1, C_2, \dots, C_7$ значения шагов квантования соответственно равны 2, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128 условных единиц.

При изменении шага квантования дискретно изменяется крутизна характеристики в точках ее излома (узлах). Четыре сегмента $-C_1$, $-C_0$, C_0 и C_1 имеют одинаковую крутизну и равные шаги квантования. При таком построении характеристики наименьший (минимальный) шаг квантования $\Delta\lambda_{\text{мин}}$ имеют сегменты $-C_1$, $-C_0$, C_0 и C_1 , а наибольший $\Delta\lambda_{\text{макс}}$ – сегмент C_7 , причем отношение $\Delta\lambda_{\text{макс}}/\Delta\lambda_{\text{мин}}$ составляет 2^6 или 64. Эта величина характеризует параметр сжатия (расширения) для сегментной характеристики компандирования, или параметр A .

Эффективность рассмотренной характеристики можно оценить визуально, если обратить внимание на то, что 112 уровней из 128 используются для квантования сигналов, амплитуда которых не превышает 50 % максимальной, а 64, или 50 % уровней, – для квантования сигналов, амплитуда которых не превышает 6.2 % максимальной.

Рассмотренная характеристика по погрешности квантования эквивалентна характеристике равномерного квантователя с 4096 уровнями, для кодирования которых потребовалось бы двенадцатиразрядная кодовая комбинация. При нелинейном кодировании число уровней квантования составляет 128, а разрядность кодовой комбинации при тех же условиях равна 8.

При 128 значениях уровней нелинейное кодирование осуществляется за 8 тактов и включает три основных этапа:

1 – определение и кодирование полярности входного сигнала, определяется на первом такте (если положительный, то указывается 1, отрицательный – 0);

2 – определение и кодирование номера сегмента, в котором находится кодируемый отсчет, например:

0, если отсчет находится в сегменте 0;

1, если отсчет находится в сегменте 1;

2, если отсчет находится в сегменте 2 и т. д.

Номер сегмента или узла, соответствующего номеру этого сегмента, характеристики компрессии, в котором находится отсчет, указывается в двоичном коде во втором, третьем и четвертом тактах кодирования;

3 – определение и кодирование номера уровня квантования сегмента, в зоне которого заключена амплитуда кодируемого отсчета (происходит в 5, 6, 7 и 8-м тактах кодирования). Этот этап осуществляется в четыре такта методом линейного кодирования. Здесь следует помнить, что шаг квантования внутри сегмента равномерный, число шагов квантования равно 16. Номер уровня квантования кодируемого

отсчета внутри соответствующего сегмента представляется в двоичном коде.

При декодировании осуществляется обратное цифро-аналоговое преобразование сигналов. Особенность нелинейного декодера заключается в формировании характеристики экспандера, обратной по своему характеру характеристике компрессии.

На рисунке 11 часто вместо относительной величины U_λ/U_{\max} конечные точки сегментов для целочисленного представления даются, исходя из максимальной амплитуды сигнала ($U_{\max} = D_c$ – динамический диапазон сигнала), равной 4096 условным единицам.

Конечные точки сегментов при кодировании с компрессированием по закону A равны 32, 64, 128, 256, 512, 1024, 2048, 4096 условным единицам. В соответствии с этим для отсчета с абсолютным значением λ можно найти его значение в условных единицах по формуле

$$\lambda = \left| \frac{U_\lambda}{U_{\max}} \right| \cdot 4096 = \left| \frac{U_\lambda}{D_c} \right| \cdot 4096. \quad (13)$$

Номер сегмента квантованного отсчета C определяется как наименьшее целое из выражения

$$\lambda < 32 \cdot 2^C \quad \text{или} \quad C > \log_2 \left(\frac{\lambda}{32} \right), \quad (14)$$

при $C = 0, 1, 2, \dots, 7$.

После вычисления C может быть определен остаток r – разность между амплитудой входного сигнала (в условных единицах) и величиной, соответствующей нижней конечной точке данного сегмента

$$r = \begin{cases} \lambda, & \text{при } C = 0 \\ \lambda - 16 \cdot 2^C, & \text{при } C = 1, 2, \dots, 7. \end{cases} \quad (15)$$

Номер уровня квантования отсчета в сегменте K определяется как наименьшее целое из выражения

$$r < \begin{cases} 2(K+1) \\ 2^C(K+1) \end{cases} \quad \text{или} \quad K > \begin{cases} \frac{r}{2} - 1, & \text{при } C = 0 \\ \frac{r}{2^C} - 1, & \text{при } C = 1, 2, \dots, 7, \end{cases} \quad (16)$$

где $K = 0, 1, 2, \dots, 15$.

После того как C и K определены, они представляются числами в двоичной системе счисления из трех и четырех разрядов соответственно.

Абсолютное значение квантованного отсчета в условных единицах на выходе кодера при законе компрессии A можно определить как

$$\lambda_K = \begin{cases} 2K + 1, & \text{при } C = 0 \\ 2^C(K + 16.5), & \text{при } C = 1, 2, \dots, 7. \end{cases} \quad (17)$$

Абсолютное значение квантованного отсчета в единицах измерения входного сигнала определяется по формуле

$$U_{\lambda_K} = \frac{U_{\text{макс}} \cdot \lambda_K}{4096} = \frac{D_c \cdot \lambda_K}{4096}. \quad (18)$$

Погрешность (абсолютная) квантования равна

$$\varepsilon_{\text{кв}} = |U_{\lambda} - U_{\lambda_K}|. \quad (19)$$

Относительная погрешность квантования определяется по формуле

$$\delta = \frac{\varepsilon_{\text{кв}}}{|U_{\lambda}|} \cdot 100\%. \quad (20)$$

Шаг квантования $\Delta\lambda$ изменяется при переходе от сегмента к сегменту и в зависимости от номера сегмента определяется выражением

$$\Delta\lambda = \begin{cases} \Delta\lambda_{\text{мин}}, & \text{при } C = 0; \\ 2^{C-1}\Delta\lambda_{\text{мин}}, & \text{при } C = 1, 2, \dots, 7, \end{cases} \quad (21)$$

где $\Delta\lambda_{\text{мин}}$ – шаг квантования в центральном сегменте, $\Delta\lambda_{\text{мин}} = U_{\text{огр}} / 2^{11}$, $\Delta\lambda_{\text{мин}} = 2$ у. е.;

$U_{\text{огр}}$ – порог ограничения кодера, $U_{\text{огр}} = 4096$ у.е.

Характеристика компрессии закона μ описывается следующим уравнением

$$F_{\mu}(\lambda) = \text{sign}(\lambda) \left[\frac{\ln(1 + \mu|\lambda|)}{\ln(1 + \mu)} \right], \quad (22)$$

где $\text{sign}(\lambda)$ – полярность сигнала;

λ – амплитуда входного сигнала;

μ – параметр, используемый для определения степени компрессирования.

Для упрощения процесса преобразования выбирается специальная характеристика компрессии с $\mu = 255/15$, рекомендованная МСЭ-Т. Она имеет также особое свойство, которое заключается в возможности хорошей ее аппроксимации ломаной линией, состоящей из восьми прямолинейных отрезков. Тангенс угла наклона прямой на каждом из последующих отрезков (сегментов) точно равен половине тангенса угла наклона прямой на предыдущем отрезке: 1, 1/2, 1/4, 1/8.... Первые

четыре сегмента аппроксимации кривой $\mu = 255/15$ представлены на рисунке 12. Общий результат состоит в том, что большие шаги квантования имеют размеры, равные размерам меньших шагов квантования, умноженным на 2^C . Каждый сегмент линейно-ломаной аппроксимации делится на шаги квантования равного размера. Для восьмиразрядных кодов число шагов квантования, приходящихся на сегмент, составляет 16. Аппроксимацию кривой компрессии при $\mu = 255/15$ отрезками прямых линий иногда называют 15-сегментной аппроксимацией. Хотя здесь имеются восемь сегментов для положительных и восемь сегментов для отрицательных сигналов; два сегмента, ближайших к началу координат, образуют одну прямую и, следовательно, могут рассматриваться как один центральный сегмент, вследствие чего получается 15 сегментов. С учетом этого центральный сегмент содержит 31 шаг квантования с одним шагом, перекрывающим точку, начала координат.

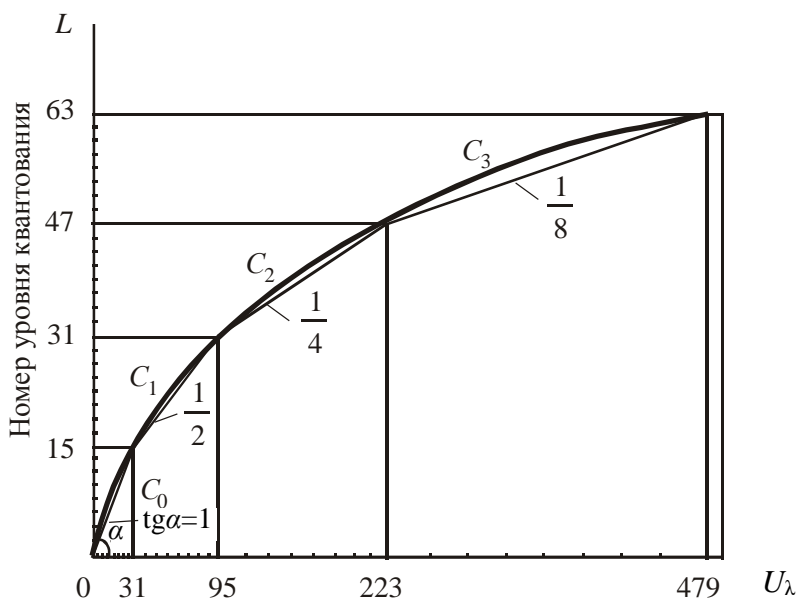


Рисунок 12 – Сегментная характеристика компрессии с $\mu=255/15$ (первые четыре сегмента)

Для удобства описания алгоритмов кодирования и декодирования предлагается использовать целочисленные представления, при которых аналоговые сигналы сводятся к одному масштабу с максимальной

амплитудой, равной 8159 условных единиц. Конечные точки сегментов (узлы) при кодировании с компрессией по закону μ равны: 31, 95, 223, 479, 991, 2015, 4063 и 8159 условным единицам.

В соответствии с этим для отсчета с абсолютным значением λ можно найти его значения в условных единицах по формуле

$$\lambda = \left\lfloor \frac{U_\lambda}{U_{\text{макс}}} \right\rfloor \cdot 8159 = \left\lfloor \frac{U_\lambda}{D_c} \right\rfloor \cdot 8159. \quad (23)$$

Номер сегмента квантованного отсчета C определяется как наименьшее целое из выражения

$$\lambda < 64 \cdot 2^C - 33 \quad \text{или} \quad C > \log_2 \left(\frac{\lambda + 33}{64} \right), \quad (24)$$

где $C = 0, 1, 2, \dots, 7$.

После вычисления C может быть определен остаток r – разность между амплитудой входного сигнала и величиной, соответствующей нижней конечной точке данного сегмента.

$$r = \begin{cases} \lambda, & \text{при } C = 0 \\ \lambda - (32 \cdot 2^C - 33), & \text{при } C = 0, 1, 2, \dots, 7. \end{cases} \quad (25)$$

Номер уровня квантования отсчета в сегменте K определяется как наименьшее целое из выражения

$$r < \begin{cases} 2K + 1 \\ 2^{C+1}(K + 1) \end{cases} \quad \text{или} \quad K > \begin{cases} \frac{r - 1}{2}, & \text{при } C = 0 \\ \frac{r}{2^{C+1}} - 1, & \text{при } C = 1, 2, \dots, 7, \end{cases} \quad (26)$$

где $K = 0, 1, 2, \dots, 15$.

Отметим, что при этом процессе уровни квантования K в сегменте $C = 0$ определяются как имеющие значения, равные 1, 3, 5 ... 31, в то время как в других сегментах уровни квантования определяются значениями, кратными 4, 8, 16, 32, 64, 128, 256 (соответственно для $C = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$). После того как C и K определены, они представляются числами в двоичной системе счисления из трех и четырех разрядов соответственно.

Абсолютное значение квантованного отсчета в условных единицах на выходе кодера при законе компрессии μ можно определить как

$$\lambda_K = (2K + 33) \cdot 2^C - 33. \quad (27)$$

Абсолютное значение квантованного отсчета в единицах измерения входного сигнала определяется по формуле

$$U_{\lambda_K} = \frac{U_{\text{макс}} \cdot \lambda_K}{8159} = \frac{D_c \cdot \lambda_K}{8159}. \quad (28)$$

Результаты кодирования и декодирования по законам $A = 87.6/13$ и $\mu = 255/15$ соответственно приведены в таблицах 1 и 2.

Таблица 1 – Кодирование (декодирование) для сегментной характеристики с законом $A = 87.6/13$

Номер сегмента	Диапазон входных амплитуд сигнала, у.е.	Размер шага квантования, у.е.	Код сегмента	Код уровня квантования	Номер кодовой комбинации	Амплитуда сигнала на выходе кодера, у.е.
C_0	0 – 2	2	000	0000	0	1
	2 – 4			0001	1	3
	⋮			⋮	⋮	⋮
	30 – 32			1111	15	31
C_1	32 – 34	2	001	0000	16	33
	⋮			⋮	⋮	⋮
	62 – 64			1111	31	63
C_2	64 – 68	4	010	0000	32	66
	⋮			⋮	⋮	⋮
	124 – 128			1111	47	126
C_3	128 – 136	8	011	0000	48	132
	⋮			⋮	⋮	⋮
	248 – 256			1111	63	252
C_4	256 – 272	16	100	0000	64	264
	⋮			⋮	⋮	⋮
	496 – 512			1111	79	504
C_5	512 – 544	32	101	0000	80	528
	⋮			⋮	⋮	⋮
	992 – 1024			1111	95	1008
C_6	1024 – 1088	64	110	0000	96	1056
	⋮			⋮	⋮	⋮
	1984 – 2048			1111	111	2016
C_7	2048 – 2176	128	111	0000	112	2112
	⋮			⋮	⋮	⋮
	3968 - 4096			1111	127	4032

Таблица 2 – Кодирование (декодирование) для сегментной характеристики с законом $\mu = 255/15$

Номер сегмента	Диапазон входных амплитуд сигнала, у.е.	Размер шага квантования, у.е	Код сегмента	Код уровня квантования	Номер кодовой комбинации	Амплитуда сигнала на выходе кодера, у.е.
C_0	Точка начала координат 0 - 1	1	000	0000	0	0
	1 - 3	2		0001	1	2
	3 - 5			0010	2	4
	⋮			⋮	⋮	⋮
29 - 31	⋮	1111	15	30		
C_1	31 - 35	4	001	0000	16	33
	⋮			⋮	⋮	⋮
	91 - 95			1111	31	93
C_2	95 - 103	8	010	0000	32	99
	⋮			⋮	⋮	⋮
	215 - 223			1111	47	219
C_3	223 - 239	16	011	0000	48	231
	⋮			⋮	⋮	⋮
	463 - 479			1111	63	471
C_4	479 - 511	32	100	0000	64	495
	⋮			⋮	⋮	⋮
	959 - 991			1111	79	975
C_5	991 - 1055	64	101	0000	80	1023
	⋮			⋮	⋮	⋮
	1951 - 2015			1111	95	1983
C_6	2015 - 2143	128	110	0000	96	2079
	⋮			⋮	⋮	⋮
	3935 - 4063			1111	111	3999
C_7	4063 - 4319	256	111	0000	112	4191
	⋮			⋮	⋮	⋮
	7903 - 8159			1111	127	8031

1.4 Формирование линейного сигнала

Цифровые сигналы передаются по разным линиям связи – кабельным, радиорелейным, волоконно-оптическим, спутниковым. В зависимости от используемой среды распространения, сигналам в линии придают различный вид, при котором параметры сигнала в наибольшей степени согласованы с параметрами линии. Преобразование потока импульсов в код линии происходит в устройстве согласования с линией (УСЛ).

Сигнал на выходе формирователя импульсов представляет собой последовательность однополярных импульсов. Энергетический спектр этой последовательности импульсов зависит от формы используемых импульсов и от статистических характеристик импульсного потока, определяемых свойствами кодируемого сигнала и типом кода, а также от статистических характеристик флуктуаций, вызываемых помехами. Он может быть представлен в виде суммы двух составляющих, одна из которых является дискретной $A_d(f)$, а другая – непрерывной функцией частоты $A_n(f)$. Дискретная часть спектра характеризует спектральную плотность средней мощности регулярной составляющей процесса (средних значений амплитуд спектра), а непрерывная часть – спектральную плотность средней мощности случайной составляющей процесса (статистических характеристик случайных флуктуаций амплитуд спектра, вызванных помехами). Дискретная часть содержит постоянную составляющую и составляющие на тактовой и кратных ей частотах. При длительности импульса $\tau = T_T/2$, где T_T – период следования кодовых импульсов, в спектре присутствуют только нечетные гармоники $f_T = 1/T_T$ (рисунок 13). Первая гармоника, соответствующая тактовой частоте может быть выделена узкополосным фильтром и использована для синхронизации. Непрерывная часть спектра, попадающая в полосу пропускания неточно настроенного фильтра, является помехой в канале выделения тактовой частоты и вызывает фазовые флуктуации синхронизирующего напряжения.

Непрерывная часть спектра однополярной последовательности импульсов изображена на рисунке 14 (кривая 1).

Теоретически этот спектр бесконечен, но основная часть его энергии расположена в пределах от 0 до f_T . Если сопоставить этот спектр с характеристиками передачи реальных линий связи, то можно увидеть

их значительное несоответствие. Во-первых, наличие линейных трансформаторов и переходных емкостей в усилителях и регенераторах препятствует прохождению постоянной составляющей сигнала; во-вторых, из-за потерь в линии в области высоких и низких частот будут ослаблены соответствующие компоненты сигнала. Потеря постоянной составляющей в принципе может быть скомпенсирована, и наибольшее влияние на форму сигнала оказывают искажения, связанные с ослаблением его высокочастотных и низкочастотных составляющих. Искажения в области высоких частот приводят к увеличению длительности фронтов отдельных импульсов, а искажения низкочастотной части спектра сигнала приводят к изменению вершины импульса.

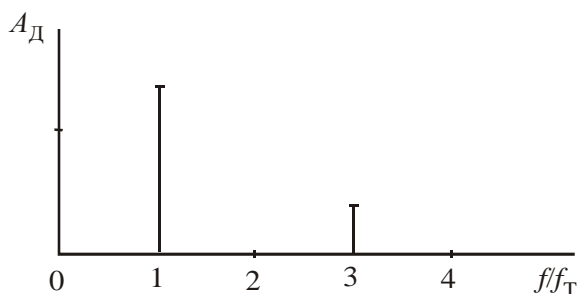


Рисунок 13 – Дискретная часть спектра однополярной последовательности импульсов

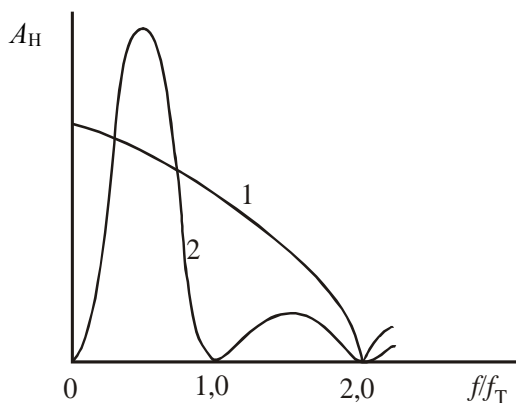


Рисунок 14 – Непрерывная часть спектра однополярной последовательности импульсов (1) и квазитрочного кода (2)

Недостатком однополярной последовательности является то, что при появлении длинных последовательностей нулей в выходном сигнале кодера отсутствуют импульсы и, следовательно, отсутствует опорное колебание для выделения тактовой частоты в регенераторе.

Во избежание искажений этого сигнала из-за неравномерности амплитудно-частотных характеристик линейного тракта и трудностей выделения тактовой частоты применяют дополнительное преобразование двоичного цифрового сигнала. Эта операция часто называется линейным кодированием. Она позволяет заменить цифровой поток в виде сигнала, характеристики которого в большей степени соответствуют параметрам линии. Полученный в результате преобразования сигнал называют кодом линии.

К коду линии предъявляют следующие основные требования:

- однозначность декодирования. Это означает, что из кода линии должна однозначно формироваться исходная последовательность двоичных импульсов;
- в энергетическом спектре сигнала должны быть ослаблены низкочастотная и высокочастотная составляющие;
- в сигнале должна быть обеспечена высокая плотность импульсов, т. е. число импульсов должно быть существенно больше числа пробелов.

Для большей концентрации энергии сигнала в области средних частот, т. е. для ослабления роли его низкочастотных и высокочастотных составляющих, успешно применяются квазитроичные (трехуровневые) коды. При использовании квазитроичных кодов линейный сигнал в каждом тактовом интервале может принимать одно из трех возможных значений: +1, 0, -1, выраженных соответственно положительным импульсом, пробелом или отрицательным импульсом, которые с целью упрощения будем обозначать соответственно +, 0, -. Решающее устройство регенератора должно распознавать три возможных уровня сигнала. Однако это не значит, что для нумерации уровней квантования применяется троичная система счисления – кодирование остается двоичным, лишь на входе линии двоичный сигнал преобразуется в квазитроичный.

Рассмотрим основные виды кодов линии. Простейшим из них является квазитроичный код, называемый также кодом с чередованием полярности импульсов (ЧПИ или АМІ – Alternate Mark Inversion). Преобразование исходного двоичного кода (рисунок 15, а) в квазитроичный заключается в изменении полярности каждого последующего

импульса на противоположную по отношению к предыдущему. Форма сигнала при квазитроичном коде показана на рисунке 15, в, а его энергетический спектр на рисунке 14 (кривая 2).

