

Министерство образования и науки Российской Федерации

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего профессионального образования

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**

Кафедра телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР)

А.В. Пуговкин

ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И СЕТЕЙ

Учебное методическое пособие

2013

Корректор: Осипова Е.А.

Пуговкин А.В.

Основы построения инфокоммуникационных систем и сетей: учебное методическое пособие. — Томск: Факультет дистанционного обучения, ТУСУР, 2013. — 60 с.

Учебное методическое пособие содержит набор задач по семи темам. По каждой теме приводятся теоретические сведения, а затем решения задач.

Пособие предназначено для закрепления теоретического материала по дисциплинам «Основы построения инфокоммуникационных систем и сетей», «Телекоммуникационные системы и компьютерные сети» и т.п., а также для выполнения контрольных заданий и работ в системе дистанционного обучения по аналогичным дисциплинам.

© Пуговкин А.В., 2013

© Факультет дистанционного
обучения, ТУСУР, 2013

СОДЕРЖАНИЕ

Практическое занятие № 1. Уровни передачи.....	4
Практическое занятие № 2. Канал тональной частоты (КТЧ)	9
Практическое занятие № 3. Коррекция искажений в линейных трактах аналоговых систем передачи	14
Практическое занятие № 4. Сигналы линейного тракта ЦСП.....	20
Практическое занятие № 5. Компандирование в ЦСП.....	27
Практическое занятие № 6. ИКМ-30	36
Практическое занятие № 7. Линейные коды	40
Методические указания по курсу «Основы построения инфокоммуникационных систем и сетей»	47
1 Введение	47
2 Краткая программа курса «Основы построения инфокоммуникационных систем и сетей»	48
3 Выполнение контрольных работ	50
Список литературы	55
Приложение А	56

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 1

Уровни передачи

Общие сведения

Электрические сигналы количественно можно характеризовать мощностью, напряжением и(или) током. Однако в технике связи принято пользоваться логарифмическими характеристиками (уровнями передачи), что позволяет существенно упростить многие расчеты.

Уровень передачи сигнала — логарифмическое преобразование отношения энергетического параметра S (мощности P , напряжения U , тока I)

$$p = m \cdot \log_n \frac{S}{S_0},$$

где m — масштабный коэффициент;

n — основание логарифма;

S_0 — начало отсчета (отсчетное значение S).

Уровни передачи, вычисленные посредством десятичных логарифмов, называются децибелами, а посредством натуральных — неперами.

Уровни передачи в децибелах (дБ)

$$p_M = 10 \lg \frac{P}{P_0} \text{ — уровень передачи по мощности [дБм];}$$

$$p_U = 20 \lg \frac{U}{U_0} \text{ — уровень передачи по напряжению [дБн].}$$

Уровни передачи в неперах:

$$p_M = 0.5 \cdot \ln_n \frac{P}{P_0} \text{ — [Нпм]};$$

$$p_U = \ln_n \frac{U}{U_0} \text{ — [Нпн].}$$

Переход от децибел к неперам

$$\lg X = \lg e \cdot \ln X \rightarrow 1 \text{ Нп} = 8.69 \text{ Дб}; 1 \text{ дБ} = 0,115 \text{ Нп.}$$

В настоящее время принято пользоваться децибелами. В этом случае переход от уровней к энергетическим параметрам

$$\frac{P}{P_0} = 10^{0.1P_m} \Rightarrow P = P_0 10^{0.1P_m}.$$

Системы уровней передачи.

1. Абсолютные уровни.

В этом случае задают определенную мощность, напряжение или ток.

В электросвязи $P_0 = 1$ мВт (0 дБм).

Если задать R_0 , то можно определить U_0 , I_0 .

Для канала тональной частоты $R_0 = 600$ Ом,

для первичной группы $R_0 = 150$ Ом,

вторичной $R_0 = 75$ Ом.

2. Относительные уровни. В этом случае задается мощность на входе P_0 (любая) и отсчет ведется относительно нее

$$P_{0M} = 10 \lg \frac{P}{P_{ex}} = P_M - P_{exM},$$

относительный уровень выражается через разность абсолютных уровней в измеряемой точке и на входе.