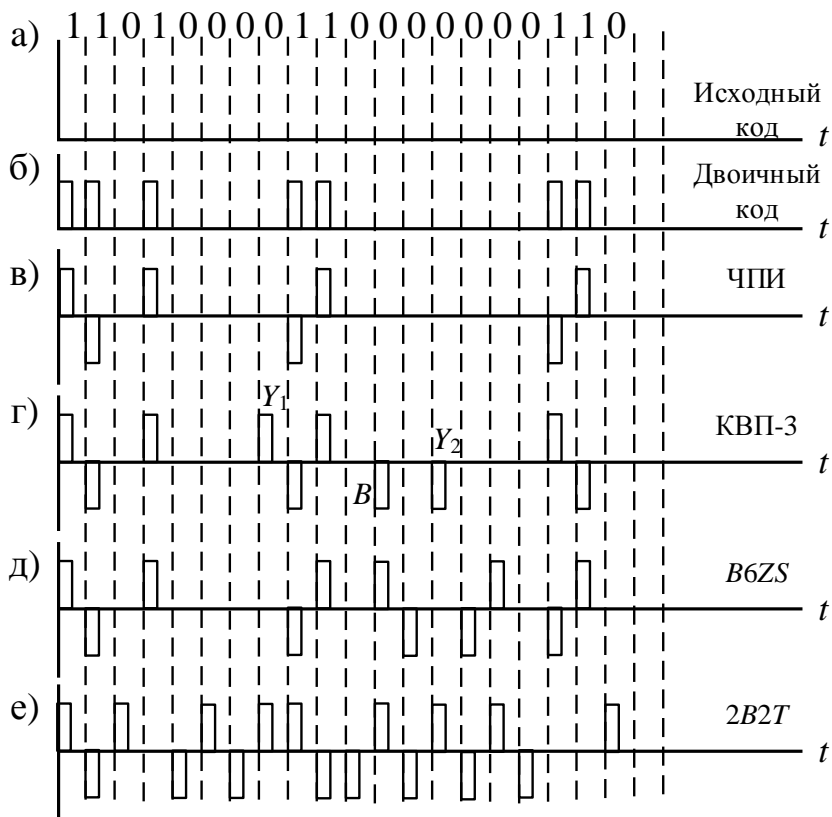


Рисунок 15 – Форма линейного сигнала при различных способах кодирования

Энергетический спектр квазитроичного кода определяется из выражения

$$B(\omega) = \frac{2p(1-p)}{\tau} \cdot |A(\omega)|^2 \cdot \frac{1 - \cos(\omega\tau)}{1 - 2(2p-1)\cos(\omega\tau) + (2p-1)^2}, \quad (29)$$

где $|A(\omega)|$ – спектр одиночного импульса;

p – вероятность появления двоичной единицы.

Анализ энергетического спектра показывает, что у квазитроичного сигнала отсутствует не только постоянная составляющая, но и вообще

вся дискретная часть спектра, а энергия его непрерывной части сконцентрирована в области частот близких к $f_T/2$. После выпрямления квазитроичного сигнала, осуществляемого в регенераторе, импульсная последовательность опять превращается в исходную двоичную и вновь появляются дискретные составляющие спектра – тактовая частота и ее гармоники. Тактовая частота выделяется и используется для синхронизации регенератора.

В линиях для передачи каждой логической единицы используются не импульсы с длительностью, равной тактовому интервалу T_T , а импульсы с половинной длительностью $\tau = T_T/2$. Такие импульсы были выбраны для упрощения выделения сигнала синхронизации в регенераторах линии.

Передача квазитроичным кодом обеспечивает следующее преимущество по сравнению с двоичным (однополярным) сигналом: синхронизирующий сигнал, энергия которого до выпрямления сконцентрирована в области частот, близких к $f_T/2$, испытывает меньшее затухание в линии связи, чем при передаче в области частот, близких к f_T .

Недостатком квазитроичного кода, с которым приходится мириться, является необходимость раздельной регенерации положительных и отрицательных импульсов. Вероятность ошибки приема квазитроичного сигнала несколько больше, чем двоичного (при той же амплитуде импульсов и том же уровне помех).

Недостатком квазитроичного кода также является трудность выделения тактовой частоты, поскольку плотность следования единичных импульсов у него такая же, как и у исходного двоичного кода. При применении в линейном тракте квазитроичного кода часто на исходный сигнал накладывается условие, состоящее в том, что серия из последовательно передаваемых нулей не должна быть больше заданной. Благодаря своей простоте и хорошим спектральным свойствам квазитроичный код получил широкое распространение, однако возникающие при его использовании трудности синхронизации передающих и приемных устройств привели к появлению класса кодов линии, у которых ограничивается число переданных в линию последовательных нулей вне зависимости от длины нулевой последовательности в исходном цифровом потоке.

Эти коды носят название кодов с высокой плотностью единиц (КВП- M или HDB- M – High Density Bipolar, где M указывает на число

разрешенных последовательных нулей (для конкретного кода M заменяется конкретной цифрой)).

Также, разновидностью кодов ЧПИ являются коды вида BNZS (Bipolar With N Zero Substitution) - биполярный код с подстановкой альтернативных блоков, где N указывает на число запрещенных последовательных нулей ($N = M + 1$).

Квазитроичный код совершенствуется путем перекодирования всех последовательностей из M двоичных нулей специальной кодовой комбинацией, содержащей несколько единичных импульсов, которые создают изменение полярности сигнала. В результате этого плотность следования единичных импульсов увеличивается. При получении линейного сигнала производится распознавание комбинаций, изменяющих полярность, и замена их в приемном оконечном устройстве на M нулей.

Правило формирования кодов с высокой плотностью единиц совпадает с правилом формирования ЧПИ-кода до тех пор, пока между единичными импульсами не появится подряд $M + 1$ нулевых импульсов. В этом случае последовательность нулей заменяется комбинацией вида $000 \dots 0Y$ или $000 \dots 0BY$. Здесь B – импульс кода линии, полярность которого противоположна полярности предшествующего импульса; Y – импульс кода линии, полярность которого совпадает с полярностью предшествующего импульса. Таким образом, число подряд следующих нулей не может быть больше M . Если после последнего перекодирования было передано нечетное число единиц, то при последующем перекодировании выбирается комбинация вида $000 \dots 0Y$. Если число промежуточных единиц четное, то выбирается комбинация $000 \dots 0BY$.

Для кода КВП-3 с $M = 3$ вид линейного сигнала показан на рисунке 15, г. В этом случае каждые четыре последовательных нуля заменяются комбинацией $000Y$ или $0B0Y$. У сигнала, приведенного на рисунке 15, г, такая замена сделана дважды. В первом случае произведено перекодирование комбинацией $000Y$ и дополнительный импульс Y_1 имеет положительную полярность. Во втором случае после первого перекодирования кодом КВП-3 передано две единицы ($-1, +1$), поэтому при новом перекодировании выбирается комбинация $0B0Y$. Импульс B будет иметь значение -1 , и у импульса Y_2 должна быть отрицательная полярность.

Близким по характеристикам к КВП-кодам является код *B6ZS*. При его использовании шесть нулей всегда замещаются комбинацией вида *0УВОУВ*. Это означает, что замещающий сигнал имеет вид «0+0-+», если предыдущий импульс поступивший непосредственно перед шестью нулями, подлежащими замене был положительным, и «0-+0+-», если предыдущий импульс был отрицательным. Вид линейного сигнала *B6ZS* показан на рисунке 15, д. Изменение полярности происходит во второй и пятой позициях перекодируемой последовательности нулей.

Во многих случаях исходный двоичный сигнал преобразуется в код линии делением последовательности двоичных импульсов на группы и заменой каждой из этих групп кодовой комбинацией кода линии с другим основанием. Такие коды принято обозначать двумя буквами и двумя цифрами. Первая цифра определяет, какое число импульсов исходного кода входит в перекодируемую группу. Затем следует буква *B* (*binary*), указывающая на двоичное основание системы счисления исходного кода. Вторая цифра соответствует числу импульсов в каждой кодовой комбинации кода линии. Вторая буква обозначает основание системы счисления кода линии: *T* – троичное (*ternary*), *Q* – четверичное (*quaternary*) и т. д. Например, запись кода *3B2T* обозначает преобразование групп из трех двоичных символов в группу из двух троичных.

Примером кода *2B2T* является парно-избирательный троичный (ПИТ) код. В процессе его формирования входной двоичный сигнал разбивается на пары импульсов и каждой такой паре ставится в соответствие пара троичных импульсов нового кода линии.

Правило формирования ПИТ-кода представлено в таблице 3, из которой видно, что пары импульсов 00 и 11 преобразуются всегда однозначно, а пары 01 и 10 преобразуются таким образом, чтобы положительные и отрицательные импульсы кода *2B2T* встречались одинаково часто. Тогда код *2B2T* оказывается полярно сбалансированным. Как и все рассмотренные выше коды, код *2B2T* является квазитроичным, поскольку для передачи двоичных импульсов используются три уровня линейного сигнала.

Таблица 3 – Формирование кода $2B2T$

Двоичный код	Код $2B2T$	Условие выбора
00	—+	
11	+—	
01	+0	Если предыдущая пара 01 или 10 была представлена через «-0» или «0-»
	-0	Если предыдущая пара 01 или 10 была представлена через «+0» или «0+»
10	0-	Если предыдущая пара 01 или 10 была представлена через «+0» или «0+»
	0+	Если предыдущая пара 01 или 10 была представлена через «-0» или «0-»

Последовательность импульсов, показывающая преобразование двоичного кода в код $2B2T$ показана на рисунке 15, е.

При использовании кода $2B2T$ не может возникнуть более двух пробелов подряд. Частота следования троичных импульсов у рассмотренных кодов совпадает с тактовой частотой f_T исходного двоичного кода. Энергетические спектры кодов КВП, $B6ZS$ и $2B2T$ мало отличаются от спектра ЧПИ-кода. Основная их энергия заключена в диапазоне от 0 до f_T (см. рисунок 14).

Рассмотрим один из распространенных многоуровневых кодов, а именно код $3B2T$. Он формируется путем преобразования групп из трех двоичных импульсов в группы из двух троичных импульсов. Число возможных сочетаний двоичных импульсов в этом случае равно $2^3 = 8$, число возможных групп троичных импульсов $3^2 = 9$. Следовательно, одна группа троичных импульсов может не применяться. Целесообразно не использовать группу, состоящую из двух нулей, тогда линейный код будет иметь высокую плотность следования импульсов. Один из вариантов преобразования двоичного кода в код $3B2T$ приведен в таблице 4.

Код $3B2T$ позволяет снизить тактовую частоту импульсов в линии по сравнению с передачей двоичных импульсов в 1.5 раза, т. к. T_T увеличивается в 1.5 раза.

Хорошими данными обладает код $4B3T$, Он позволяет снизить ско-

рость передачи импульсов в линии по сравнению с передачей двоичных импульсов на 33 %. Процедура перекодирования в троичный код 4В3Т состоит в отображении четырех двоичных импульсов в три троичных. Из четырех двоичных импульсов могут быть составлены $2^4 = 16$ различных комбинаций, а из трех троичных $3^3 = 27$. При построении кодовой таблицы из 27 троичных кодовых комбинаций надо выбрать 16 наиболее благоприятных, т. е. существует значительная гибкость в их выборе. Например, комбинацию, состоящую из трех нулей, целесообразно не использовать, чтобы ограничить число нулей, идущих подряд в цифровом потоке.

Таблица 4 – Формирование кода 3В2Т

Двоичный код	Код 3В2Т	Двоичный код	Код 3В2Т
000	0+	100	++
001	0–	101	--
010	+0	110	–+
011	–0	111	+–

В таблице 5 представлен один из возможных вариантов преобразования двоичного кода в код передачи 4В3Т.

Троичные комбинации в третьем столбце сбалансированы по величине постоянной составляющей ($U_{\text{пост}} = 0$). Кодовые комбинации из второго и четвертого столбцов для поддержания нулевого баланса постоянной составляющей выбираются поочередно. Если было передано больше положительных импульсов, чем отрицательных, выбирается второй столбец. Когда расхождение между числом положительных и отрицательных импульсов меняется на обратное – выбирается четвертый столбец.

Следует помнить, что, например, в системе передачи Е1 применяется инверсно-симметричный код, при котором минимальному значению положительного входного сигнала соответствует кодовая комбинация 11111111, а максимальному положительному значению входного сигнала – комбинация 10000000. В свою очередь, минимальному отрицательному входному сигналу соответствует кодовая комбинация 01111111, а максимальному отрицательному сигналу – комбинация 00000000.

Инверсно-симметричный код повышает плотность единиц, так как сигналы большого уровня встречаются реже, чем малого.

Таблица 5 – Формирование кода 4B3T

Двоичный код	Троичная кодовая комбинация		
	–	0	+
1	2	3	4
0000	---		+++
0001	--0		++0
0010	-0-		+0+
0011	0--		0++
0100	--+		++-
0101	-+-		+--
0110	+--		--+
0111	-00		+00
1000	0-0		0+0
1001	00-		00+
1010		0+-	
1011		0+-	
1100		+0-	
1101		-0+	
1110		+0-	
1111		-+0	

По рекомендации G.703 для потоков E1–E3 используется код HDB-3, для потока T1 – AMI/B8ZS, для потока T2 – AMI/B8ZS/B6ZS.

2 ВРЕМЕННОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ КАНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

При временном разделении каналов (ВРК) в многоканальных системах связи каждому каналу отводится свое время передачи, что иллюстрирует рисунок 16. После дискретизации, амплитудного квантования и кодирования сигналы каждого канала в виде кодовых комбинаций (групп) передаются поочередно во времени, причем очеред-

ность подключения каналов в линию строго соблюдается, чтобы распределить на приеме отсчеты по своим каналам. Для этого необходимо в начале каждого цикла передачи (T_0) ввести дополнительный импульс или группу импульсов, отличающихся по какому-либо признаку от канальных, например, постоянством своей структуры (сочетание импульсов и пробелов), в то время как структура кодовых групп изменяется в соответствии с входным передаваемым сообщением. Этот дополнительно вводимый сигнал определяет начало цикла передачи и называется сигналом цикловой синхронизации. Циклом передачи называется временной интервал T_0 , разделяющий соседние группы одного канала. Как видно из рисунка 16, сначала передается сигнал синхронизации (С) длительностью T_C , затем кодовая группа I канала длительностью T_K , затем кодовая группа II канала длительностью T_K , ... и, наконец, кодовая группа N -го канала длительностью T_K . На этом заканчивается цикл передачи одного отсчета по всем N каналам. Затем все повторяется.

Таким образом, в течение периода дискретизации T_0 необходимо передавать сигнал синхронизации и N кодовых групп, число которых равно числу каналов. Следовательно, в соответствии с рисунком 16 длительность цикла передачи T_0 в системе связи с ВРК

$$T_0 = T_C + NT_K. \quad (30)$$

Интервал времени T_K , отведенный каналу, называется канальным интервалом. Его длительность равна длительности кодовой комбинации квантованного отсчета.

Если количество разрядов в кодовой комбинации равно n , то канальный интервал

$$T_K = nT_T, \quad (31)$$

где T_T – длительность тактового интервала между соседними импульсами (период следования кодовых импульсов);

n – количество разрядов в кодовой комбинации.

Отсюда видно, что чем больше число организуемых каналов, тем выше тактовая частота f_T , передаваемого по линейному тракту сигнала.

Длительность импульсов кодовых комбинаций принимается $\tau = 0.5T_T$.

Организация структуры цикла передачи и сверхцикла Е1 (рекомендация G.732) представлена на рисунке 17.

В стандарте Е1, как известно, частота дискретизации составляет

8 кГц, время, в течение которого передается один закодированный отсчет (канальный интервал), составляет 3.9 мкс и период между соседними кодовыми импульсами составляет 488 нс.

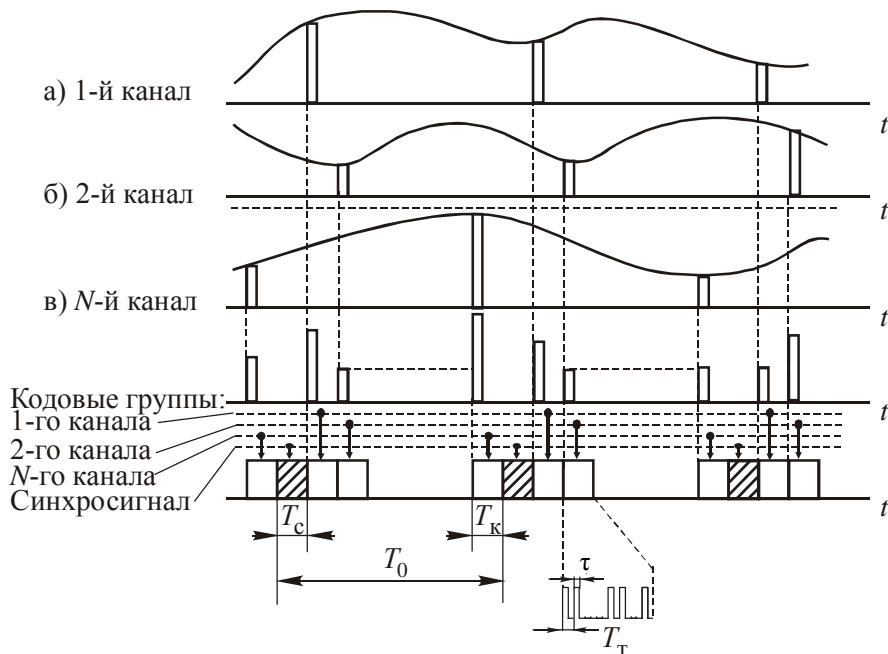


Рисунок 16 – Временное группообразование

Поток Е1 является синхронной системой передачи, поэтому ее устройства тактовой (символьной) синхронизации вырабатывают две импульсные последовательности синхронизации по тактам Строб 1 и Строб 2. Сигналом Строб 1 определяется пауза между двумя смежными кодовыми импульсами, а по сигналу Строб 2 передается собственно кодовый импульс. Передача кодовых комбинаций ИКМ-сигналов осуществляется со старших разрядов, т. е. в последовательности S, A, B, C, W, X, Y, Z , где S обозначает полярность отсчета, последующие три разряда ABC несут информацию о номере сегмента, а остальные W, X, Y, Z отражают уровень квантования в пределах сегмента.

Совокупность 32 канальных интервалов (КИ) образует цикл передачи Ц (125 мкс). При этом для организации телефонных каналов тональной частоты (КТЧ) используется 30 канальных интервалов: с 1 по 15 и с 17 по 31 (см. рисунок 17). Нулевой канальный интервал КИ₀

используется для передачи сигналов цикловой синхронизации, служебной и дискретной информации. Шестнадцатой КИ используется для передачи сигналов управления и взаимодействия АТС и сигналов сверхциклового синхронизации, а также сигналов дискретной информации.

Комбинация циклового синхросигнала 0011011 передается в разрядах 2 – 8 четных циклов КИ₀ (Ц₀, Ц₂, ... Ц₁₄), нечетные циклы Ц₁, Ц₃, ... Ц₁₅ канального интервала КИ₀ используются для передачи дополнительной информации:

X – для передачи дискретной информации со скоростью 8 Кбит/с;

Y – для передачи на противоположную станцию, сигнала о выходе из циклового синхронизма;

Z, U, V1, V2, V3 – рекомендуется МСЭ-Т для передачи информации на национальных сетях (по усмотрению национальных ведомств связи).

Комбинация сверхциклового сигнала 0000 передается в нулевом цикле КИ₁₆ в 1, 2, 3 и 4 разрядах. Остальные символы КИ₁₆ нулевого цикла используются следующим образом:

X1, X2, X3 – для передачи дискретной информации в национальных нуждах;

Y1 – для передачи на противоположную станцию сигнала о выходе сигнала системы из сверхциклового синхронизма.

Сигналы управления и взаимодействия (СУВ) АТС передаются в КИ₁₆ всех циклов с Ц₁ по Ц₁₅, причем на позициях 1, 2 в циклах Ц₁ ... Ц₁₅ передаются сигналы 1, 2, 3, ... 15 каналов (КТЧ), а на позициях 5, 6 в циклах Ц₁...Ц₁₅ передаются сигналы 16, 17, ... 30 каналов.

Для устранения ложного обнаружения комбинации сверхциклового синхронизации в каналах управления и взаимодействия в символах *c* и *d* системы передачи Е1 всегда передается комбинация 01.

Совокупность 16 циклов (Ц₀ ... Ц₁₅) образует один сверхцикл длительностью 2 мс.

Таким образом, в потоке Е1 используется 3 вида синхронизации: по сверхциклам; по циклам; по тактам (осуществляется двумя последовательностями Строб 1 и Строб 2).

Время вхождения системы в синхронизм в случае его потери как по циклам, так и сверхциклам не превышает 2 мс, т. е. синхронная работа системы устанавливается в пределах сверхцикла. Причем синхронизация по тактам происходит автоматически при установлении циклового и сверхциклового синхронизма.

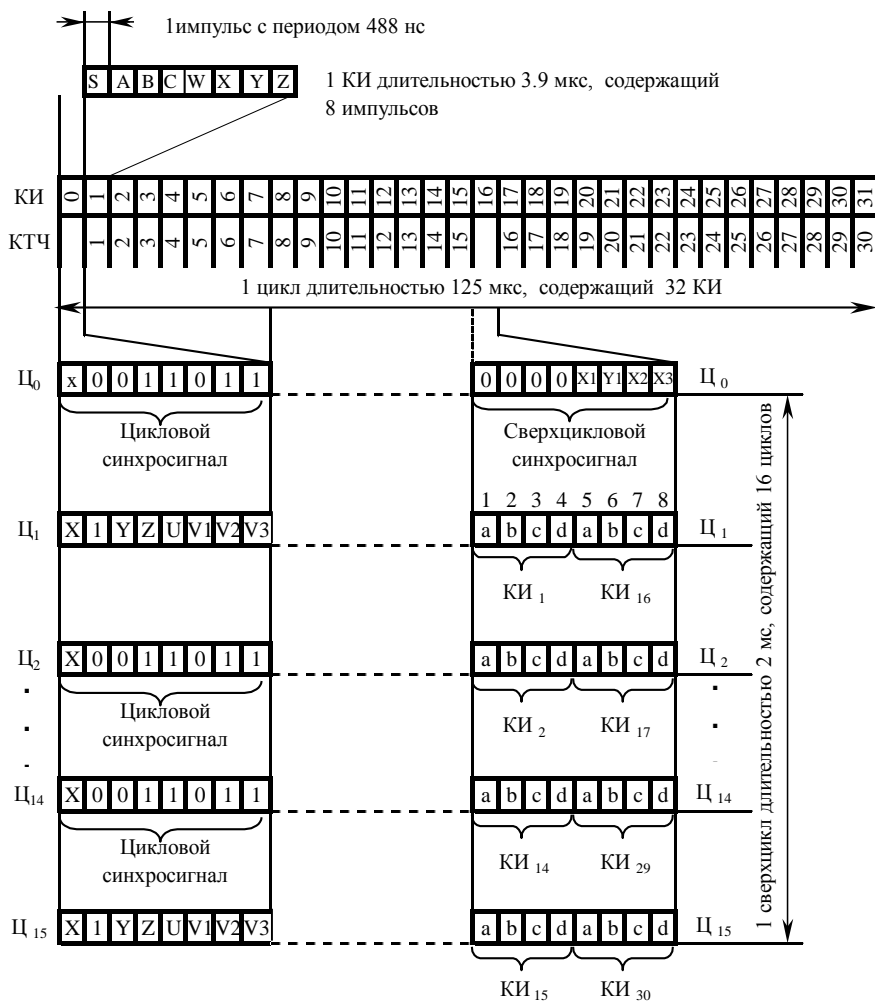


Рисунок 17 – Структура цикла и сверхцикла стандарта E1

Генераторное оборудование E1 формирует следующие сигналы синхронизации, которые используются также для получения различных форматов передачи данных:

- P₁, P₂, ... P₈ – импульсы, определяющие временное положение соответствующего разряда, причем самым старшим является P₁.
- Строб 1 – сигнал, определяющий пробел (паузу) между двумя

смежными кодовыми импульсами;

– Строб 2 – сигнал, определяющий положение кодового импульсами;

На рисунке 18 представлена временная диаграмма сигналов P_1, P_2, \dots, P_8 , Строб 1 и Строб 2.

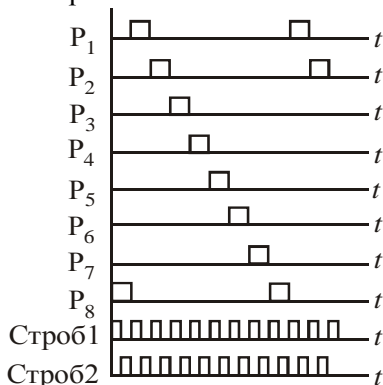


Рисунок 18 – Временная диаграмма импульсов $P_1 \dots P_8$, Строб 1 и Строб 2

3 СИНХРОНИЗАЦИЯ В ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЕ ПЕРЕДАЧИ С ИМПУЛЬСНО-КОДОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Для правильной работы передающей и приемной станций систем передачи с ИКМ необходимо обеспечить равенство скоростей обработки сигналов на этих станциях, согласованное распределение АИМ сигналов и сигналов управления и взаимодействия АТС по соответствующим каналам. С этой целью предусматривается синхронизация работы генераторного оборудования приемной и передающей станций по тактовой частоте, по циклам и сверхциклам.

Тактовая синхронизация обеспечивает равенство скоростей обработки сигналов на приемной и передающих станциях, что достигается синхронизацией по частоте и фазе генераторного оборудования приемной станции со станцией передачи. Для этого используется тактовая частота, выделяемая из линейного цифрового сигнала.

Тактовой частотой называется частота следования импульсов группового цифрового сигнала в линии. Значение тактовой частоты цифровой системы передачи определяется по формуле

$$f_T = nN_0f_0, \quad (32)$$

где N_0 – количество канальных интервалов.

Так, например, в стандарте E1 число разрядов (n) в кодовой комбинации 8, число канальных интервалов 32, два из которых используются для передачи синхросигналов, СУВ и других служебных сигналов, частота дискретизации канала тональной частоты 8 кГц, тогда $f_T = 8 \cdot 32 \cdot 8000 = 2048$ кГц.

Если рассмотреть спектр однополярного цифрового линейного ИКМ сигнала (см. рисунок 13 и 14), то он будет содержать дискретную $A_d(\omega)$ и непрерывную $A_n(\omega)$ части. При $\tau = T_T/2$ (τ – длительность импульса кодовых групп) дискретная часть спектра будет состоять из постоянной составляющей, тактовой частоты и ее гармоник. Следовательно, задача получения тактовой частоты заключается в выделении дискретной составляющей тактовой частоты (первой гармоники) с помощью узкополосного фильтра (резонансного контура) и формирования последовательности прямоугольных импульсов тактовой частоты.

Цикловая синхронизация обеспечивает правильное декодирование кодовых групп отдельных каналов и правильное распределение группового АИМ сигнала между соответствующими приемниками каналов.

Для синхронизации работы систем с ИКМ по циклам в начале каждого цикла в состав группового цифрового сигнала вводится специальный синхросигнал (см. рисунок 16), который представляет собой отдельный импульс или группу импульсов. Для того чтобы синхросигнал цикловой синхронизации можно было отличить от импульсов канальных кодовых групп, он наделяется отличительным признаком. Таким признаком обычно является постоянное наличие импульсов в синхросигнале при постоянной частоте повторения, в то время как появление импульсов в кодовых группах канальных сигналов носит случайный характер. Например, в стандарте E1 кодовая группа синхросигнала имеет вид 0011011, однако частота следования синхросигнала в два раза меньше частоты дискретизации и равна 4 кГц.

К системам цикловой синхронизации предъявляются следующие требования:

- время вхождения в синхронизм при первоначальном включении

аппаратуры в работу и время восстановления синхронизма после перерыва связи должно быть минимальным;

- состояние синхронизма при работе аппаратуры должно поддерживаться непрерывно и автоматически;

- приемник синхросигнала должен быть помехоустойчивым.

Среднее значение времени восстановления синхронизма в системе в случае его сбоя, равное нескольким десяткам миллисекунд, при передаче телефонных сообщений является приемлемым, так как абонент практически не замечает такие перерывы связи. Однако при сбоях синхронизма блокируются приборы узлов коммутации, что может привести к потере соединения. Поэтому время восстановления синхронизма в системе должно исчисляться единицами миллисекунд, что не вызовет нарушения соединения.

Сверхцикловая синхронизация обеспечивает правильное распределение сигналов СУВ.

4 ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ С ИМПУЛЬСНО-КОДОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Принцип работы передающего устройства поясняет структурная схема системы передачи (рисунок 19). Сообщения $\lambda_1(t)$, $\lambda_2(t)$, ... $\lambda_N(t)$ от 1, 2 ... N источников информации (абонентов) через фильтры нижних частот (ФНЧ) (300–3400 Гц) и усилители низких частот (УНЧ) поступают на каналные амплитудно-импульсные модуляторы АИМ (ключи). С помощью АИМ-модуляторов осуществляется дискретизация передаваемых сигналов по времени. Управляют работой АИМ-модуляторов последовательности управляющих канальных импульсов УКИ₁ – УКИ _{N} , поступающие от генераторного оборудования ГО_{пер}. При этом модулируемые импульсные последовательности, вырабатываемые в генераторном оборудовании ГО_{пер}, имеют частоту 8 кГц и сдвинуты по времени друг относительно друга на величину равную одному канальному интервалу. На АИМ-модуляторы каналов канальные импульсы подаются поочередно, при этом длительность каждого канального импульса составляет $t_{и} = T_0 / (3..4)N_0$. Выходы АИМ-модуляторов соединяются в одной точке, в которой образуется групповой АИМ сигнал. Групповой АИМ

сигнал поступает на кодирующее устройство – кодер, который одновременно с кодированием осуществляет операцию квантования по уровню.

Сигналы управления и взаимодействия (СУВ), передаваемые по телефонным каналам для управления приборами автоматических телефонных станции (АТС), поступают в передатчик СУВ (Пер. СУВ), где они дискретизируются импульсными последовательностями, следующими от $ГО_{пер}$. В результате формируется групповой сигнал передачи СУВ (Гр. СУВ).

В устройстве объединения (УО) групповой ИКМ сигнал с выхода кодера, групповой сигнал передачи СУВ (Гр. СУВ), а также сигналы передатчика синхросигналов (Пер. СС), объединяются, образуя так называемый ИКМ-сигнал. Здесь формируется диаграмма временных циклов системы, определяющая порядок следования циклов в сверхцикле и кодовых групп в цикле передачи (для стандарта Е1 структура сигналов показана на рисунке 17).

Поясним построение диаграммы временного цикла более подробно. Циклы $Ц_1, Ц_2 \dots Ц_N$, каждый длительностью T_0 , объединяются в так называемые сверхциклы, следующие друг за другом. Объединение циклов в сверхциклы необходимо для получения нужного числа каналов передачи СУВ, организуемых, как правило, на определенных импульсных позициях или в определенном канальном интервале цикла передачи. Обычно за один цикл передают СУВ одного или двух каналов, тогда для передачи СУВ всех N_0 каналов потребуется N_0 или $N_0 / 2$ циклов, объединенных в сверхцикл. Каждый цикл сверхцикла состоит из N_0 канальных интервалов: $КИ_1, КИ_2, \dots КИ_{N_0}$, куда входят и дополнительные канальные интервалы, необходимые для передачи сигналов синхронизации (СС), каналов передачи СУВ и других вспомогательных сигналов.

Сформированный ИКМ сигнал (цифровой поток) представляет собой набор однополярных двоичных импульсов, которые всегда имеют только одну, например, положительную полярность, и не согласован с параметрами линии. При передаче по линии связи такой сигнал подвержен значительным искажениям и быстро затухает (т. е. дальность передачи такого сигнала невелика). Поэтому перед передачей в линию однополярный ИКМ-сигнал преобразуется в сигнал с чередованием полярности импульсов, удобный для передачи по линейному тракту. Это происходит в преобразователе кода передачи $ПК_{пер}$.

В процессе передачи по линии связи ИКМ-сигнал периодически восстанавливается (регенерируется) линейным регенератором (РЛ).

На приеме сигнал восстанавливается стационарным регенератором (РС) (на схеме не показан).

Процесс обработки сигналов, т. е. процесс приема, преобразования, разделения и получения исходного сигнала на принимающей оконечной станции носит обратный характер. Вначале ИКМ-сигнал из биполярного (с чередованием полярности) вновь преобразуется в однополярный в ПК_{пр}, из которого устройство выделения тактовой частоты (ВТЧ) выделяет тактовую частоту системы, которая используется для работы ГО_{пр}. Этим достигается равенство скоростей обработки сигналов на передающей и принимающей оконечных станциях. Правильное разделение сигналов телефонных каналов и каналов передачи СУВ обеспечивается приемником синхросигналов (Пр. СС).

Устройство разделения (УР) разделяет цифровые потоки СУВ и телефонных каналов. Приемник групповых сигналов СУВ (Пр. СУВ), управляемый импульсными последовательностями, следующими от генераторного оборудования приема ГО_{пр}, распределяет сигналы СУВ по телефонным каналам, а декодер декодирует цифровой поток телефонных каналов. Последовательность управляющих канальных импульсов УКИ₁-УКИ_N поочередно открывают временные селекторы каналов (ВС), обеспечивая выделение отсчетов своего канала из группового АИМ-сигнала. Восстановление исходного (непрерывного) сигнала из последовательности его отсчетов производится с помощью фильтра нижних частот.

Приведенная структурная схема поясняет принцип передачи сигналов в одном из направлений. Передача сигналов в обратном направлении осуществляется аналогично. Таким образом, организация двусторонней связи требует двух пар проводов, при этом пары направлений передачи и приема могут находиться как в одном кабеле (однокабельная система организации связи), так и в разных кабелях (двухкабельная система организации связи).

В системе связи обеспечена возможность передачи сигналов во встречных направлениях. На местных телефонных сетях для организации двусторонней связи между абонентами чаще всего используют двухпроводные физические цепи.

Каналы многоканальных ИКМ-систем передачи являются односторонними. Для двусторонней связи используются два встречных канала. При этом возникает необходимость соединения четырехпроводного окончания двустороннего канала многоканальной системы с двухпроводной местной линией. Это соединение осуществляется с помощью специального переходного устройства, которое называют дифференциальной системой.

5 ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ С ИМПУЛЬСНО-КОДОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Пусть спектр непрерывного сообщения, передаваемый системой с ИКМ, ограничен верхней частотой f_B и требуемое количество каналов равно N . При проектировании ИКМ системы передачи требуется знать следующие параметры:

1 Количество всех каналов, организуемых ИКМ системой

$$N_0 = N + N_c, \quad (33)$$

где N – заданное количество телефонных каналов;

N_c – количество каналов синхронизации и управления ($N_c = 2$).

2 Длительность цикла передачи (период дискретизации)

$$T_0 = \frac{1}{f_0} \leq \frac{1}{2f_B}, f_0 = (2.3 \dots 2.4)f_B. \quad (34)$$

3 Длительность канального интервала

$$T_K = \frac{T_0}{N_0}. \quad (35)$$

4 Длительность тактового интервала (период) между кодовыми импульсами в канальном интервале

$$T_T = \frac{T_K}{n}, \quad (36)$$

где n – количество разрядов в кодовой комбинации квантованного отсчета ($n = 8$).

5 Длительность кодового импульса

$$\tau = 0,5 \cdot T_T. \quad (37)$$

6 Тактовая частота линейного сигнала

$$f_T = nN_0f_0. \quad (38)$$

7 Длительность управляющего канального импульса $t_{и}$

$$t_{и} = \frac{T_0}{(3 \dots 4)N_0} = \frac{T_K}{3 \dots 4}. \quad (39)$$

8 Требуемая полоса пропускания линейного тракта ИКМ системы передачи

$$\Delta f = \frac{1}{\tau}. \quad (40)$$

6 ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

Расчет курсовой работы выполнили студенты электротехнического факультета Блинцова Ангелина, Шевченко Сергей и Волынцевич Модест.

Введение

Указать на преимущества и недостатки проектируемой цифровой системы передачи.

Пример задания

1.1. Вид передаваемого сигнала	_____	непрерывный
1.2. Спектр передаваемого сигнала (Гц)	_____	$f_n = 350$ $f_g = 3800$
1.3 Номера гармоник	_____	$n = 1, 6, 16, 26, 36, 46$
1.4 Динамический диапазон сигнала (В)	_____	$D_c = \pm 1.6$
1.5 Вид модуляции	_____	АИМ-2
1.6 Индекс модуляции	_____	$m_{\text{АИМ}} = 0.5$
1.7 Амплитуда немодулированных прямоугольных импульсов (В)	_____	$U_0 = 1.2$
1.8 Количество каналов связи	_____	$N = 30$ $N_c = 2$
1.9 Закон компандирования	_____	A
1.10 Вид линейных кодов	_____	3В2Т, 4В3Т
1.11 Форма импульсов линейного сигнала	_____	прямоугольная
1.12 Исследуемые каналы	_____	$N_i = 3 \div 8$
1.13 Входные сигналы для заданных каналов	_____	
	$U_3 = -0.14 \cdot \cos^2(2 \cdot \pi \cdot 1400 \cdot t)$	$U_6 = 0.17 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 1700 \cdot t)$
	$U_4 = -0.15 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 1500 \cdot t)$	$U_7 = 0.18 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 1800 \cdot t)$
	$U_5 = -0.16 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 1600 \cdot t)$	$U_8 = 0.19 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot 1900 \cdot t)$

6.1 Расчет основных параметров проектируемой цифровой системы передачи

Выполнить расчет следующих параметров (*с точностью до трех значащих цифр*):

- количество всех каналов N_0 (формула 33) с учетом телефонных, синхронизации и управления;
- длительности цикла передачи T_0 (34) (периода дискретизации), с;

- длительности канального интервала T_K (35), с;
- длительности тактового интервала T_T (36), с;
- длительности кодовых импульсов τ (37), с;
- величины тактовой частоты линейного сигнала f_T (38), Гц;
- длительности управляющих канальных импульсов $t_{и}$ (39), с;
- величины полосы пропускания линейного тракта ИКМ системы передачи Δf (40), Гц.

Рассмотрим **пример расчёта** по заданным исходным данным:

1. Количество всех каналов, заданное количество телефонных каналов ($N = 30$), количество каналов синхронизации и управления ($N_C = 2$).

$$N_0 = N + N_C = 30 + 2 = 32.$$

2. Длительность цикла передачи (период дискретизации), верхняя частота спектра передаваемого непрерывного сигнала $f_b = 3800$ Гц.

$$f_0 = 2.35f_b = 2.35 \cdot 3800 = 893 \text{ Гц.}$$

Определим T_0

$$T_0 = \frac{1}{f_0} = \frac{1}{8930} = 112 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

3. Длительность канального интервала составит

$$T_T = \frac{T_K}{n} = \frac{3.5 \cdot 10^{-6}}{8} = 0.438 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

4. Временной интервал между кодовыми символами в канальном интервале определяется из выражения

$$T_T = \frac{T_K}{n} = \frac{3.5 \cdot 10^{-6}}{8} = 0.438 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

5. Определяем тактовую частоту сигнала

$$f_T = nN_0f_0 = 8 \cdot 32 \cdot 8930 = 2.29 \cdot 10^6 \text{ Гц.}$$

6. Длительность кодового импульса

$$\tau = 0.5 \cdot T_T = 0.5 \cdot 0.438 \cdot 10^{-6} = 0.219 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

7. Длительность управляющих канальных импульсов

$$t_{\text{н}} = \frac{T_0}{4N_0} = \frac{112 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot 32} = 0.875 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

8. Полоса пропускания линейного тракта ИКМ системы

$$\Delta f = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{0.219 \cdot 10^{-6}} = 4.57 \cdot 10^6 \text{ Гц.}$$

6.2 Расчет спектра АИМ сигнала

Необходимо дать краткую характеристику используемого (по заданию) вида амплитудно-импульсной модуляции, привести расчетную формулу спектра АИМ сигнала с пояснениями о ее составляющих (для АИМ-1 – формула 8, для АИМ-2 – формула 9).

Выполнить расчеты:

- постоянной составляющей спектра (при $\omega = 0$);
- спектра модулирующего сигнала (при $\omega = \omega_{\text{н}} \div \omega_{\text{в}}$);
- амплитуд гармоник $/A(n\omega_0)/$ частоты дискретизации (n – по заданию);
- боковых полос (верхней и нижней) при каждой гармонике.

Расчеты постоянной составляющей, модулирующего сигнала, амплитуды первой гармоники ($n = 1$) и ее боковых полос выполнить по формулам (таблица 6) в развернутом виде, подставляя в них соответствующие числовые значения.

Результаты расчетов других значений спектра привести в итоговом виде. Учитывая характер энергетического спектра русского речевого сигнала (рисунок 1), принять значение спектра на частотах $\omega_{\text{в}}, n\omega_0 \pm \omega_{\text{в}}$ равными нулю.

Результаты всех расчетов спектра АИМ сигнала привести в виде таблицы 7.

По результатам расчетов построить спектральную диаграмму АИМ модулированного сигнала (см. рисунок 6). Для уменьшения размера рисунка между отдаленными гармониками можно делать разрывы на оси частот, обозначая их следующим образом (-//-).