Значения этих уровней численно равны усилению (ослаблению) по мощности (напряжению, току) участка тракта от начала до данной точки.

Точка тракта, где $P_{0M} = 0$ называется точкой нулевого относительного уровня (ТНОУ). Абсолютные уровни сигнала или шума, измеренные в этой точке, обозначают через дБМО или мВтО'.

3. Измерительные уровни, уровни в реальной системе, когда на вход системы подается калиброванное по мощности и частоте гармоническое колебание.

Для канала Т.Ч. $R_0 = 600$ Ом $U_0 = 0,74$ В, $I_0 = 1,29$ мА.

4. Диаграммы уровней — это зависимость значения уровня от расстояния в канале или тракте системы передачи.

Задачи:

Задача 1. Определить отсчетные значения параметров U_0 и I_0 для канала тональной частоты (ТЧ).

Решение:

Для канала ТЧ в точке с отсчетными значениями $P_0 = 1$ мВт, $R_0 = 600$ Ом,

$$P_0 = \frac{U^2}{R_0}, P_0 = I^2 R_0,$$

отсюда $U_0 = \sqrt{P_0 \cdot R_0} = \sqrt{1 \cdot 10^{-3} \cdot 600} = 0,774$ В;

$$I_0 = \sqrt{\frac{P_0}{R_0}} = \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{-3}}{600}} = 1,291 \text{ мА}.$$

Задача 2. Мощность сигнала на выходе усилителя 2 мВт.

Чему равна минимально допустимая мощность входного сигнала $P_{\text{ОВХ MIN}}$ и максимальная мощность помехи, подведенная ко входу $P_{\text{ПМАХ ВХ}}$, если коэффициент усилителя $K_0 = 56$ дБ, а требуемая защищенность сигнала от помехи $A_{3C} \geq 60$ дБ. $A_{3C} = 10 \lg \frac{P_{\text{сиг}}}{P_{\text{пом}}}.$

Решение:

1) Уровень выхода

$$P_{\text{М Вых.}} = 10 \lg P/P_0 = 10 \lg 2 = 3 \text{ дБм.}$$

2) Уровень входа

$$P_{\text{М ВХ MIN}} = P_{\text{М Вых}} - K_0 = -53 \text{ дБм.}$$

3) Уровень помехи

$$P_{\text{ПОМ МАХ}} = P_{\text{М ВХ MIN}} - A_{3C} = -113 \text{ дБм.}$$

4) Мощность сигнала

$$P_{\text{СИГ ВХ MIN}} = P_0 10^{0.1(-53)} = 10^{-3} 10^{-5.3} = 10^{-8.3} \approx 5 \cdot 10^{-9} \text{ Вт} = 5 \text{ нВт.}$$

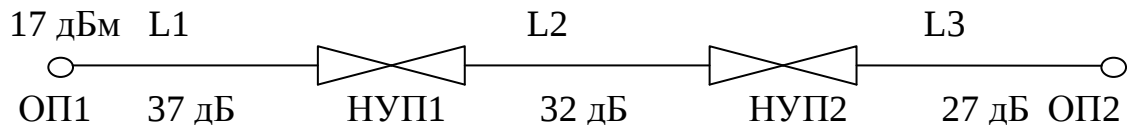
5) Мощность помехи

$$P_{\text{ПОМ МАХ}} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ нВт.}$$

Задача 3.

Затухание трех участков трассы на верхней частоте f_v даны на схеме, номинальное значение исходного уровня 17 дБм. Построить диаграмму уровней, считая, что усилители с АРУ полностью компенсируют затухания на каждом участке.