Таблица 6 – Формулы для расчета спектра модулированного АИМ сигнала

Составляющие спектра	АИМ-1	АИМ-2
1	2	3
Постоянная	$\frac{U_0 t_{\text{и}}}{2}$	$\frac{U_0 t_{\text{и}}}{2}$
Модулирующий сигнал для значения $\omega = \omega_{\text{н}}$	$\frac{U_0 t_{\text{и}} m_{\text{АИМ}}}{T_0}$	$\frac{2U_0 m_{\text{АИМ}}}{T_0 \omega_{\text{н}}} \left \sin \frac{\omega_{\text{н}} t_{\text{и}}}{2} \right $
Гармоники частоты дискретизации, A_n	$\frac{2U_0}{\pi n} \left \sin \frac{n\omega_0 t_{\text{и}}}{2} \right $	$\frac{2U_0}{\pi n} \left \sin \frac{n\omega_0 t_{\text{и}}}{2} \right $
Боковые полосы для значений, $A_n^{\text{бок}}$ $\omega = n\omega_0 \pm \omega_{\text{н}}$	$\frac{U_0 m_{\text{АИМ}}}{\pi n} \left \sin \frac{n\omega_0 t_{\text{и}}}{2} \right $	$\frac{2U_0 m_{\text{АИМ}}}{T_0 (n\omega_0 \pm \omega_{\text{н}})} \left \sin \frac{(n\omega_0 \pm \omega_{\text{н}}) t_{\text{и}}}{2} \right $

Таблица 7 – Результаты расчета спектра модулированного АИМ сигнала

n (по заданию)	$A_n, \text{В}$	$A_n^{\text{бок}}, \text{В}$			
		$n\omega_0 - \omega_{\text{в}}$	$n\omega_0 - \omega_{\text{н}}$	$n\omega_0 + \omega_{\text{н}}$	$n\omega_0 + \omega_{\text{в}}$
0		–	–		0
1		0			0
2		0			0
·		·			·
·		·			·
·		·			·
		0			0

Пример расчета:

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0} = \frac{2 \cdot 3,14}{112 \cdot 10^{-6}} = 56,1 \cdot 10^3 \text{ рад/с};$$

$$\omega_H = 2\pi f_H = 2 \cdot 3,14 \cdot 350 = 2,2 \cdot 10^3 \text{ рад/с};$$

$$\omega_B = 2\pi f_B = 2 \cdot 3,14 \cdot 3800 = 23,9 \cdot 10^3 \text{ рад/с}.$$

Постоянная составляющая спектра (*далее с точностью до пяти значащих цифр*):

$$A_0 = \frac{U_0 t_H}{T_0} = \frac{1,2 \cdot 0,875 \cdot 10^{-6}}{112 \cdot 10^{-6}} = 9,3750 \cdot 10^{-3} \text{ В}.$$

Модулирующий сигнал для значения $\omega = \omega_H$

$$A = \frac{2U_0 m_{\text{аим}}}{T_0 \omega_H} \left| \sin \frac{\omega_H t_H}{2} \right| =$$

$$= \frac{2 \cdot 1,2 \cdot 0,5}{112 \cdot 10^{-6} \cdot 2,2 \cdot 10^3} \left| \sin \frac{2,2 \cdot 10^3 \cdot 0,875 \cdot 10^{-6}}{2} \right| = 4,6875 \cdot 10^{-3} \text{ В}.$$

Гармоники частоты дискретизации A_n . На несущей частоте, $n = 1$:

$$A_1 = \frac{2U_0}{\pi} \left| \sin \frac{\omega_0 t_H}{2} \right| =$$

$$= \frac{2 \cdot 1,2}{\pi} \left| \sin \frac{56,1 \cdot 10^3 \cdot 0,875 \cdot 10^{-6}}{2} \right| = 18,748 \cdot 10^{-3} \text{ В}.$$

Боковые полосы для значений $\omega = n\omega_0 \pm \omega_H$ на несущей частоте:

$$A_1^{\text{бок}}(\omega_0 - \omega_H) =$$

$$= \frac{1,2 \cdot 0,5}{1,12 \cdot 10^{-4} \cdot (1 \cdot 5,61 \cdot 10^4 - 2,2 \cdot 10^3)} \left| \sin \frac{5,391 \cdot 10^4 \cdot 8,749 \cdot 10^{-7}}{2} \right|$$

$$= 4,6871 \cdot 10^{-3} \text{ В};$$

$$A_1^{\text{бок}}(\omega_0 + \omega_H) =$$

$$= \frac{1,2 \cdot 0,5}{1,12 \cdot 10^{-4} \cdot (1 \cdot 5,61 \cdot 10^4 + 2,2 \cdot 10^3)} \left| \sin \frac{5,831 \cdot 10^4 \cdot 8,749 \cdot 10^{-7}}{2} \right| =$$

$$= 4,6870 \cdot 10^{-3} \text{ В}.$$

Значения гармонических составляющих всех значений n сведём в таблицу 8.

По полученным данным строится спектральная характеристика (рисунок 20). На рисунке видно, что каждая гармоника имеет несущую на частоте, равной $n \cdot \omega_0$, на которую приходится большая часть энергии (большая амплитуда) и две боковые полосы (рисунок 6). Значения всех амплитуд постепенно уменьшаются с ростом номера гармоник.

Таблица 8 – Результаты расчёта спектра модулированного АИМ-сигнала

n	$A_n, В$	$A_n^{бок}, мВ$			
		$n\omega_0 - \omega_B$	$n\omega_0 - \omega_H$	$n\omega_0 + \omega_H$	$n\omega_0 + \omega_B$
0	0.009375	-	-	$4,6875 \cdot 10^{-3}$	0
1	0.018748	0	$4.6871 \cdot 10^{-3}$	$4.6870 \cdot 10^{-3}$	0
6	0.018682	0	$4.6708 \cdot 10^{-3}$	$4.6704 \cdot 10^{-3}$	0
16	0.018272	0	$4.5685 \cdot 10^{-3}$	$4.5674 \cdot 10^{-3}$	0
26	0.017503	0	$4.3767 \cdot 10^{-3}$	$4.3749 \cdot 10^{-3}$	0
36	0.016404	0	$4.1022 \cdot 10^{-3}$	$4.0997 \cdot 10^{-3}$	0
46	0.015013	0	$3.7547 \cdot 10^{-3}$	$3.7517 \cdot 10^{-3}$	0

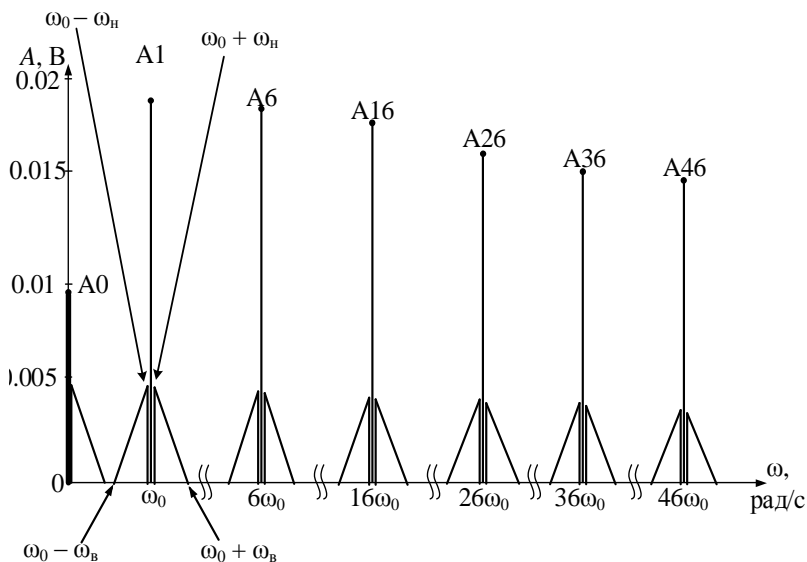


Рисунок 20 – Спектральная диаграмма АИМ сигнала

6.3 Дискретизация сообщений по времени

Необходимо дать пояснения о теоретических основах, заложенных в дискретизацию непрерывных сообщений цифровой системы передачи с ИКМ.

Произвести расчет величин отсчетов (выборок) заданных входных сигналов исследуемых каналов (см. задание) проектируемой ЦСП для всех канальных интервалов и 4-х циклов передачи. Если входной сигнал имеет сложный вид, то необходимо выполнить его тригонометрическое преобразование и слагаемые, имеющие частоты выше верхней f_v (см. задание) следует отбросить.

Для всех заданных входных сигналов выполнить расчет величины одного отсчета в развернутом виде, подставляя в формулы соответствующие числовые значения. Результаты расчетов величин других отсчетов заданных входных сигналов привести в итоговом виде.

Результаты расчетов привести в виде таблицы 9.

Значения времени (t) в функциях входных сигналов для соответствующих циклов передачи определять по формуле:

$$t = T_k(i + 1) + T_0(\Pi - 1), \quad (41)$$

где i – номер канального интервала,
 Π – номер цикла, $\Pi = 1, 2, 3, 4$.

Следует обратить внимание на стыковку по времени (t) циклов передачи.

Таблица 9 – Результаты расчета величин отсчетов входных сигналов (для 1, 2, 3, 4 циклов передачи)

i	t, c	$U_3(t),$ В	$U_4(t),$ В	$U_5(t),$ В	$U_6(t),$ В	$U_7(t),$ В	$U_8(t),$ В
0							
1							
2							
3							
.							
.							
.							
$N_0 - 1$							

По результатам этих расчетов (для всех исследуемых каналов и 4-х циклов передачи) построить временные диаграммы изменения входного сигнала во времени по канальным интервалам (рисунок 21).

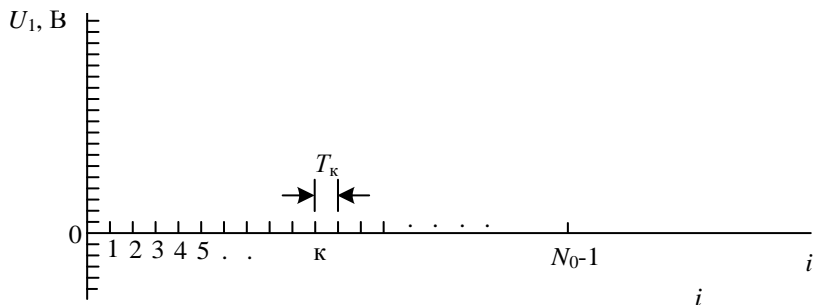


Рисунок 21 – Временные диаграммы входных сигналов

В соответствующем КИ исследуемого канала нарисовать отсчет, имеющий форму заданной амплитудно-импульсной модуляции. Длительность отсчетов должна соответствовать заданию, полученному по формуле 35.

Пример расчёта исходя из данных первого пункта для первого цикла $\Pi = 1$ (далее с точностью до трех значащих цифр):

Длительность канального интервала составит

$$T_K = 3.5 \cdot 10^{-6} \text{ с}$$

Длительность цикла передачи (период дискретизации),

$$T_0 = 1,12 \cdot 10^{-4} \text{ с}$$

Рассчитаем значения времени (t) в функциях входных сигналов для цикла передачи по формуле

При $i = 0$

$$t = T_K(i + 1) + T_0(\Pi - 1) = 3.5 \cdot 10^{-6} \cdot (0 + 1) + (1 - 1) = 3.5 \cdot 10^{-6} \text{ с}$$

При $i = 1$

$$t = T_K(i + 1) + T_0(\Pi - 1) = 3.5 \cdot 10^{-6} \cdot (1 + 1) + (1 - 1) = 7 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

Аналогичный расчёт для $i=2, 3 \dots N_0-1$.

Примем значение входных сигналов заданных каналов из задания. Если входной сигнал задан второй, третьей и последующими степенями тригонометрических функций, то следует применить формулы преобразования к первой степени и продолжать расчёт с преобразованным выражением.

Входной сигнал третьего канала $U_3(t)$ с помощью формул понижения степени преобразуем к виду.

$$U_3(t) = -0.14 \frac{1+\cos(4\pi 1400t)}{2} \quad (42)$$

Подставляем значения времени в входной сигнал (**до пяти знаков после запятой, до конца пункта; при необходимости добавлять нули в конце**).

$$U_3(t) = -0.14 \frac{1+\cos(4\pi 1400t)}{2} = -0.14 \frac{1+\cos(4\pi 1400 \cdot 14 \cdot 10^{-6})}{2} = -0.13789 \text{ В}$$

$$U_4(t) = -0.15\cos(2\pi \cdot 1500t) = -0.15\cos(2\pi \cdot 1500 \cdot 17.5 \cdot 10^{-6}) = \\ = 0.14797 \text{ В};$$

$$U_5(t) = -0.16\cos(2\pi \cdot 1600t) = -0.16\cos(2\pi \cdot 1600 \cdot 21 \cdot 10^{-6}) = \\ = -0.15645 \text{ В};$$

$$U_6(t) = 0.17\sin(2\pi \cdot 1700t) = 0.17\sin(2\pi \cdot 1700 \cdot 24.5 \cdot 10^{-6}) = \\ = 0.04398 \text{ В};$$

$$U_7(t) = 0.18\sin(2\pi \cdot 1800t) = 0.18\sin(2\pi \cdot 1800 \cdot 28 \cdot 10^{-6}) = 0.05604 \text{ В};$$

$$U_8(t) = 0.19\cos(2\pi \cdot 1900t) = 0.19\cos(2\pi \cdot 1900 \cdot 31.5 \cdot 10^{-6}) = \\ = 0.17673 \text{ В};$$

Данный расчёт необходимо произвести для остальных моментов времени и свести в таблицу 10 (аналогичные таблицы привести и для циклов 2–4).

Таблица 10 – Результаты расчета величин отсчетов входных сигналов для 1 цикла передачи

i	t, c	$U_3(t), B$	$U_4(t), B$	$U_5(t), B$	$U_6(t), B$	$U_7(t), B$	$U_8(t), B$
0	$0.35 \cdot 10^{-5}$	-0.13986	-0.14992	-0.15990	0.00635	0.00712	0.18983
1	$0.7 \cdot 10^{-5}$	-0.13947	-0.14967	-0.15960	0.01270	0.01423	0.18934
2	$1.05 \cdot 10^{-5}$	-0.13881	-0.14927	-0.15911	0.01902	0.02132	0.18851
3	$1.4 \cdot 10^{-5}$	-0.13789	-0.14870	-0.15842	0.02532	0.02838	0.18735
4	$1.75 \cdot 10^{-5}$	-0.13671	-0.14797	-0.15753	0.03159	0.03539	0.18587
5	$2.1 \cdot 10^{-5}$	-0.13527	-0.14707	-0.15645	0.03781	0.04234	0.18406
6	$2.45 \cdot 10^{-5}$	-0.13359	-0.14602	-0.15517	0.04398	0.04923	0.18193
7	$2.8 \cdot 10^{-5}$	-0.13168	-0.14481	-0.15370	0.05008	0.05604	0.17949
8	$3.15 \cdot 10^{-5}$	-0.12952	-0.14344	-0.15205	0.05612	0.06277	0.17673
9	$3.5 \cdot 10^{-5}$	-0.12714	-0.14192	-0.15020	0.06207	0.06939	0.17366
10	$3.85 \cdot 10^{-5}$	-0.12455	-0.14024	-0.14817	0.06795	0.07591	0.17029
11	$4.2 \cdot 10^{-5}$	-0.12175	-0.13840	-0.14595	0.07372	0.08231	0.16662
12	$4.55 \cdot 10^{-5}$	-0.11875	-0.13642	-0.14356	0.07939	0.08858	0.16266
13	$4.9 \cdot 10^{-5}$	-0.11556	-0.13429	-0.14098	0.08496	0.09471	0.15842
14	$5.25 \cdot 10^{-5}$	-0.11221	-0.13202	-0.13823	0.09040	0.10069	0.15390
15	$5.6 \cdot 10^{-5}$	-0.10869	-0.12959	-0.13532	0.09572	0.10652	0.14911
16	$5.95 \cdot 10^{-5}$	-0.10504	-0.12703	-0.13223	0.10090	0.11218	0.14406
17	$6.3 \cdot 10^{-5}$	-0.10124	-0.12433	-0.12898	0.10594	0.11766	0.13876
18	$6.65 \cdot 10^{-5}$	-0.09732	-0.12150	-0.12557	0.11084	0.12296	0.13322
19	$7 \cdot 10^{-5}$	-0.09331	-0.11853	-0.12200	0.11558	0.12806	0.12745
20	$7.35 \cdot 10^{-5}$	-0.08921	-0.11544	-0.11829	0.12016	0.13297	0.12145
21	$7.7 \cdot 10^{-5}$	-0.08502	-0.11222	-0.11442	0.12457	0.13766	0.11524
22	$8.05 \cdot 10^{-5}$	-0.08079	-0.10887	-0.11042	0.12880	0.14214	0.10883
23	$8.4 \cdot 10^{-5}$	-0.07651	-0.10541	-0.10628	0.13286	0.14640	0.10224
24	$8.75 \cdot 10^{-5}$	-0.07222	-0.10183	-0.10201	0.13673	0.15043	0.09546
25	$9.1 \cdot 10^{-5}$	-0.06791	-0.09815	-0.09761	0.14041	0.15422	0.08851
26	$9.45 \cdot 10^{-5}$	-0.06361	-0.09435	-0.09309	0.14389	0.15777	0.08141
27	$9.8 \cdot 10^{-5}$	-0.05933	-0.09046	-0.08845	0.14717	0.16108	0.07417
28	$10.15 \cdot 10^{-5}$	-0.05509	-0.08646	-0.08371	0.15025	0.16413	0.06680
29	$10.5 \cdot 10^{-5}$	-0.05091	-0.08237	-0.07886	0.15312	0.16693	0.05932
30	$10.85 \cdot 10^{-5}$	-0.04681	-0.07819	-0.07391	0.15577	0.16946	0.05173
31	$11.2 \cdot 10^{-5}$	-0.04278	-0.07393	-0.06888	0.15821	0.17173	0.04405

Таблица 11 – Результаты расчета величин отсчетов входных сигналов для 2 цикла передачи

i	t, c	$U_3(t), B$	$U_4(t), B$	$U_5(t), B$	$U_6(t), B$	$U_7(t), B$	$U_8(t), B$
0	$11.55 \cdot 10^{-5}$	-0.03884	-0.06956	-0.06373	0.16043	0.17374	0.03625
1	$11.9 \cdot 10^{-5}$	-0.03505	-0.06514	-0.05853	0.16242	0.17547	0.02842
2	$12.25 \cdot 10^{-5}$	-0.03138	-0.06065	-0.05325	0.16418	0.17692	0.02055
3	$12.6 \cdot 10^{-5}$	-0.02787	-0.05609	-0.04791	0.16572	0.17809	0.01264
4	$12.95 \cdot 10^{-5}$	-0.02450	-0.05148	-0.04251	0.16702	0.17899	0.00472
5	$13.3 \cdot 10^{-5}$	-0.02131	-0.04680	-0.03706	0.16809	0.17960	-0.00322
6	$13.65 \cdot 10^{-5}$	-0.01831	-0.04207	-0.03156	0.16892	0.17993	-0.01116
7	$14 \cdot 10^{-5}$	-0.01550	-0.03730	-0.02602	0.16952	0.17999	-0.01907
8	$14.35 \cdot 10^{-5}$	-0.01290	-0.03249	-0.02045	0.16988	0.17976	-0.02695
9	$14.7 \cdot 10^{-5}$	-0.01052	-0.02764	-0.01486	0.17000	0.17924	-0.03478
10	$15.05 \cdot 10^{-5}$	-0.00836	-0.02277	-0.00924	0.16989	0.17845	-0.04255
11	$15.4 \cdot 10^{-5}$	-0.00643	-0.01786	-0.00362	0.16953	0.17738	-0.05025
12	$15.75 \cdot 10^{-5}$	-0.00475	-0.01294	0.00201	0.16894	0.17603	-0.05786
13	$16.1 \cdot 10^{-5}$	-0.00331	-0.00801	0.00764	0.16812	0.17440	-0.06537
14	$16.45 \cdot 10^{-5}$	-0.00213	-0.00306	0.01325	0.16706	0.17250	-0.07276
15	$16.8 \cdot 10^{-5}$	-0.00120	0.00188	0.01886	0.16576	0.17033	-0.08003
16	$17.15 \cdot 10^{-5}$	-0.00054	0.00683	0.02443	0.16424	0.16790	-0.08716
17	$17.5 \cdot 10^{-5}$	-0.00013	0.01177	0.02998	0.16248	0.16520	-0.09414
18	$17.85 \cdot 10^{-5}$	0	0.01669	0.03549	0.16050	0.16224	-0.10095
19	$18.2 \cdot 10^{-5}$	-0.00012	0.02160	0.04096	0.15830	0.15902	-0.10758
20	$18.55 \cdot 10^{-5}$	-0.00051	0.02649	0.04637	0.15587	0.15556	-0.11403
21	$18.9 \cdot 10^{-5}$	-0.00117	0.03134	0.05173	0.15322	0.15186	-0.12028
22	$19.25 \cdot 10^{-5}$	-0.00209	0.03616	0.05703	0.15036	0.14791	-0.12632
23	$19.6 \cdot 10^{-5}$	-0.00326	0.04094	0.06225	0.14730	0.14374	-0.13214
24	$19.95 \cdot 10^{-5}$	-0.00469	0.04568	0.06740	0.14402	0.13934	-0.13773
25	$20.3 \cdot 10^{-5}$	-0.00636	0.05037	0.07246	0.14054	0.13472	-0.14307
26	$20.65 \cdot 10^{-5}$	-0.00828	0.05500	0.07743	0.13687	0.12989	-0.14817
27	$21 \cdot 10^{-5}$	-0.01043	0.05957	0.08231	0.13301	0.12486	-0.15301
28	$21.35 \cdot 10^{-5}$	-0.01280	0.06408	0.08709	0.12896	0.11963	-0.15758
29	$21.7 \cdot 10^{-5}$	-0.01539	0.06852	0.09175	0.12473	0.11421	-0.16188
30	$22.05 \cdot 10^{-5}$	-0.01819	0.07288	0.09631	0.12032	0.10862	-0.16589
31	$22.4 \cdot 10^{-5}$	-0.02111	0.07717	0.10074	0.11575	0.10285	-0.16962

Таблица 12 – Результаты расчета величин отсчетов входных сигналов для 3 цикла передачи

i	t, c	$U_3(t), B$	$U_4(t), B$	$U_5(t), B$	$U_6(t), B$	$U_7(t), B$	$U_8(t), B$
0	$22.75 \cdot 10^{-5}$	-0.02434	0.08137	0.10505	0.11101	0.09693	-0.17304
1	$23.1 \cdot 10^{-5}$	-0.02768	0.08548	0.10923	0.10612	0.09085	-0.17617
2	$23.45 \cdot 10^{-5}$	-0.03119	0.08950	0.11328	0.10109	0.08463	-0.17899
3	$23.8 \cdot 10^{-5}$	-0.0349	0.09342	0.11718	0.09591	0.07827	-0.18150
4	$24.15 \cdot 10^{-5}$	-0.03865	0.09724	0.12094	0.09059	0.07180	-0.18368
5	$24.5 \cdot 10^{-5}$	-0.04256	0.10095	0.12455	0.08515	0.06521	-0.18555
6	$24.85 \cdot 10^{-5}$	-0.04657	0.10456	0.12801	0.07960	0.05852	-0.18710
7	$25.2 \cdot 10^{-5}$	-0.05067	0.10805	0.13131	0.07393	0.05174	-0.18832
8	$25.55 \cdot 10^{-5}$	-0.05485	0.11142	0.13444	0.06815	0.04487	-0.18921
9	$25.9 \cdot 10^{-5}$	-0.05908	0.11467	0.13741	0.06228	0.03794	-0.18977
10	$26.25 \cdot 10^{-5}$	-0.06336	0.11780	0.14021	0.05633	0.03095	-0.18999
11	$26.6 \cdot 10^{-5}$	-0.06766	0.12080	0.14283	0.05029	0.02391	-0.18989
12	$26.95 \cdot 10^{-5}$	-0.07197	0.12366	0.14528	0.04419	0.01683	-0.18946
13	$27.3 \cdot 10^{-5}$	-0.07627	0.12640	0.14755	0.03802	0.00972	-0.18869
14	$27.65 \cdot 10^{-5}$	-0.08055	0.12899	0.14964	0.03180	0.00260	-0.18759
15	$28 \cdot 10^{-5}$	-0.08489	0.13145	0.15154	0.02554	-0.00452	-0.18617
16	$28.35 \cdot 10^{-5}$	-0.08897	0.13376	0.15325	0.01924	-0.01164	-0.18442
17	$28.7 \cdot 10^{-5}$	-0.09308	0.13592	0.15477	0.01291	-0.01874	-0.18236
18	$29.05 \cdot 10^{-5}$	-0.09710	0.13794	0.15610	0.00657	-0.02581	-0.17997
19	$29.4 \cdot 10^{-5}$	-0.10102	0.13981	0.15724	0.00021	-0.03284	-0.17727
20	$29.75 \cdot 10^{-5}$	-0.10482	0.14153	0.15818	-0.00614	-0.03982	-0.17425
21	$30.1 \cdot 10^{-5}$	-0.10849	0.14309	0.15893	-0.01249	-0.04673	-0.17094
22	$30.45 \cdot 10^{-5}$	-0.11202	0.14450	0.15948	-0.01881	-0.05358	-0.16733
23	$30.8 \cdot 10^{-5}$	-0.11538	0.14574	0.15984	-0.02512	-0.06033	-0.16342
24	$31.15 \cdot 10^{-5}$	-0.11857	0.14684	0.15999	-0.03138	-0.06700	-0.15923
25	$31.5 \cdot 10^{-5}$	-0.12158	0.14777	0.15995	-0.03761	-0.07356	-0.15476
26	$31.85 \cdot 10^{-5}$	-0.12440	0.14854	0.15971	-0.04378	-0.08000	-0.15002
27	$32.2 \cdot 10^{-5}$	-0.12701	0.14915	0.15927	-0.04988	-0.08632	-0.14502
28	$32.55 \cdot 10^{-5}$	-0.12940	0.14959	0.15864	-0.05592	-0.09250	-0.13976
29	$32.9 \cdot 10^{-5}$	-0.13159	0.14987	0.15780	-0.06189	-0.09854	-0.13427
30	$33.25 \cdot 10^{-5}$	-0.13350	0.15000	0.15678	-0.06776	-0.10442	-0.12853
31	$33.6 \cdot 10^{-5}$	-0.13520	0.14995	0.15556	-0.07354	-0.11014	-0.12258

Таблица 13 – Результаты расчета величин отсчетов входных сигналов для 4 цикла передачи

i	t, c	$U_3(t), B$	$U_4(t), B$	$U_5(t), B$	$U_6(t), B$	$U_7(t), B$	$U_8(t), B$
0	$33.95 \cdot 10^{-5}$	-0.13665	0.14975	0.15414	-0.07922	-0.11569	-0.11641
1	$34.3 \cdot 10^{-5}$	-0.13784	0.14938	0.15254	-0.08478	-0.12106	-0.11003
2	$34.65 \cdot 10^{-5}$	-0.13877	0.14885	0.15074	-0.09023	-0.12624	-0.10346
3	$35 \cdot 10^{-5}$	-0.13945	0.14815	0.14876	-0.09555	-0.13121	-0.09672
4	$35.35 \cdot 10^{-5}$	-0.13985	0.14730	0.14660	-0.10074	-0.13599	-0.08980
5	$35.7 \cdot 10^{-5}$	-0.13999	0.14628	0.14425	-0.10579	-0.14055	-0.08273
6	$36.05 \cdot 10^{-5}$	-0.13987	0.14511	0.14173	-0.11069	-0.14489	-0.07551
7	$36.4 \cdot 10^{-5}$	-0.13949	0.14378	0.13903	-0.11544	-0.14900	-0.06816
8	$36.75 \cdot 10^{-5}$	-0.13884	0.14229	0.13616	-0.12002	-0.15288	-0.06070
9	$37.1 \cdot 10^{-5}$	-0.13793	0.14065	0.13312	-0.12444	-0.15652	-0.05312
10	$37.45 \cdot 10^{-5}$	-0.13676	0.13885	0.12991	-0.12868	-0.15992	-0.04546
11	$37.8 \cdot 10^{-5}$	-0.13534	0.13690	0.12655	-0.13274	-0.16306	-0.03771
12	$38.15 \cdot 10^{-5}$	-0.13367	0.13481	0.12303	-0.13662	-0.16595	-0.02990
13	$38.5 \cdot 10^{-5}$	-0.13176	0.13256	0.11935	-0.14030	-0.16858	-0.02204
14	$38.85 \cdot 10^{-5}$	-0.12961	0.13018	0.11553	-0.14379	-0.17094	-0.01413
15	$39.2 \cdot 10^{-5}$	-0.12724	0.12765	0.11156	-0.14708	-0.17304	-0.00621
16	$39.55 \cdot 10^{-5}$	-0.12465	0.12498	0.10746	-0.15017	-0.17487	0.00173
17	$39.9 \cdot 10^{-5}$	-0.12186	0.12218	0.10322	-0.15304	-0.17642	0.00967
18	$40.25 \cdot 10^{-5}$	-0.11887	0.11924	0.09886	-0.15570	-0.17769	0.01758
19	$40.6 \cdot 10^{-5}$	-0.11569	0.11618	0.09437	-0.15814	-0.17869	0.02547
20	$40.95 \cdot 10^{-5}$	-0.11234	0.11298	0.08977	-0.16036	-0.17941	0.03331
21	$41.3 \cdot 10^{-5}$	-0.10883	0.10967	0.08505	-0.16236	-0.17985	0.04110
22	$41.65 \cdot 10^{-5}$	-0.10517	0.10623	0.08023	-0.16413	-0.18000	0.04881
23	$42 \cdot 10^{-5}$	-0.10138	0.10268	0.07531	-0.16567	-0.17987	0.05644
24	$42.35 \cdot 10^{-5}$	-0.09747	0.09902	0.07030	-0.16698	-0.17946	0.06397
25	$42.7 \cdot 10^{-5}$	-0.09346	0.09525	0.06520	-0.16805	-0.17877	0.07138
26	$43.05 \cdot 10^{-5}$	-0.08936	0.09138	0.06002	-0.16890	-0.17780	0.07868
27	$43.4 \cdot 10^{-5}$	-0.08518	0.08740	0.05477	-0.16950	-0.17655	0.08583
28	$43.75 \cdot 10^{-5}$	-0.08095	0.08334	0.04944	-0.16987	-0.17503	0.09284
29	$44.1 \cdot 10^{-5}$	-0.07667	0.07918	0.04406	-0.17000	-0.17323	0.09968
30	$44.45 \cdot 10^{-5}$	-0.07237	0.07493	0.03862	-0.16989	-0.17116	0.10635
31	$44.8 \cdot 10^{-5}$	-0.06806	0.07061	0.03313	-0.16955	-0.16882	0.11283

Построим графики входных сигналов для четырех циклов (рисунки 22–25).

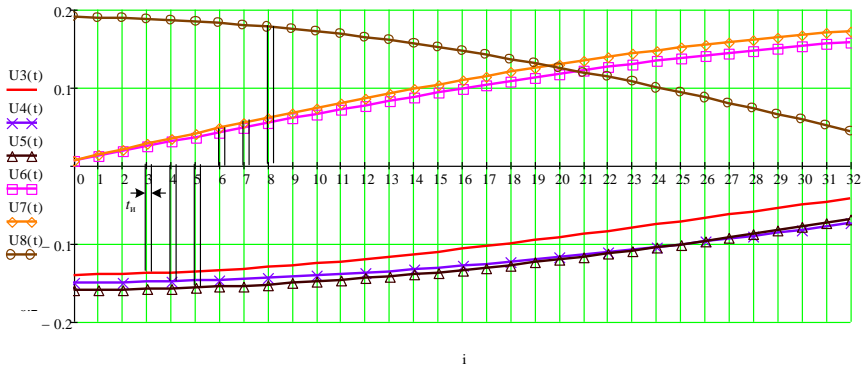


Рисунок 22 – Временные диаграммы входных сигналов для первого цикла

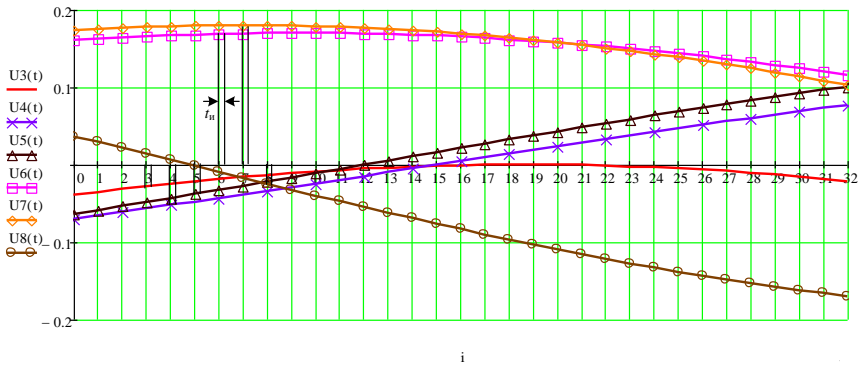


Рисунок 23 – Временные диаграммы входных сигналов для второго цикла

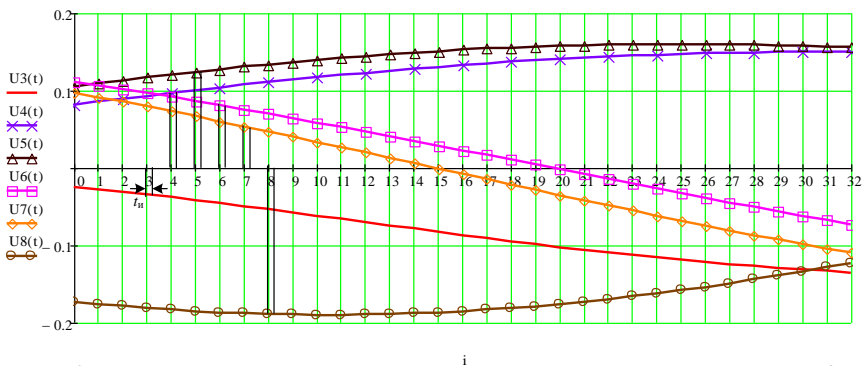


Рисунок 24 – Временные диаграммы входных сигналов для третьего цикла

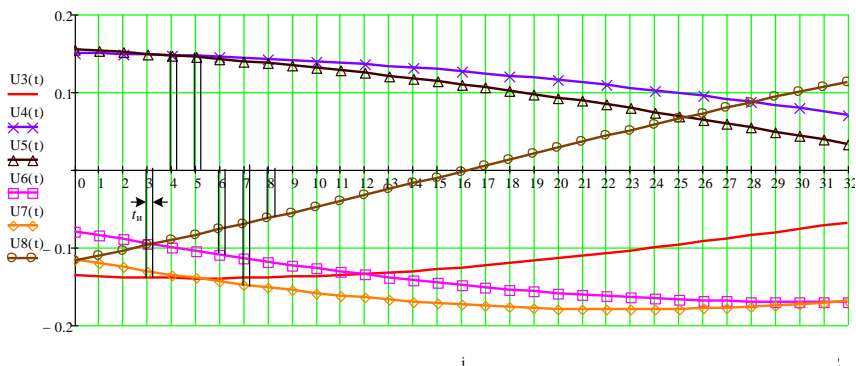


Рисунок 25 – Временные диаграммы входных сигналов для четвертого цикла

6.4 Квантование отсчетов по уровню и их кодирование

Необходимо дать пояснение о проблемах квантования отсчетов по уровню, а также особенностях, указанного в задании, закона квантования.

Для законов квантования (см. задание) $A = 87.6/13$ (по формулам 13–16) или $\mu = 255/15$ (по формулам 23–26) рассчитать для первых отсчетов каждого входного сигнала в первом цикле передачи (инверсно-симметричный код не используется):

- абсолютное значение отсчетов в условных единицах;
- номер сегмента (C) отсчетов;
- номер уровня квантования (K) отсчетов в сегменте.

Эти расчеты выполнить в развернутом виде, подставляя в формулы соответствующие числовые значения. Результаты расчетов этих параметров для других отсчетов привести в итоговом виде. Выполнить кодирование всех отсчетов, представляя код полярности отсчета, его номер сегмента и уровень квантования в сегменте в двоичном коде.

Результаты всех расчетов привести в виде таблицы 11.

Для примера примем следующие исходные данные: закон компандирования A ; исследуемый каналы – 3–8; динамический диапазон $D_c = 1,6$ В; входной сигналы описаны в предыдущем пункте.

Характеристика компрессии закона А описывается уравнением (12).

В качестве международного стандарта для нелинейных кодеров взвешивающего типа принята сегментная характеристика компандирования типа $A = 87,6/13$.

Рассмотрим подробный расчёт для исследуемого канала согласно исходным данным (формулы 13–16) *(далее до конца курсовой работы с точностью до трех значащих цифр, кроме U_{λ_K})*.

Расчет для 3-го канала:

Переводим полученные значения выборки в условные единицы (расчет U_3 в предыдущем пункте):

$$\lambda_3 = \left| \frac{U_\lambda}{U_{\max}} \right| \cdot 4096 = \left| \frac{U_\lambda}{D_c} \right| \cdot 4096 \left| \frac{U_3}{D_c} \right| \cdot 4096 = \left| \frac{-0.13789}{1.6} \right| \cdot 4096 = 352.99 \text{ у. е.}$$

Найдем номер сегмента C :

$$C_3 > \log_2 \left(\frac{\lambda_3}{32} \right) = \log_2 \left(\frac{352.99}{32} \right) = 3.46.$$

Принимаем $C_3 = 4$.

Найдем остаток r :

$$r_3 = \begin{cases} \lambda, & \text{при } C = 0 \\ \lambda - 16 \cdot 2^C, & \text{при } C = 0, 1, 2, \dots, 7. \end{cases} = \lambda_3 - (16 \cdot 2^C) = 352.991918 - (16 \cdot 2^4) = 96.99 \text{ у. е.}$$

Найдем номер уровня квантования:

$$K_3 > \begin{cases} \frac{r}{2} - 1, & \text{при } C = 0 \\ \frac{r}{2^C} - 1, & \text{при } C = 0, 1, 2, \dots, 7. \end{cases} = \frac{r_3}{2^C} - 1 = \frac{96.99}{2^4} - 1 = 5.06.$$

Принимаем $K_3 = 6$.

Расчет для 4-го канала:

Переводим полученные значения выборки в условные единицы:

$$\lambda_4 = \left| \frac{U_4}{D_c} \right| \cdot 4096 = \left| \frac{-0.14797}{1.6} \right| \cdot 4096 = 378.80 \text{ у. е.}$$

Найдем номер сегмента C :

$$C_4 > \log_2 \left(\frac{\lambda_4}{32} \right) \rightarrow C_4 > \log_2 \left(\frac{\lambda_4}{32} \right) = 3.57.$$

Принимаем $C_4 = 4$.

Найдем остаток r :

$$r_4 = \lambda_4 - 16 \cdot 2^C = 122.80 \text{ у. е.}$$

Найдем номер уровня квантования:

$$K_4 > \frac{r_4}{2^C} - 1 \rightarrow K_4 = 6.68 .$$

Принимаем $K_4 = 7$.

Расчет для 5-го канала:

Переводим полученные значения выборки в условные единицы:

$$\lambda_5 = \left| \frac{U_5}{D_c} \right| \cdot 4096 = \left| \frac{-0.15645}{1.6} \right| \cdot 4096 = 400.51 \text{ у. е.}$$

Найдем номер сегмента C :

$$C_5 > \log_2 \left(\frac{\lambda_5}{32} \right) \rightarrow C_5 = 3.65 .$$

Принимаем $C_5 = 4$.

Найдем остаток r :

$$r_5 = \lambda_5 - 16 \cdot 2^C = 144.51 \text{ у. е.}$$

Найдем номер уровня квантования:

$$K_5 > \frac{r_5}{2^C} - 1 \rightarrow K_5 = 8.03 .$$

Принимаем $K_5 = 9$.

Расчет для 6-го канала:

Переводим полученные значения выборки в условные единицы:

$$\lambda_6 = \left| \frac{U_6}{D_c} \right| \cdot 4096 = \left| \frac{0.04398}{1.6} \right| \cdot 4096 = 112.59 \text{ у. е.}$$

Найдем номер сегмента C :

$$C_6 > \log_2 \left(\frac{\lambda_6}{32} \right) \rightarrow C_6 > \log_2 \left(\frac{\lambda_6}{32} \right) \rightarrow C_6 = 1.81 .$$

Принимаем $C_6 = 2$.

Найдем остаток r :

$$r_6 = \lambda_6 - 16 \cdot 2^C = 48.59 \text{ у. е.}$$

Найдем номер уровня квантования:

$$K_6 > \frac{r_6}{2^C} - 1 \rightarrow K_6 = 11.15 .$$

Принимаем $K_6 = 12$.

Расчет для 7-го канала:

Переводим полученные значения выборки в условные единицы:

$$\lambda_7 = \left| \frac{U_7}{D_C} \right| \cdot 4096 = \left| \frac{0.05604}{1.6} \right| \cdot 4096 = 143.46 \text{ у. е.}$$

Найдем номер сегмента C :

$$C_7 > \log_2 \left(\frac{\lambda_7}{32} \right) \rightarrow C_7 > \log_2 \left(\frac{143.46}{32} \right) \rightarrow C_7 = 2.16.$$

Принимаем $C_7 = 3$.

Найдем остаток r :

$$r_7 = \lambda_7 - 16 \cdot 2^C = 15.46 \text{ у. е.}$$

Найдем номер уровня квантования:

$$K_7 > \frac{r_7}{2^C} - 1 \rightarrow K_7 = 0.93.$$

Принимаем $K_7 = 1$.

Расчет для 8-го канала:

Переводим полученные значения выборки в условные единицы:

$$\lambda_8 = \left| \frac{U_8}{D_C} \right| \cdot 4096 = \left| \frac{0.17673}{1.6} \right| \cdot 4096 = 452.43 \text{ у. е.}$$

Найдем номер сегмента C :

$$C_8 > \log_2 \left(\frac{\lambda_8}{32} \right) \rightarrow C_8 = 3.82.$$

Принимаем $C_8 = 4$.

Найдем остаток r :

$$r_8 = \lambda_8 - 16 \cdot 2^C = 196.43 \text{ у. е.}$$

Найдем номер уровня квантования:

$$K_8 > \frac{r_8}{2^C} - 1 \rightarrow K_8 = 11.28.$$

Принимаем $K_8 = 12$.

Данные расчеты проводятся для всех исследуемых каналов для четырех циклов. Результат расчета сводится в таблицу.

Принятые условные обозначения: «-» – отрицательная полярность отсчета; «+» – положительная полярность отсчета.

Таблица 11 – Результаты квантования отсчетов по уровню и их кодирование.

Номер цикла	Номер исследуемого ка- нала	Значение отсчета		Полярность отсчета	Код полярности отсчета	Номер сегмента	Код номера сегмента	Уровень квантования в сегменте	Код уровня квантования в сегменте	Закодированное значение отсчета
		В	у.е.							
1	3	-0.13789	352.99	-	0	4	100	6	0110	01000110
	4	-0.14797	378.80	-	0	4	100	7	0111	01000111
	5	-0.15645	400.51	-	0	4	100	9	1001	01001001
	6	0.04398	112.59	+	1	2	010	12	1100	10101100
	7	0.05604	143.46	+	1	3	011	1	0001	10110001
	8	0.17673	452.43	+	1	4	100	12	1100	11001100
2	3	-0.02787	71.33	-	0	2	010	1	0001	00100001
	4	-0.05148	131.79	-	0	3	011	0	0000	00110000
	5	-0.03706	94.87	-	0	2	010	7	0111	00100111
	6	0.16892	432.44	+	1	4	100	11	1011	11001011
	7	0.17999	460.77	+	1	4	100	12	1100	11001100
	8	-0.02695	68.99	-	0	2	010	1	0001	00100001
3	3	-0.0349	89.34	-	0	2	010	6	0110	00100110
	4	0.09724	248.93	+	1	3	011	15	1111	10111111
	5	0.12455	318.85	+	1	4	100	3	0011	11000011
	6	0.07960	203.77	+	1	3	011	9	1001	10111001
	7	0.05174	132.45	+	1	3	011	0	0000	10110000
	8	-0.18921	484.38	-	0	4	100	14	1110	01001110
4	3	-0.13945	356.99	-	0	4	100	6	0110	01000110
	4	0.14730	377.09	+	1	4	100	7	0111	11000111
	5	0.14425	369.28	+	1	4	100	7	0111	11000111
	6	-0.11069	283.37	-	0	4	100	1	0001	01000001
	7	-0.14900	381.44	-	0	4	100	7	0111	01000111
	8	-0.06070	155.39	-	0	3	011	3	0011	00110011

6.5 Расчет погрешностей квантования

Необходимо дать пояснение об абсолютной, относительной и средней относительной погрешностях квантования.

Для законов квантования (см. задание) $A = 87.6/13$ (по формулам 15, 16, 17, 18) или $\mu = 255/15$ (по формулам 24, 25, 17, 18) рассчитать для первых квантованных отсчетов каждого входного сигнала в первом цикле передачи:

- абсолютное значение квантованного отсчета в условных единицах;
- абсолютное значение квантованного отсчета в единицах измерения входного сигнала (В);
- абсолютную погрешность квантования (В);
- относительную погрешность квантования (%).

Эти расчеты выполнить в развернутом виде, подставляя в формулы соответствующие числовые значения. Результаты расчетов этих значений для других отсчетов привести в итоговом виде.

Результаты всех расчетов привести в виде таблицы 12.

Пример расчёта для закона компрессии A , первого цикла. Динамический диапазон $D_c = 1.6$ В.

3-й канал. Значение отсчёта $U_3(t) = -0.13789$ В, значение отсчёта в у. е. $\lambda_3 = 352.99$ у.е., номер сегмента $C_3 = 4$, номер уровня квантования $K_3 = 6$.