Определить результирующую мощность помехи на выходе, если на входах всех усилителей ее уровень –80 дБм:

**Решение:**

1) Уровни на входах усилителей:

$$p_{ВХ1} = 17 - 37 = -20 \text{ дБм};$$

$$p_{ВХ2} = 17 - 32 = -15 \text{ дБм};$$

$$p_{ВХ3} = 17 - 27 = -10 \text{ дБм}.$$

2) Защищенность сигнала на входе усилителей:

$$A_{31} = -20 - (-80) = 60 \text{ дБ};$$

$$A_{32} = -15 + 80 = 65 \text{ дБ};$$

$$A_{33} = -10 + 80 = 70 \text{ дБ}.$$

3) Мощность помехи, вносимая каждым участком в долях ТНОУ:

$$P_{noi} (\text{нВтО}) = 10^{+0,1(-A_{3i}+90)};$$

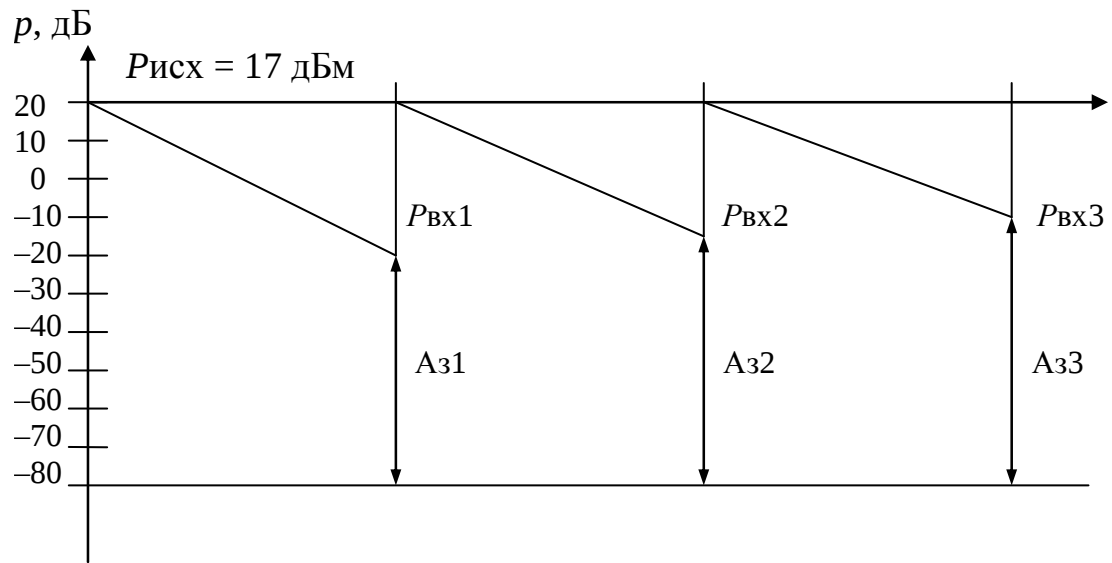
$P_{n1} = 10^{0,1(90-60)} = 10^3 = 1 \text{ нВтО}$, О — означает, что отсчет производится в ТНОУ;

$$P_{n1} = 10^{2,5} = 316 \text{ нВтО};$$

$$P_{n1} = 10^2 = 100 \text{ нВтО}.$$

Поскольку в аналоговых системах передачи происходит накопление помех, то $P_{n\Sigma} = 1416 \text{ нВтО}$.

Диаграмма уровней:



ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 2

Канал тональной частоты (КТЧ)

Общие сведения

1) Эквивалентная схема КТЧ.

КТЧ согласует двухпроводную абонентскую линию с четырехпроводной линией на АТС. На рис. 2.1 приведена схема канала ТЧ, содержащая по одному усилительному участку. Здесь же приведены абсолютные уровни передачи.