Абсолютное значение квантованного отсчета в у.е.:

$$\lambda_K = (K + 16.5)2^4 = (6 + 16.5)2^4 = 360 \text{ у. е.}$$

Абсолютное значение квантованного отсчета в единицах измерения входного сигнала:

$$U_{\lambda_K} = \frac{D_c \cdot \lambda_K}{4096} = \frac{1.6 \cdot 360}{4096} = 0.14063 \text{ В.}$$

Абсолютная погрешность квантования:

$$\varepsilon_{\text{кв}} = |U_\lambda - U_{\lambda_K}| = |(-0.13789) - (-0.14063)| = 0.00279 \text{ В.}$$

Относительная погрешность квантования определяется по формуле

$$\delta = \frac{\varepsilon_{\text{кв}}}{|U_\lambda|} \cdot 100\% = \frac{0.00279}{|-0.137887|} \cdot 100\% = 1.99 \%$$

4-й канал. Значение отсчёта $U_4(t) = -0.14797$ В, значение отсчёта в у. е. $\lambda_4 = 378.80$ у.е., номер сегмента $C_4 = 4$, номер уровня квантования $K_4 = 7$.

Так как $C_4 = 4$, тогда:

$$\lambda_K = 2^C(K + 16.5) = 2^4(7 + 16.5) = 376 \text{ у. е.}$$

Абсолютное значение квантованного отсчета в единицах измерения входного сигнала:

$$U_{\lambda_K} = \frac{D_C \cdot \lambda_K}{4096} = \frac{1.6 \cdot 376}{4096} = 0.14688 \text{ В.}$$

Абсолютная погрешность квантования:

$$\varepsilon_{\text{кв}} = |U_{\lambda} - U_{\lambda_K}| = |0.14797 - 0.14688| = 0.00109 \text{ В.}$$

Относительная погрешность квантования определяется по формуле

$$\delta = \frac{\varepsilon_{\text{кв}}}{|U_{\lambda}|} \cdot 100\% = \frac{0.00109}{0.14797} \cdot 100\% = 0.74 \%$$

5-й канал. Значение отсчёта $U_5(t) = -0.15645 \text{ В}$, значение отсчёта в у. е. $\lambda_5 = 400.512 \text{ у. е.}$, номер сегмента $C_5 = 4$, номер уровня квантования $K_5 = 9$.

Так как $C_5 = 4$, тогда:

$$\lambda_K = 2^C(K + 16.5) = 2^4(9 + 16.5) = 408 \text{ у. е.}$$

Абсолютное значение квантованного отсчета в единицах измерения входного сигнала:

$$U_{\lambda_K} = \frac{D_C \cdot \lambda_K}{4096} = \frac{1.6 \cdot 408}{4096} = 0.15938 \text{ В.}$$

Абсолютная погрешность квантования:

$$\varepsilon_{\text{кв}} = |U_{\lambda} - U_{\lambda_K}| = |0.15645 - 0.15938| = 0.00293 \text{ В.}$$

Относительная погрешность квантования определяется по формуле

$$\delta = \frac{\varepsilon_{\text{кв}}}{|U_{\lambda}|} \cdot 100\% = \frac{0.00293}{0.15645} \cdot 100\% = 1.87 \%$$

6-й канал. Значение отсчёта $U_6(t) = 0.04398 \text{ В}$, значение отсчёта в у. е. $\lambda_6 = 112.5888 \text{ у. е.}$, номер сегмента $C_6 = 2$, номер уровня квантования $K_6 = 12$.

Так как $C_6 = 2$, тогда:

$$\lambda_K = 2^C(K + 16.5) = 2^2(12 + 16.5) = 114 \text{ у. е.}$$

Абсолютное значение квантованного отсчета в единицах измерения входного сигнала:

$$U_{\lambda_K} = \frac{D_C \cdot \lambda_K}{4096} = \frac{1.6 \cdot 114}{4096} = 0.04453 \text{ В.}$$

Абсолютная погрешность квантования:

$$\varepsilon_{\text{кв}} = |U_{\lambda} - U_{\lambda_{\text{к}}}| = |0.04398 - 0.04453| = 0.00055 \text{ В.}$$

Относительная погрешность квантования определяется по формуле

$$\delta = \frac{\varepsilon_{\text{кв}}}{|U_{\lambda}|} \cdot 100\% = \frac{0.00055}{0.04398} \cdot 100\% = 1.25 \text{ \%}.$$

7-й канал. Значение отсчёта $U_7(t) = 0.05604 \text{ В}$, значение отсчёта в у.е. $\lambda_7 = 143.4624 \text{ у.е.}$, номер сегмента $C_7 = 3$, номер уровня квантования $K_7 = 1$.

Так как $C_7 = 3$, тогда:

$$\lambda_{\text{к}} = 2^C(K + 16.5) = 2^3(1 + 16.5) = 140 \text{ у.е.}$$

Абсолютное значение квантованного отсчета в единицах измерения входного сигнала:

$$U_{\lambda_{\text{к}}} = \frac{D_c \cdot \lambda_{\text{к}}}{4096} = \frac{1.6 \cdot 140}{4096} = 0.05469 \text{ В.}$$

Абсолютная погрешность квантования:

$$\varepsilon_{\text{кв}} = |U_{\lambda} - U_{\lambda_{\text{к}}}| = |0.05604 - 0.05469| = 0.00135 \text{ В.}$$

Относительная погрешность квантования определяется по формуле

$$\delta = \frac{\varepsilon_{\text{кв}}}{|U_{\lambda}|} \cdot 100\% = \frac{0.00135}{0.05604} \cdot 100\% = 2.41 \text{ \%}.$$

8-й канал. Значение отсчёта $U_8(t) = 0.17673 \text{ В}$, значение отсчёта в у.е. $\lambda_8 = 452.4288 \text{ у.е.}$, номер сегмента $C_8 = 4$, номер уровня квантования $K_8 = 12$.

Так как $C_8 = 4$, тогда:

$$\lambda_{\text{к}} = 2^C(K + 16.5) = 2^4(12 + 16.5) = 456 \text{ у.е.}$$

Абсолютное значение квантованного отсчета в единицах измерения входного сигнала:

$$U_{\lambda_{\text{к}}} = \frac{D_c \cdot \lambda_{\text{к}}}{4096} = \frac{1.6 \cdot 456}{4096} = 0.17813 \text{ В.}$$

Абсолютная погрешность квантования:

$$\varepsilon_{\text{кв}} = |U_{\lambda} - U_{\lambda_{\text{к}}}| = |0.17673 - 0.17813| = 0.00135 \text{ В.}$$

Относительная погрешность квантования определяется по формуле

$$\delta = \frac{\varepsilon_{\text{кв}}}{|U_{\lambda}|} \cdot 100\% = \frac{0.00135}{0.17673} \cdot 100\% = 0.79 \text{ \%}.$$

Аналогичный расчёт для остальных циклов, результат заполнить в таблицу 12.

Таблица 12 – Результаты расчетов погрешностей квантования

Номер цикла	Номер исследуемого канала	Значение отсчета		Значение квантованного отсчета входного сигнала		Абсолютная погрешность квантования, В	Относительная погрешность
		В	у.е.	В	у.е.		
1	3	-0.13789	352.99	-0.140625	360	0.002738	1.99
	4	-0.14797	378.80	0.14688	376.0	0.00109	0.74
	5	-0.15645	400.51	0.15938	408.0	0.00293	1.87
	6	0.04398	112.59	0.04453	114.0	0.00055	1.25
	7	0.05604	143.46	0.05469	140.0	0.00135	2.41
	8	0.17673	452.43	0.17813	456.0	0.00140	0.79
2	3	-0.02787	71.33	-0.02734	70	0.00052	1.87
	4	-0.05148	131.79	0.05156	132.0	0.00008	0.16
	5	-0.03706	94.87	0.03672	94.0	0.00034	0.92
	6	0.16892	432.44	0.17188	440.0	0.00296	1.75
	7	0.17999	460.77	0.17813	456.0	0.00186	1.03
	8	-0.02695	68.99	0.02734	70.0	0.00039	1.45
3	3	-0.0349	89.34	-0.03516	90	0.00026	0.74
	4	0.09724	248.93	0.09844	252.0	0.00120	1.23
	5	0.12455	318.85	0.12188	312.0	0.00267	2.14
	6	0.07960	203.77	0.07969	204.0	0.00009	0.11
	7	0.05174	132.45	0.05156	132.0	0.00018	0.35
	8	-0.18921	484.38	0.19063	488.0	0.00142	0.75
4	3	-0.13945	356.99	-0.14063	360	0.00118	0.84
	4	0.14730	377.09	0.14688	376.0	0.00042	0.29
	5	0.14425	369.28	0.14688	376.0	0.00263	1.82
	6	-0.11069	283.37	0.10938	280.0	0.00131	1.18
	7	-0.14900	381.44	0.14688	376.0	0.00212	1.42
	8	-0.06070	155.39	0.06094	156.0	0.00024	0.40

6.6 Формирование линейного сигнала

Необходимо дать пояснения о теоретических основах, заложенных

в формирование линейного сигнала, отметить преимущества при переходе от однополярной последовательности импульсов линейного сигнала к квазитроичному коду с высокой плотностью следования единиц.

Для четырех циклов передачи нарисовать временные диаграммы линейного сигнала (рисунки 26–29), на которых следует изобразить:

- значения отсчетов ($t_{и}$) входных сигналов для исследуемых каналов (из таблиц 11);
- закодированные двоичным кодом значения этих отсчетов (из таблиц 11);
- линейный сигнал кодов с высокой плотностью следования единиц (по заданию).

Следует обратить внимание на соблюдение масштаба амплитуд и длительностей импульсов $t_{и}$, а также формы их вершин, которые должны соответствовать заданной АИМ.

Форма импульсов линейного сигнала заданных квазитроичных кодов должна соответствовать заданию.

За четыре цикла передачи для заданных кодов с высокой плотностью следования единиц рассчитать вероятности появления единиц в линейном сигнале по формуле

$$P_1 = \frac{m_1}{m_{\text{общ}}}, \quad (43)$$

где m_1 – количество единиц (+1, -1) в линейном сигнале за четыре цикла;

$m_{\text{общ}}$ – общее количество импульсов (+1, 0, -1) в линейном сигнале за четыре цикла.

Для примера примем следующие исходные данные: коды 3В2Т и 4В3Т (рисунки 26–29).

Для кода 3В2Т: $P_1 = 90/128 = 0.703$.

Для кода 4В3Т: $P_2 = 99/144 = 0.689$.

Так как в коде 3В2Т вероятность появления единиц по отношению к общему числу импульсов больше, то соответственно, используя этот код, вероятность принять информацию с ошибкой меньше.

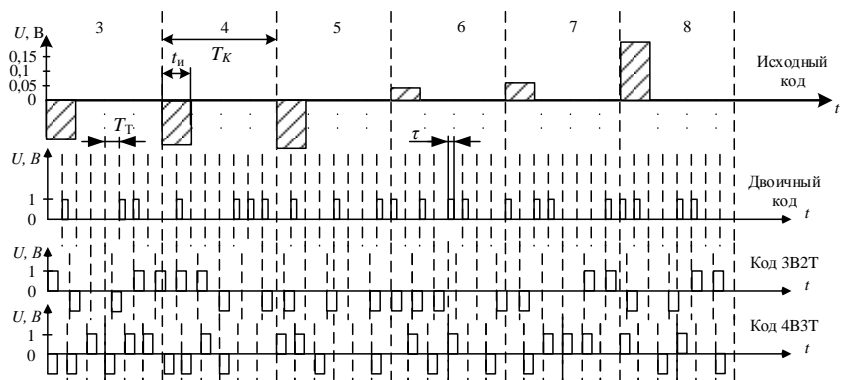


Рисунок 26 – Временная диаграмма линейных сигналов при 1-ом цикле передачи

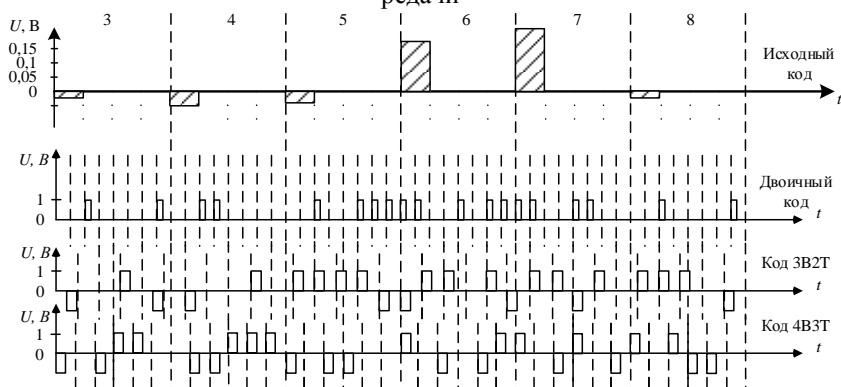


Рисунок 27 – Временная диаграмма линейных сигналов при 2-ом цикле передачи

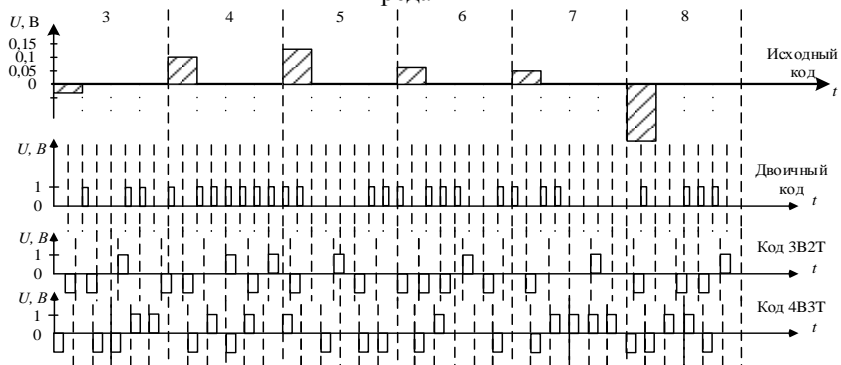


Рисунок 28 – Временная диаграмма линейных сигналов при 3-ем цикле передачи

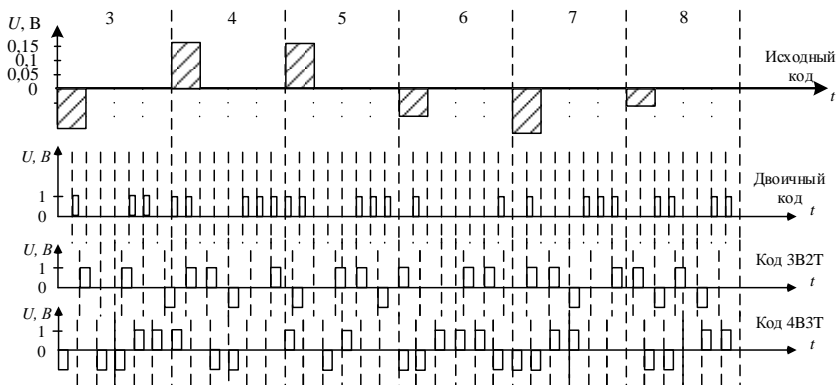


Рисунок 29 – Временная диаграмма линейных сигналов при 4-ом цикле передачи

6.7 Расчет спектра линейного сигнала

Необходимо дать краткую характеристику спектров однополярной последовательности импульсов и заданных квазитроичных кодов с высокой плотностью следования единиц, их отличительные особенности.

Рассчитать энергетические спектры заданных квазитроичных кодов (формула 26). Спектры одиночных импульсов $A(\omega) = |A(j\omega)|$ приведены в приложении А. Вероятность появления единиц для соответствующего квазитроичного кода рассчитаны в пункте 6.

Результаты расчетов (не менее 50 значений) энергетических спектров привести в виде таблицы 13 и рисунка 27.

Таблица 13 – Результаты расчетов энергетических спектров квазитроичных кодов

$\omega,$ (рад/с) $\times \frac{\pi}{4\tau}$	$B_1(\omega),$ В	$B_2(\omega),$ В	$\omega,$ (рад/с) $\times \frac{\pi}{4\tau}$	$B_1(\omega),$ В	$B_2(\omega),$ В
0					
1			·		
2			·		
·			·		
·			50		
·					

Для каждого из спектров привести по одному расчету в развернутом виде, подставляя в формулу соответствующие числовые значения.

Необходимо сделать вывод о лучших свойствах одного из заданных квазитроичных кодов.

Для примера примем следующие исходные данные: коды 3В2Т и 4В3Т, форма импульса – прямоугольная.

Энергетический спектр линейного сигнала описывается выражением:

$$B(\omega) = \frac{2p(1-p)}{\tau} \cdot |A(\omega)|^2 \cdot \frac{1 - \cos(\omega\tau)}{1 - 2(2p-1)\cos(\omega\tau) + (2p-1)^2}, \quad (44)$$

где $|A(\omega)|$ – спектр одиночного прямоугольного импульса;

p – вероятность появления единиц;

τ – длительность кодового символа.

По заданию одиночный импульс имеет прямоугольную форму.

Спектр одиночного прямоугольного импульса определяется как:

$$A(\omega) = 2U_0/\omega \left| \sin \omega\tau/2 \right|. \quad (45)$$

Произведём расчёт спектров и сведём полученные данные в таблицу. Также приведём по одному расчёту для каждого из спектров при $i = 1$.

$$\omega_1 = \frac{i\pi}{8\tau_1} = \frac{1 \cdot 3.14}{8 \cdot 3.285 \cdot 10^{-7}} = 1.2 \cdot 10^6 \text{ рад/с};$$

$$\omega_2 = \frac{i\pi}{8\tau_2} = \frac{1 \cdot 3.14}{8 \cdot 2.92 \cdot 10^{-7}} = 1.35 \cdot 10^6 \text{ рад/с}.$$

$$A_1(\omega_1) = \frac{2 \cdot 1.2}{1.802 \cdot 10^6} \left| \sin \frac{1.802 \cdot 10^6 \cdot 4,356 \cdot 10^{-7}}{2} \right| = 3.91 \cdot 10^{-7} \text{ В}.$$

$$A_2(\omega_2) = \frac{2 \cdot 1.2}{1.35 \cdot 10^6} \left| \sin \frac{1.35 \cdot 10^6 \cdot 5,815 \cdot 10^{-7}}{2} \right| = 3.47 \cdot 10^{-7} \text{ В}.$$

Рассчитаем энергетический спектр заданного квазитроичного кода при $i = 1$:

$$B_1 = \frac{2 \cdot 0.703(1 - 0.703)}{3,285 \cdot 10^{-7}} \cdot \left| 3.912 \cdot 10^{-7} \right|^2 \times \\ \times \frac{1 - \cos(1.802 \cdot 10^6 \cdot 3,285 \cdot 10^{-7})}{1 - 2(2 \cdot 0.703 - 1) \cos(1.802 \cdot 10^6 \cdot 3,285 \cdot 10^{-7}) + (2 \cdot 0.703 - 1)^2} = \\ = 3.24 \cdot 10^{-8} \text{ В}.$$

Для 4В3Т:

$$B_2 = \frac{2 \cdot 0.689(1 - 0.689)}{2.92 \cdot 10^{-7}} \cdot |3.468 \cdot 10^{-7}|^2 \times \\ \times \frac{1 - \cos(1.795 \cdot 10^6 \cdot 2.92 \cdot 10^{-7})}{1 - 2(2 \cdot 0.689 - 1) \cos(1.795 \cdot 10^6 \cdot 2.92 \cdot 10^{-7}) + (2 \cdot 0.689 - 1)^2} = \\ = 3.29 \cdot 10^{-8} \text{ В.}$$

Произведём расчёт спектров для всех $i = 1..50$ и сведём полученные данные в таблицу.

Таблица 14 – Результаты расчетов энергетического спектра заданного квазитроичного кода $B(\omega)$

i	$\omega_1 = \frac{i\pi}{8\tau_1}, \text{ рад/с}$	$B_1(\omega), \text{ В}$	$\omega_2 = \frac{i\pi}{8\tau_2}, \text{ рад/с}$	$B_2(\omega), \text{ В}$
1	$1.20 \cdot 10^6$	$3.24 \cdot 10^{-8}$	$1.35 \cdot 10^6$	$3.29 \cdot 10^{-8}$
2	$2.39 \cdot 10^6$	$9.17 \cdot 10^{-8}$	$2.70 \cdot 10^6$	$8.23 \cdot 10^{-8}$
3	$3.59 \cdot 10^6$	$1.34 \cdot 10^{-7}$	$4.05 \cdot 10^6$	$1.10 \cdot 10^{-7}$
4	$4.79 \cdot 10^6$	$1.51 \cdot 10^{-7}$	$5.40 \cdot 10^6$	$1.17 \cdot 10^{-7}$
5	$5.99 \cdot 10^6$	$1.50 \cdot 10^{-7}$	$6.75 \cdot 10^6$	$1.12 \cdot 10^{-7}$
6	$7.18 \cdot 10^6$	$1.36 \cdot 10^{-7}$	$8.10 \cdot 10^6$	$9.98 \cdot 10^{-8}$
7	$8.38 \cdot 10^6$	$1.16 \cdot 10^{-7}$	$9.45 \cdot 10^6$	$8.44 \cdot 10^{-8}$
8	$9.58 \cdot 10^6$	$9.35 \cdot 10^{-8}$	$1.08 \cdot 10^7$	$6.76 \cdot 10^{-8}$
9	$1.08 \cdot 10^7$	$7.04 \cdot 10^{-8}$	$1.22 \cdot 10^7$	$5.10 \cdot 10^{-8}$
10	$1.20 \cdot 10^7$	$4.91 \cdot 10^{-8}$	$1.35 \cdot 10^7$	$3.59 \cdot 10^{-8}$
11	$1.32 \cdot 10^7$	$3.09 \cdot 10^{-8}$	$1.49 \cdot 10^7$	$2.31 \cdot 10^{-8}$
12	$1.44 \cdot 10^7$	$1.68 \cdot 10^{-8}$	$1.62 \cdot 10^7$	$1.30 \cdot 10^{-8}$
13	$1.56 \cdot 10^7$	$7.12 \cdot 10^{-9}$	$1.76 \cdot 10^7$	$5.83 \cdot 10^{-9}$
14	$1.68 \cdot 10^7$	$1.87 \cdot 10^{-9}$	$2.03 \cdot 10^7$	$1.68 \cdot 10^{-9}$
15	$1.80 \cdot 10^7$	$1.44 \cdot 10^{-10}$	$2.16 \cdot 10^7$	$1.46 \cdot 10^{-10}$
16	$1.92 \cdot 10^7$	0	$2.30 \cdot 10^7$	0
17	$2.04 \cdot 10^7$	$1.12 \cdot 10^{-10}$	$2.43 \cdot 10^7$	$1.14 \cdot 10^{-10}$
18	$2.16 \cdot 10^7$	$1.13 \cdot 10^{-9}$	$2.57 \cdot 10^7$	$1.02 \cdot 10^{-9}$
19	$2.27 \cdot 10^7$	$3.34 \cdot 10^{-9}$	$2.70 \cdot 10^7$	$2.73 \cdot 10^{-9}$
20	$2.39 \cdot 10^7$	$6.04 \cdot 10^{-9}$	$2.84 \cdot 10^7$	$4.67 \cdot 10^{-9}$
21	$2.51 \cdot 10^7$	$8.48 \cdot 10^{-9}$	$2.97 \cdot 10^7$	$6.33 \cdot 10^{-9}$
22	$2.63 \cdot 10^7$	$1.01 \cdot 10^{-8}$	$3.11 \cdot 10^7$	$7.43 \cdot 10^{-9}$
23	$2.75 \cdot 10^7$	$1.08 \cdot 10^{-8}$	$3.24 \cdot 10^7$	$7.82 \cdot 10^{-9}$
24	$2.87 \cdot 10^7$	$1.04 \cdot 10^{-8}$	$3.38 \cdot 10^7$	$7.51 \cdot 10^{-9}$
25	$2.99 \cdot 10^7$	$9.13 \cdot 10^{-9}$	$3.51 \cdot 10^7$	$6.62 \cdot 10^{-9}$
26	$3.11 \cdot 10^7$	$7.26 \cdot 10^{-9}$	$3.65 \cdot 10^7$	$5.32 \cdot 10^{-9}$
27	$3.23 \cdot 10^7$	$5.13 \cdot 10^{-9}$	$3.78 \cdot 10^7$	$3.83 \cdot 10^{-9}$
28	$3.35 \cdot 10^7$	$3.08 \cdot 10^{-9}$	$3.92 \cdot 10^7$	$2.38 \cdot 10^{-9}$
29	$3.47 \cdot 10^7$	$1.43 \cdot 10^{-9}$	$4.05 \cdot 10^7$	$1.17 \cdot 10^{-9}$
30	$3.59 \cdot 10^7$	$4.07 \cdot 10^{-10}$	$4.19 \cdot 10^7$	$3.66 \cdot 10^{-10}$
31	$3.71 \cdot 10^7$	$3.37 \cdot 10^{-11}$	$4.32 \cdot 10^7$	$3.42 \cdot 10^{-11}$
32	$3.83 \cdot 10^7$	0	$4.46 \cdot 10^7$	0

Продолжение таблицы 14

33	$3.95 \cdot 10^7$	$2.98 \cdot 10^{-11}$	$4.59 \cdot 10^7$	$3.02 \cdot 10^{-11}$
34	$4.07 \cdot 10^7$	$3.17 \cdot 10^{-10}$	$4.73 \cdot 10^7$	$2.85 \cdot 10^{-10}$
35	$4.19 \cdot 10^7$	$9.83 \cdot 10^{-10}$	$4.86 \cdot 10^7$	$8.04 \cdot 10^{-10}$
36	$4.31 \cdot 10^7$	$1.86 \cdot 10^{-9}$	$5.00 \cdot 10^7$	$1.44 \cdot 10^{-9}$
37	$4.43 \cdot 10^7$	$2.73 \cdot 10^{-9}$	$5.13 \cdot 10^7$	$2.04 \cdot 10^{-9}$
38	$4.55 \cdot 10^7$	$3.40 \cdot 10^{-9}$	$5.27 \cdot 10^7$	$2.49 \cdot 10^{-9}$
39	$4.67 \cdot 10^7$	$3.75 \cdot 10^{-9}$	$5.40 \cdot 10^7$	$2.72 \cdot 10^{-9}$
40	$4.79 \cdot 10^7$	$3.74 \cdot 10^{-9}$	$5.54 \cdot 10^7$	$2.70 \cdot 10^{-9}$
41	$4.91 \cdot 10^7$	$3.39 \cdot 10^{-9}$	$5.67 \cdot 10^7$	$2.46 \cdot 10^{-9}$
42	$5.03 \cdot 10^7$	$2.78 \cdot 10^{-9}$	$5.81 \cdot 10^7$	$2.04 \cdot 10^{-9}$
43	$5.15 \cdot 10^7$	$2.02 \cdot 10^{-9}$	$5.94 \cdot 10^7$	$1.51 \cdot 10^{-9}$
44	$5.27 \cdot 10^7$	$1.25 \cdot 10^{-9}$	$6.08 \cdot 10^7$	$9.64 \cdot 10^{-10}$
45	$5.39 \cdot 10^7$	$5.95 \cdot 10^{-10}$	$6.21 \cdot 10^7$	$4.87 \cdot 10^{-10}$
46	$5.51 \cdot 10^7$	$1.73 \cdot 10^{-10}$	$2.03 \cdot 10^7$	$1.56 \cdot 10^{-10}$
47	$5.63 \cdot 10^7$	$1.47 \cdot 10^{-11}$	$6.35 \cdot 10^7$	$1.49 \cdot 10^{-11}$
48	$5.75 \cdot 10^7$	0	$6.48 \cdot 10^7$	0
49	$5.87 \cdot 10^7$	$1.35 \cdot 10^{-11}$	$6.62 \cdot 10^7$	$1.37 \cdot 10^{-11}$
50	$5.99 \cdot 10^7$	$1.47 \cdot 10^{-10}$	$6.75 \cdot 10^7$	$1.32 \cdot 10^{-10}$

Построим энергетический спектр квазитроичных кодов.

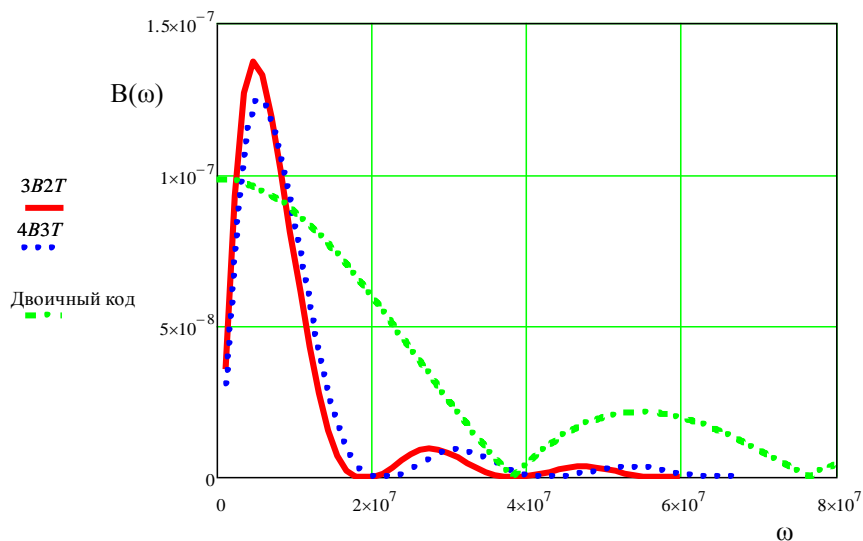


Рисунок 30 – Энергетический спектр заданных квазитроичных кодов и двоичного

При построении группового энергетического спектра по горизонтальной оси отложена циклическая частота. По вертикальной оси отложен

модуль спектральной плотности квазитроичного линейного кода и однополярной последовательности импульсов.

Для оценки эффективности данных кодов построим зависимости относительной интегральной функции распределения энергии от частоты (энергетическая характеристика):

$$\gamma(\omega_B) = \frac{E_1(\omega_B)}{E}; \quad (46)$$

где $E_1(\omega_B)$ – энергия импульса в заданной полосе частот от 0 до ω_B , которая характеризует долю энергии импульса, сосредоточенную в интервале частот от 0 до ω_B (i – номер исследуемого кода):

$$E_{1i} = 2 \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_B} B_i(\omega) d\omega; \quad (47)$$

E_0 – полная энергия импульса в полосе частот от 0 до ∞ .

$$E_{0i} = 2 \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_{50}} B_i(\omega) d\omega. \quad (48)$$

Данные зависимости строим для трех кодов.

Для кода 3В2Т

$$\gamma_1(\omega_B) = \frac{E_{11}}{E_{01}}. \quad (49)$$

Для кода 4В3Т

$$\gamma_2(\omega_B) = \frac{E_{12}}{E_{02}}. \quad (50)$$

Для двоичного кода

$$\gamma_3(\omega_B) = \frac{\int_0^{\omega_n} A(\omega) d\omega}{\int_0^{\omega_{50}} A(\omega) d\omega}. \quad (51)$$

Строим график $\gamma_1(\omega)$, $\gamma_2(\omega)$, $\gamma_3(\omega)$. Примем $\omega_B = 2\pi\Delta f = 2.87 \cdot 10^7$ рад/с, ширина спектра двоичного импульса.

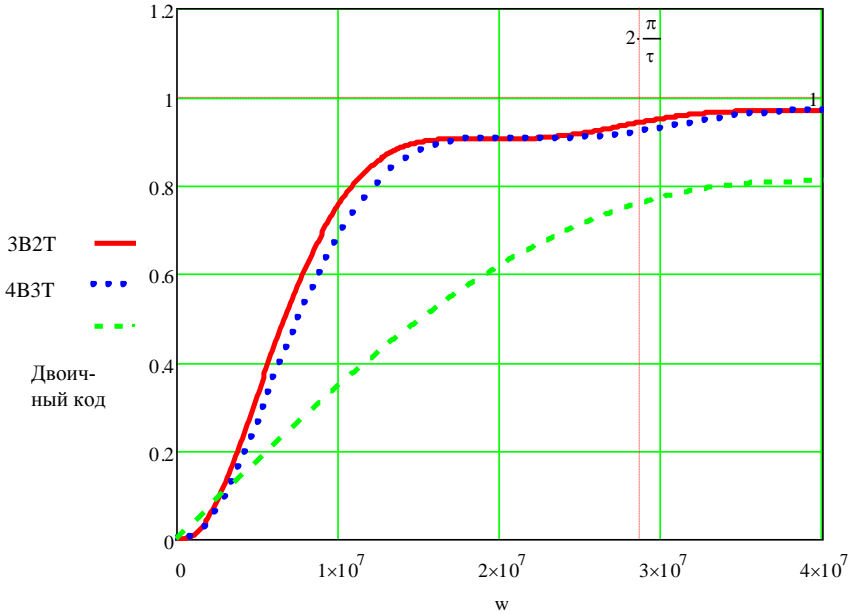


Рисунок 31 – Интегральная функция распределения кодов

Рассчитаем численное значение интегральных функций распределения для кодов 3В2Т и 4В3Т и двоичного кода соответственно.

$$\gamma_1(2\pi\Delta f) = \frac{E_{11}(2\pi\Delta f)}{E_{01}} = 0.94;$$

$$\gamma_2(2\pi\Delta f) = \frac{E_{12}(2\pi\Delta f)}{E_{02}} = 0.912;$$

$$\gamma_3(2\pi\Delta f) = \frac{2.182}{2.433} = 0.759$$

Как видно из графика и рассчитанных значений $\gamma_1(\omega_B) > \gamma_2(\omega_B) > \gamma_3(\omega_B)$, следовательно, код 3В2Т обладает лучшими свойствами, по сравнению с кодом 4В3Т, также он лучше двоичного кода.

6.8 Разработка структурной схемы многоканальной системы передачи с ИКМ

Составить структурную схему соответствующую исходным данным проекта (см. рисунок 19). Дать краткое описание ее работы.

Заключение

Необходимо отметить все сделанное в курсовой работе при проектировании цифровой системы передачи.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие значения может принимать модулируемый параметр аналогового сигнала?
2. Как воздействуют помехи на аналоговый сигнал?
3. Почему паразитную модуляцию в аналоговом сигнале нельзя отличить от полезной?
4. Какой недостаток у аналоговых систем передачи?
5. Укажите качественный показатель ЦСП
6. Чем обеспечивается повышение помехоустойчивости ЦСП?
7. Укажите качественный показатель ЦСП
8. Укажите эксплуатационный показатель ЦСП
9. Какой недостаток у цифровых систем передачи?
10. Сколько разговорных каналов в ИКМ-30?
11. Сколько каналов сигнализации в ИКМ-30?
12. Сколько каналов синхронизации в ИКМ-30?
13. Чему равна скорость передачи цифрового сигнала в линии ИКМ-30?
14. Укажите стандартный ряд цифровой системы передачи, основанный на ИКМ-30
15. Высокое качество телефонной передачи характеризуется ...
16. Частотный спектр речи находится в пределах ...
17. Какой частотный диапазон у канала тональной частоты?
18. Стандарт спектра речи, утвержденный МСЭ-Т?
19. Какая должна быть разборчивость фраз в канале тональной частоты?
20. В канале тональной частоты ...
21. Какие операции и в какой последовательности необходимо выполнять для передачи непрерывного сообщения с помощью ИКМ-30?
22. Какой из приведенных сигналов является непрерывным (аналоговым)?
23. Как выбирается интервал дискретизации (T_0)?

24. Частота следования отсчетов должна быть ...
25. Что такое цифровой сигнал?
26. Что такое квантование по амплитуде?
27. Что такое шаг квантования?
28. Что такое погрешность квантования?
29. Чему равна максимальная погрешность квантования?
30. Чему равна минимальная погрешность квантования?
31. Кодирование - это ...
32. 1-й уровень квантования соответствует кодовой комбинации...
33. По какой формуле рассчитывается динамический диапазон сигнала?
34. Средняя относительная погрешность квантования (η).
35. Средняя относительная погрешность квантования(η) равна .
36. Для уменьшения средней относительной погрешности квантования необходимо:
37. Для уменьшения средней относительной погрешности квантования необходимо:
38. От чего зависит расстояние между регенераторами в линии связи?
39. Какие операции и в какой последовательности производятся в приемнике ИКМ?
40. Дискретизация, это преобразование ...
41. При АИМ-1 амплитуда отсчета ...
42. Какой из приведенных сигналов является АИМ-1?
43. Какой из приведенных сигналов является АИМ-2? (Рисунок из в.80)
44. Для прямоугольного импульса модуль спектральной плотности амплитуд равен:
45. Из чего состоит спектр АИМ сигнала?
46. При АИМ-1 амплитуды колебаний двух боковых частот, симметрично расположенных по обе стороны каждой гармоники частоты дискретизации, ...
47. При АИМ-2 амплитуды колебаний двух боковых частот, симметрично расположенных по обе стороны каждой гармоники частоты дискретизации, ...
48. При отсутствии перемодуляции боковые составляющие ... своих несущих
49. Какая функция у ФНЧ на приемной стороне аппаратуре ЦСП?

50. Какая функция у ФНЧ на передающей стороне аппаратуре ЦСП?

51. В каком случае защитный промежуток может быть равен нулю?

52. Чему равна частота дискретизации в реальных системах ЦСП?

53. В системе передачи ИКМ-30 частота дискретизации равна ...

54. Что такое защитная полоса?

55. Если частота дискретизации $f_0 < 2f_{\text{в}}$, то ...

56. Что такое квантование по уровню?

57. Шум квантования это ...

58. Что происходит при выполнении квантования?

59. Шум квантования это ...

60. Искажения, вносимые в квантуемый отсчет ...

61. Величина искажений, вносимых в квантуемый отсчет ...

62. При увеличении числа уровней квантования ...

63. При равномерном квантовании шаги квантования ...

64. Характеристика $U_{\text{вых}} = f(U_{\lambda})$ квантующего устройства имеет зоны :

65. Шумы ограничения квантующего устройства вызываются ограничением ...

66. Какие шумы в системах ИКМ являются определяющими?

67. Средняя мощность шумов квантования при постоянном шаге равна:

68. Какой недостаток у равномерной шкалы квантования?

69. Амплитудная характеристика какого квантующего устройства приведена на рисунке?

70. При передаче речевых сигналов наиболее вероятны сигналы с ...

71. Какая должна быть защищенность речевого сигнала от шума квантования?

72. Под защищенностью речевого сигнала понимают (P_c - мощность сигнала; $P_{\text{ш кв}}$ - мощность шумов квантования):

73. При равномерном квантовании для повышения защищенности от шумов квантования при передаче речевых сигналов ...

74. При увеличении числа разрядов кодовой комбинации квантованного отсчета и неизменном канальном интервале ...

75. При увеличении числа разрядов кодовой комбинации квантованного отсчета и неизменном канальном интервале ...

76. Какой недостаток у равномерного квантования?

77. Какое достоинство у неравномерного квантования?
78. При неравномерном квантовании ...
79. При неравномерном квантовании шаги квантования ...
80. Нелинейное квантование можно реализовать ...
81. При неравномерном квантовании отношение сигнал-шум квантования в широком диапазоне уровней входных сигналов ...
82. Сжатие динамического диапазона сигнала выполняет ...
83. Компрессор в большей степени усиливает ...
84. Компрессор в меньшей степени усиливает ...
85. Компрессор выполняет ...
86. Как получить неравномерное квантование из равномерного?
87. Расширение динамического диапазона сигнала выполняет ...
88. Амплитудная характеристика какого устройства приведена на рисунке?
89. Экспандер в большей степени усиливает ...
90. Экспандер в меньшей степени усиливает ...
91. Компандер - это система состоящая из последовательно включенных
92. Недостатком аналогового компандирования является сложность получения...
93. Что такое кодек?
94. Характеристика компрессии аналогового компрессора ...
95. Как выглядит характеристика компрессии нелинейного кодера взвешивающего типа с цифровым компандированием?
96. Как выглядит характеристика компрессии нелинейного кодера взвешивающего типа с цифровым компандированием?
97. Какая характеристика у законов компрессии А и μ ?
98. Какова сегментная характеристика компандирования закона А?
99. Сколько сегментов в законе компандирования А объединены в один центральный?
100. Какие сегменты в законе компандирования А объединены в один центральный?
101. Сколько всего сегментов в законе компандирования А?
102. Сколько уровней квантования в одном сегменте закона компандирования А?
103. Сколько всего уровней квантования в законе компандирования А?

104. Сколько уровней квантования в положительной области закона компандирования А?

105. Сколько уровней квантования в отрицательной области закона компандирования А?

106. Какой шаг квантования в сегменте закона компандирования А?

107. В каком сегменте закона компандирования А больше всего уровней квантования?

108. В каком сегменте закона компандирования А больше всего уровней квантования?

109. Сколько уровней квантования в центральном сегменте закона компандирования А?

110. Как изменяется шаг квантования в законе компандирования А при переходе от одного сегмента к другому ?

111. При неравномерном квантовании шаг квантования минимален для сегмента...

112. Шаг квантования (в условных единицах) в сегменте С0 закона А равен

113. В законе компандирования А отношение шагов квантования $\Delta\lambda_{\text{макс}}/\Delta\lambda_{\text{мин}}$ составляет:

114. Что характеризует параметр сжатия (расширения) для сегментной характеристики компандирования?

115. Погрешность квантования закона А эквивалентна погрешности равномерного квантователя с ...

116. Сколько разрядов должно быть в кодовой комбинации равномерного квантователя с 4096 уровнями?

117. При каком квантовании длина кодовой комбинации меньше?

118. При нелинейном кодировании разрядность кодовой комбинации равна ...

119. Из скольких частей состоит кодовая комбинация закодированного квантованного отсчета?

120. Первая часть кодовой комбинации закодированного квантованного отсчета состоит из ...

121. Вторая часть кодовой комбинации закодированного квантованного отсчета указывает на ...

122. Вторая часть кодовой комбинации закодированного квантованного отсчета состоит из ...

123. Третья часть кодовой комбинации закодированного квантованного отсчета указывает на ...

124. Третья часть кодовой комбинации закодированного квантованного отсчета состоит из ...

125. Какое преобразование сигналов выполняется при декодировании?

126. По какой формуле определяется абсолютное значение отсчета λ (в условных единицах) для закона компрессирования А?

127. По какой формуле определяется абсолютное значение отсчета λ (в условных единицах) для закона компрессирования А? (где D_c - динамический диапазон)

128. Номер сегмента С квантованного по закону А отсчета определяется по формуле:

129. Номер сегмента С квантованного по закону А отсчета определяется по формуле:

130. Абсолютное значение квантованного по закону А отсчета (в условных единицах) определяется по формуле:

131. Абсолютное значение квантованного по закону А отсчета (в Вольтах) определяется по формуле:

132. Абсолютная погрешность квантования определяется по формуле:

133. Относительная погрешность квантования определяется по формуле:

134. Какова сегментная характеристика компандирования закона μ ?

135. Тангенсы угла наклона прямых на каждом из последующих сегментов закона μ равны:

136. Сколько уровней квантования в одном сегменте закона компандирования μ ?

137. Сколько всего сегментов в законе компандирования μ ?

138. Сколько уровней квантования в положительной области закона компандирования μ ?

139. Сколько уровней квантования в отрицательной области закона компандирования μ ?

140. Сколько сегментов в законе компандирования μ объединены в один центральный?

141. Какие сегменты в законе компандирования μ объединены в один центральный?

142. В каком сегменте закона компандирования μ больше всего уровней квантования?

143. Погрешность квантования закона μ эквивалентна погрешности равномерного квантователя с ...

144. По какой формуле определяется абсолютное значение отсчета (в условных единицах) для закона компрессирования μ :

145. По какой формуле определяется абсолютное значение отсчета (в условных единицах) для закона компрессирования μ (D_c - динамический диапазон сигнала):

146. Номер сегмента S квантованного по закону μ отсчета определяется по формуле:

147. Номер уровня квантования K в сегменте закона μ определяется по формуле:

148. Шаг квантования (в условных единицах) в сегменте S_0 закона μ равен

149. Абсолютное значение квантованного по закону μ отсчета (в условных единицах) определяется по формуле:

150. Абсолютное значение квантованного по закону μ отсчета (в Вольтах) определяется по формуле :

151. Какая шкала квантования в сегменте закона компандирования μ ?

152. Сколько уровней квантования в центральном сегменте закона компандирования μ ?

153. Сколько всего уровней квантования в законе компандирования μ ?

154. Отчего зависит энергетический спектр последовательности импульсов?

155. Энергетический спектр последовательности импульсов состоит из ...

156. Дискретная часть энергетического спектра последовательности импульсов характеризует ...

157. Дискретная часть энергетического спектра последовательности импульсов характеризует спектральную плотность ... мощности регулярной составляющей процесса.

158. Непрерывная часть энергетического спектра последовательности импульсов характеризует

159. Дискретная часть спектра содержит:

160. Какая часть спектра линейного сигнала используется для синхронизации?

161. Непрерывная часть энергетического спектра последовательности импульсов является помехой при выделении ...

162. Дискретная часть энергетического спектра квазитроичного кода имеет вид...

163. Непрерывная часть энергетического спектра квазитроичного кода имеет вид...

164. Основная энергия энергетического спектра квазитроичного кода расположена в пределах:

165. Наибольшее влияние на форму сигнала оказывают искажения ... его спектра

166. Искажения в области высоких частот спектра импульсов приведет к ...

167. Искажения в области низких частот спектра импульсов приведет к

168. Какой недостаток у двоичного линейного кода?

169. Какие требования предъявляются к коду линии?

170. Какие требования предъявляются к коду линии?

171. Для чего применяются квазитроичные коды?

172. Какое основание у квазитроичных кодов?

173. Какие значения может принимать сигнал квазитроичного кода?

174. В какой части передатчика двоичный сигнал преобразуется в квазитроичный?

175. Преобразование исходного двоичного кода в квазитроичный ЧПИ заключается в ...

176. Что отсутствует в энергетическом спектре трехуровневых кодов по сравнению с двухуровневыми?

177. Когда в энергетическом спектре линейного кода появляется дискретная часть спектра?

178. Из спектра какого кода можно выделить тактовую частоту?

179. В линейных кодах длительность импульсов и пауз ...

180. Какая частота меньше затухает в линии связи?

181. Недостаток квазитроичных кодов:

182. Какой код устойчивее к воздействию помех?

183. Недостаток кода ЧПИ:

184. В чем отличие кода ЧПИ от кодов КВП?

185. Путь совершенствования квазитроичных кодов:

186. Чему равно максимальное число подряд следующих нулевых импульсов в коде КВП-М?

187. Что обозначают буквы В и Т в линейном коде 3В2Т?

188. Что обозначают буквы В и Т в линейном коде 3В2Т?
189. У линейного квазитроичного кода 2В2Т не может возникнуть более N пробелов подряд.
190. Линейный код 3В2Т формируется путем преобразования групп...
191. Какая группа троичных импульсов кода 3В2Т не используется?
192. Частота тактовых импульсов кода 3В2Т по сравнению с кодом ЧПИ ...
193. Длительность импульсов и пауз кода 3В2Т по сравнению с кодом ЧПИ ...
194. Код 3В2Т по сравнению с кодом ЧПИ позволяет ...
195. Частота тактовых импульсов кода 4В3Т по сравнению с кодом ЧПИ ...
196. Код 4В3Т по сравнению с кодом ЧПИ позволяет ...
197. Линейный код 4В3Т формируется путем преобразования групп...
198. Какая кодовая комбинация не используется в коде 4В3Т?
199. Как выбираются кодовые комбинации кода 4В3Т?
200. В инверсно-симметричном коде ИКМ-30 минимальному значению положительного входного сигнала соответствует кодовая комбинация ...
201. В инверсно-симметричном коде ИКМ-30 максимальному значению положительного входного сигнала соответствует кодовая комбинация ...
202. В инверсно-симметричном коде ИКМ-30 минимальному значению отрицательного входного сигнала соответствует кодовая комбинация ...
203. В инверсно-симметричном коде ИКМ-30 максимальному значению отрицательного входного сигнала соответствует кодовая комбинация ...
204. Инверсно-симметричный код ...
205. Чем отличаются сигналы цикловой синхронизации от информационных?
206. Перед началом цикла передачи в системе ЦСП в линию передаются:
207. Длительность цикла передачи в системе связи с ВРК равна:
208. Что называется канальным интервалом?
209. Канальный интервал(T_k) равен:

210. Чему равна длительность канального интервала (T_k)?
211. Тактовый интервал (T_t), это отрезок времени в течение которого ...
212. Чему равна длительность тактового интервала (T_t)?
213. При увеличении числа организуемых каналов тактовая частота ...
214. Чему равна длительность кодового импульса?
215. Канальный интервал (T_k), это отрезок времени, в течение которого ...
216. Какова длительность цикла передачи?
217. Нулевой канальный интервал используется для передачи...
218. Шестнадцатый канальный интервал (КИ) используется для передачи
219. Сколько канальных интервалов в ИКМ-30?
220. Какие номера у канальных интервалов в ИКМ-30?
221. Какие канальные интервалы занимают каналы ТЧ в ИКМ-30?
222. В каком канальном интервале располагается 1 канал ТЧ?
223. Для правильной работы передающей и приемной станции систем ИКМ необходимо обеспечить ...
224. Тактовая синхронизация обеспечивает ...
225. Для синхронизации работы передающей и приемной станции используется ...
226. Тактовой частотой называется частота следования ...
227. По какой формуле определяется значение тактовой частоты цифровой системы передачи?
228. Получение тактовой частоты из группового цифрового сигнала заключается в выделении ...
229. Цикловая синхронизация обеспечивает ...
230. Появление информационных импульсов в кодовых группах канальных сигналов ...
231. Синхроимпульсы в кодовых группах ИКМ-30 имеет вид:
232. Какова частота следования синхросигнала в ИКМ-30?
233. К системе цикловой синхронизации предъявляется требование - время восстановления синхронизма после перерыва связи должно быть
234. К системе цикловой синхронизации предъявляется требование - состояние синхронизма при работе аппаратуры должно поддерживаться

235. К системам цикловой синхронизации предъявляется требование:

236. Время восстановления синхронизма должно исчисляться ...

237. При сбоях синхронизма блокируются ...

238. Сверхцикловая синхронизация обеспечивает правильное распределение сигналов ...

239. С помощью АИМ-модуляторов осуществляется ...

240. Импульсные последовательности, вырабатываемые в ГОпер имеют частоту ...

241. Импульсные последовательности, вырабатываемые в ГОпер сдвинуты по времени на величину ...

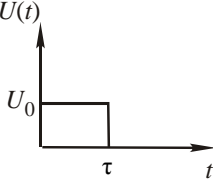
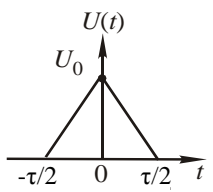
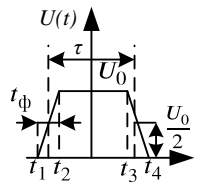
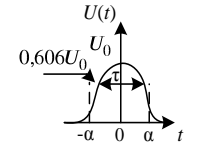
242. Какой цифровой поток не согласован с параметрами линии?

243. Что делает приемник синхросигналов (Пр. СС)?

244. Каково назначение ФНЧ приемника?

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Таблица 15 – Спектральные функции импульсов

Аналитическое выражение $U(t)$	График импульса	Спектральная функция $A(j\omega)$
<p>1 Прямоугольный импульс</p> $U(t) = \begin{cases} U_0, & \text{при } 0 \leq t \leq \tau \\ 0, & \text{при } t > \tau \end{cases}$		$A(\omega) = \frac{2U}{\omega} \left \sin \frac{\omega\tau}{2} \right $
<p>2 Треугольный импульс</p> $U(t) = \begin{cases} 0, & t < -\frac{\tau}{2} \\ U_0 \left(1 + \frac{2t}{\tau} \right), & -\frac{\tau}{2} < t < 0 \\ U_0 \left(1 - \frac{2t}{\tau} \right), & 0 < t < \frac{\tau}{2} \\ 0, & t > \frac{\tau}{2} \end{cases}$		$A(\omega) = U_0\tau \frac{1 - \cos \frac{\omega\tau}{2}}{\left(\frac{\omega\tau}{2} \right)}$
<p>3 Трапецеидальный импульс</p> $U(t) = \begin{cases} 0, & t < t_1 \\ U_0 \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{t_\phi} \left(t + \frac{\tau}{2} \right) \right], & t_1 < t < t_2 \\ U_0, & t_2 < t < t_3 \\ U_0 \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{t_\phi} \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \right], & t_3 < t < t_4 \\ 0, & t > t_4 \end{cases}$		$A(\omega) = U_0\tau \frac{1 - \sin \frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}} \cdot \frac{1 - \sin \frac{\omega t_\phi}{2}}{\frac{\omega t_\phi}{2}}$ <p style="text-align: center;">Принять $t_\phi = 0.1\tau$</p>
<p>4 Колокольный импульс</p> $U(t) = U_0 e^{-\frac{t^2}{2a^2}}, \text{ при } -\infty < t < \infty$ $a = \frac{\tau}{2}$		$A(\omega) = U_0 \alpha \sqrt{\frac{\pi}{2\pi e}} \frac{1}{\sqrt{2}} e^{-\frac{\omega^2 \tau^2}{8}}$

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

УТВЕРЖДЕНО

Первый проректор учреждения образования «Белорусский государственный университет транспорта

В.Я. Негрей

« 02_ » « июля » 2015

Регистрационный № УД- 20.22 / уч.

СОДЕРЖАНИЕ УЧЕБНОГО МАТЕРИАЛА по дисциплине «Теория передачи сигналов» на 268 учебных часов

Тема 1. Введение

Предмет и содержание дисциплины. Исторический обзор развития связи. Передача информации в системах управления на транспорте. Возрастание роли средств связи в управлении транспортом. Виды связи, использование на транспорте.

Тема 2. Системы связи и способы передачи сообщений

Обобщенная структурная схема системы передачи информации. Сообщение и сигнал. Система связи. Канал связи. Помехи и искажения в канале. Кодирование и модуляция. Демодуляция и декодирование. Верность передачи информации. Скорость передачи информации. Способы передачи сообщений.

Тема 3. Основы теории сигналов

Виды сигналов. Математические модели сигналов. Детерминированные, случайные и псевдослучайные сигналы. Энергия и мощность сигналов. Обобщенный спектральный анализ сигналов. Спектральный анализ периодических сигналов. Ряд Фурье. Примеры разложения сигналов в ряд Фурье. Спектральный анализ непериодических сигналов. Соотношение между спектром одиночного импульса и периодической последовательности импульсов. Свойства преобразования Фурье. Примеры расчета преобразования Фурье. Исследование

спектральных характеристик периодических и непериодических сигналов.

Представление сигналов выборками. Теорема Котельникова. Влияние частоты дискретизации на возможность восстановления сигнала с помощью фильтра. Методы интерполяции. Интерполяционная погрешность, определение частоты дискретизации. Простейшие виды интерполяции алгебраическими полиномами. Понятие об интерполяции сплайнами.

Тема 4. Корреляционный анализ

Корреляционная функция, ее свойства. Взаимная корреляционная функция, ее свойства. Примеры расчета корреляционной и взаимной корреляционной функций.

Тема 5. Случайные процессы

Сообщения, сигналы и помехи как случайные процессы. Стационарность, эргодичность. Функциональные и числовые характеристики случайных процессов. Спектральные характеристики случайных процессов. Теорема Винера-Хинчина. Законы распределения случайных величин. Гауссовский случайный процесс. Понятия об марковских случайных процессах.

Тема 6. Основы теории передачи информации

Задачи количественного определения производительности источников информации, пропускной способности каналов и достижимой верности при передаче сообщений по каналам. Дискретные источники информации, их характеристики и модели. Количественная мера информации. Энтропия и ее свойства. Условная энтропия. Энтропия дискретных законов распределения. Энтропия непрерывного источника сообщений. Дифференциальная энтропия. Избыточность, коэффициент сжатия и информативность сообщений.

Уменьшение избыточности статистическим кодированием. Статистическое кодирование. с помощью кода Фэно-Шеннона. Статистическое кодирование. с помощью кода Хаффмена.

Тема 7. Пропускная способность канала связи

Канал передачи информации. Классификация каналов. Дискретные каналы связи, их характеристики. Количество передаваемой информации. Пропускная способность канала и скорость передачи информации по дискретному каналу. Распределение вероятностей ошибок в каналах. Теорема Шеннона о пропускной способности канала. Модели непрерывных источников информации. Пропускная способность канала и скорость передачи информации по непрерывному каналу.

Формула Шеннона для непрерывного канала с белым гауссовским шумом. Физический объем сигнала, канала. Соотношение между объемом сигнала и канала и определение способов возможного уплотнения канала.

Тема 8. Элементы теории помехоустойчивого кодирования

Задачи помехоустойчивого кодирования в системах связи и управления. Помехи и ошибки в каналах передачи. Повышение верности в каналах передачи. Использование каналов обратной связи. Структурные схемы систем повышения верности. Применение помехоустойчивых кодов, их назначение, особенности и классификация. Структура и геометрическое представление блочных кодов. Коды Хэмминга. Циклические коды. Общие свойства, способы представления.

Тема 9. Аналоговые виды модуляции

Назначение модуляции и ее классификация. Виды сигналов-переносчиков. Требования к сигналам переносчикам. Детектирование. Аналоговые виды модуляции. Амплитудная модуляция. Мощность АМ-колебания. Спектр АМ-колебания при гармонической модуляции и в общем случае. Принципы построения модуляторов и демодуляторов. Балансная модуляция. Однополосная модуляция. Угловая модуляция. Фаза и мгновенная частота колебаний. Гармоническая ЧМ и ФМ. Частотно-модулированные и фазомодулированные колебания. Определение и особенности спектров частотно-модулированных и фазомодулированных колебаний. Практическая ширина спектра. Получение сигналов УМ. Детектирование сигналов УМ.

Тема 10. Аналого-импульсные виды модуляции

Аналого-импульсная модуляция (АИМ) 1-го и 2-го рода. Спектры АИМ сигналов. Принципы работы амплитудно-импульсных модуляторов. Принципы демодуляции АИМ сигналов. Широтно-импульсная модуляция (ШИМ). Одно и двухсторонняя ШИМ. Фазо-импульсная модуляция (ФИМ). Принципы работы, структурные схемы модуляторов и демодуляторов ШИМ и ФИМ сигналов. Особенности использования и основные характеристики АИМ-ЧМ и ФИМ-АМ сигналов.

Тема 11. Цифровые виды модуляции

Импульсно-кодовая модуляция (ИКМ). Дискретизация, квантование, кодирование. Равномерное и неравномерное квантование. Компандирование. Аналогово-цифровой преобразователь (АЦП). Цифроаналоговый преобразователь (ЦАП). Преимущества и недостатки цифровых систем передачи. Дифференциальная ИКМ. Структурная схема системы передачи с предсказанием, принцип работы. Адаптивная

дифференциальная ИКМ. Дельта-модуляция. Адаптивная дельта-модуляция.

Тема 12. Дискретные виды модуляции

Способы манипуляции сигнала. Позиционность сигнала. Способы двухпозиционной (однократной) модуляции. Однократная абсолютная фазовая манипуляция. Манипуляторы и детекторы АМН, ЧМН, ФМН, ОФМН. Модуляция шумоподобных сигналов. Структурная схема модулятора шумоподобного сигнала. Приемное устройство шумоподобного сигнала, структурная схема. Минимальная частотная манипуляция. Сигнально-кодовые конструкции.

Тема 13. Принципы построения многоканальных систем передачи

Теоретические предпосылки разделения каналов. Частотное разделение каналов. Временное разделение каналов. Фазовое разделение сигналов. Разделение сигналов по форме. Разделение сигналов в асинхронных адресных системах связи. Комбинационное разделение каналов. Пространственное разделение сигналов. Разделение каналов с двойной модуляцией сигналов.

Тема 14. Оптимальный прием дискретных и непрерывных сигналов

Задача приема сигналов через канал с помехами. Прием сигналов как статистическая задача. Критерии качества приема дискретных сообщений. Оптимальные алгоритмы приема при полностью известных сигналах (когерентный прием). Оптимальный прием на основе дискретных согласованных фильтров. Цифровые согласованные фильтры. Сопоставление коррелятора и согласованного фильтра. Оптимальная оценка непрерывных параметров сигнала. Критерии оптимальной оценки. Алгоритмы оптимального приема непрерывных сообщений. Нормальные и аномальные ошибки при приеме непрерывных сообщений. Примеры использования теории оптимальной фильтрации. Общие принципы расчета потенциальной помехоустойчивости систем передачи. Потенциальная помехоустойчивость систем связи с УМ. Пороговые явления.

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Акулиничев, Ю. П.** Теория электрической связи: Учебное пособие / Ю. П. Акулиничев. – СПб.: Издательство «Лань», 2010.
2. **Андреев, Р. Н.** – Теория электрической связи: Учебное пособие для вузов / Р.Н. Андреев. – М.: Горячая линия – Телеком, 2014.
3. **Биккенин, Р. Р.** Теория электрической связи : учебное пособие / Р. Р. Биккенин, М. Н. Чесноков. – М. : Академия, 2010.
4. **Бортновский, А. А.** Теория передачи сигналов – лабораторный практикум. В 3 ч. Ч. 1 / А. А. Бортновский, И. О. Жигалин; М-во трансп. и коммуникаций Респ. Беларусь, Белорус. гос. ун-т трансп. – Гомель: БелГУТ, 2016.
5. **Велигоша, А. В.** Общая теория связи: учебное пособие / А.В. Велигоша. – Ставрополь: Северо-Кавказский федеральный университет, 2014.
6. **Григорьев, В. А.** Теория электрической связи. Конспект лекций. / В.А. Григорьев. – СПб.: НИУ ИТМО, 2012.
7. **Клюев, Л. Л.** Теория электрической связи: учебник / Л. Л. Клюев. – Минск: Новое знание, 2016.
8. **Лузин, В. И.** Основы формирования передачи и приёма цифровой информации / В.И. Лузин. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2014.
9. Теория передачи сигналов на железнодорожном транспорте / Г. В. Горелов [и др.]. – М. : Транспорт, 1999.
10. **Фомичев, В. Н.** Цифровая система передачи. Методические указания к курсовому проектированию / В. Н. Фомичев; М-во образования Респ. Беларусь, Белорус. гос. ун-т трансп. – Гомель: БелГУТ, 2003.
11. **Фомичев, В. Н.** Теория передачи сигналов : лабораторный практикум / В. Н. Фомичев, И. О. Жигалин ; М-во образования Респ. Беларусь, Белорус. гос. ун-т трансп. – Гомель: БелГУТ, 2014.
12. **Фрейман, В. И.** Теория электрической связи. Помехоустойчивое кодирование в телекоммуникационных системах / В. И. Фрейман; Федеральное гос. бюджетное образовательное учреждение высш. проф. образования "Пермский нац. исслед. политехнический ун-т". – Пермь: ПНИПУ, 2011.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
1 Передача непрерывных сообщений с помощью импульсно-кодовой модуляции	6
1.1 Общие сведения о преобразованиях непрерывных сигналов в цифровых системах передачи.....	6
1.2 Дискретизация непрерывных сообщений	11
1.3 Квантование отсчетов по уровню	16
1.4 Формирование линейного сигнала.....	30
2 Временное разделение каналов в многоканальных системах связи	39
3 Синхронизация в цифровой системе передачи с импульсно-кодовой модуляцией	44
4 Принцип построения цифровой системы передачи с импульсно-кодовой модуляцией	46
5 Основные параметры цифровой системы передачи с импульсно-кодовой модуляцией	50
6 Порядок выполнения курсовой работы	51
6.1 Расчет основных параметров проектируемой цифровой системы передачи.....	51
6.2 Расчет спектра АИМ сигнала.....	53
6.3 Дискретизация сообщений по времени.....	56
6.4 Квантование отсчетов по уровню и их кодирование.....	65
6.5 Расчет погрешностей квантования.....	70
6.6 Формирование линейного сигнала.....	73
6.7 Расчет спектра линейного сигнала.....	76
6.8 Разработка структурной схемы многоканальной системы передачи с импульсно-кодовой модуляцией	81
Контрольные вопросы	82
Приложение А. Спектральные функции импульсов.....	93
Приложение Б. Программа дисциплины «Теория передачи сигналов»	94
Список рекомендуемой литературы	98

Учебное издание

Фомичев Владимир Николаевич
Жигалин Игорь Олегович

**ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА
ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ**

Учебно-методическое пособие

Редактор *И. И. Эвентов*
Технический редактор *В. Н. Кучерова*
Корректор *А. А. Павлюченкова*

Подписано в печать 00.00.2018 г. Формат бумаги 60x84^{1/16}
Бумага офсетная. Гарнитура Times. Печать на ризографе.
Усл. печ. л. 0,00. Уч.-изд. л. 0,00. Тираж 300 экз.
Зак № . Изд. № 88

Издатель и полиграфическое исполнение:
Белорусский государственный университет транспорта.
ЛИ № 02330/0552508 от 09.07.2009 г.
Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,
распространителя печатных изданий
№ 1/361 от 13.06.2014
№ 2/104 от 01.04.2014
Ул. Кирова, 34, 246653, Гомель