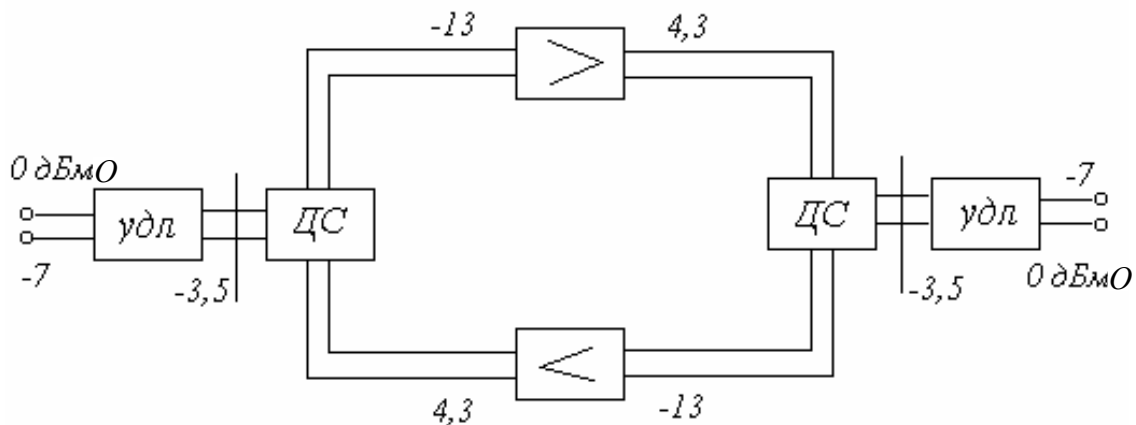


Рис. 2.1 — Схема канала ТЧ

0 дБмО — точка нулевого относительного уровня (ТНОУ);

ДС — дифференциальная система;

Удл — удлинитель — обеспечивает развязку и балансировку дифференциальной системы;

Остаточное затухание $\alpha_{ост} = \sum \alpha - K$;

Сопротивление линии $Z_{вх} = 600 \text{ Ом}$;

Полоса пропускания $\Delta f = 0,3 \dots 3,4 \text{ кГц}$;

Затухание на краях полосы $\Delta \alpha_{ост} \geq 8,7 \text{ Дб}$.

2) Телефонный сигнал.

Спектр речи с полосой $\Delta f = 50 \dots 10000 \text{ Гц}$ ограничен в телефоне до $300 \dots 3400 \text{ Гц}$.

Средняя мощность на входе КТЧ 88 мкВт по отношению к ТНОУ.

Коэффициент активности — учитывает отрезок времени, занятого и не занятого разговором $K_{акт} = 0,25$, тогда $P_{ср} = 22 \text{ мкВт}$.

Со служебными сигналами $K_{акт} = 0,35$ и $P_{ср} = 32 \text{ мкВт} \rightarrow -15 \text{ дБмО}$.

3) Собственные помехи в КТЧ.

Тепловые шумы:

$$P_{\text{тепл}} = \kappa T \Delta f \text{ — мощность тепловых шумов,}$$

где $\kappa = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град, $T = 300$ °K при комнатной температуре.

В усилителях появляются и дробовые шумы.

Дробовые шумы (флуктуации тока) — возникают за счет неравномерности движения электронов в усилительных элементах.

$$\text{Коэффициент шума — } N = \frac{P_{\text{свх}} / P_{\text{нвх}}}{P_{\text{свых}} / P_{\text{нвых}}},$$

$$n = 10 \lg N = 10 \lg \frac{P_{\text{нвых}}}{k P_{\text{нвх}}} \text{ — коэффициент шума, выраженный в дБ,}$$

где k — коэффициент усиления.

$$n = 10 \lg N = A_{\text{зсвх}} - A_{\text{зсвых}},$$

где $A_{\text{зсвх}}$ — защищенность сигнала от помех на входе;

$A_{\text{зсвых}}$ — защищенность сигнала от помех на выходе.

$$p_{\text{нвых}} = p_{\text{нвх}} + k + n \text{ — уровни.}$$

$P_{\text{нвых}} = 10^{0,1(P_{\text{нвх}} + k + n)}$ — абсолютные величины мощности помехи.

Нормирование помех:

$$1. A_z = p_c - p_n.$$

$$2. \text{Псофометрическое взвешивание — } P_{nnc} = K_{nc}^2 P_n.$$

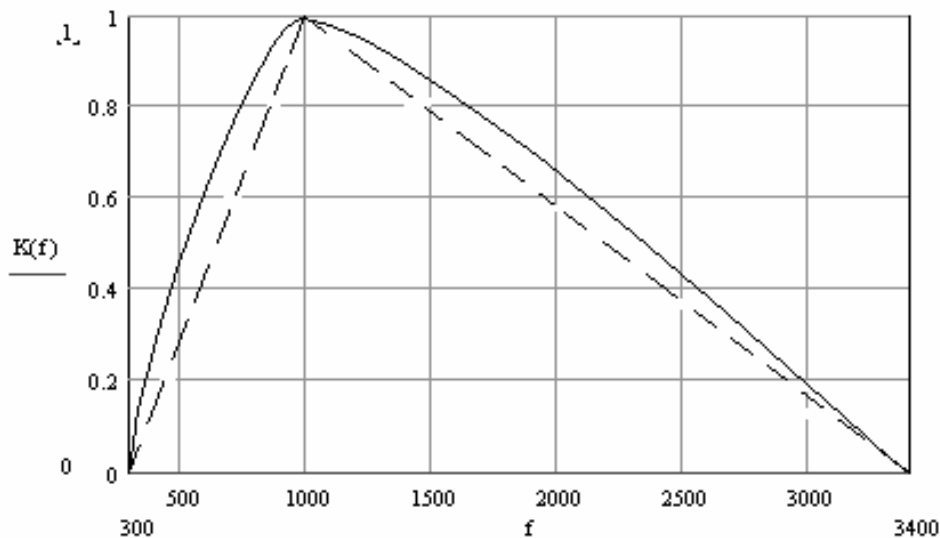


Рис. 2.2 — Частотная характеристика системы «КТЧ-УХО»

В полосе 300—3400 Гц шум на разных частотах воздействует на ухо неравномерно. Для более простого описания шума заменяют действие шума в такой полосе с неравномерной характеристикой (рис. 2.2), на воздействие шума на одной частоте 800 Гц.

$$K_{nc} = \sqrt{\int K_f^2 \cdot df} \text{ — психофотметрический коэффициент.}$$

Для канала тональной частоты $K_{nc} = 0,75$.

Среднее значение мощности помехи за любой час в ТНОУ нормируется. Например, для линии в 2500 км

$$P_{nc} \leq 10\,000 \text{ нВт.}$$

Из них 2 500 нВт распределяется на НУП и ОУП (преобразовательное оборудование) и 7 500 нВт — линейный тракт.

Для того, чтобы описать помехи в линиях разной длины вводят понятие мощность шума на 1 км длины:

$$\text{в нашем случае это } 3 \text{ нВт} \left(P_{\text{лм}} = \frac{7500}{2500} = 3 \text{ нВт ПСОФ} \right).$$

Для современных систем передачи эта норма еще более жесткая 1,5 нВт на 1 км.

Для двух оконечных станций (АТС) и одного переприема на низкой частоте норма 400—800 нВТ.

Задачи

Задача 1. Построить диаграмму уровней КТЧ. Определить затухание и усиление на отдельных участках канала. Перейти от абсолютных уровней по ТНОУ к уровням по среднему сигналу.

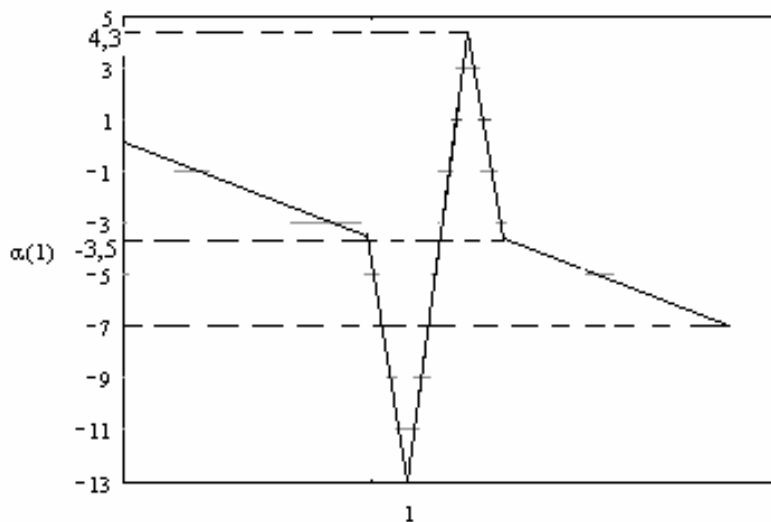


Рис. 2.3 — Диаграмма уровней КТЧ на участке абонент-АТС

Решение:

$$1) \alpha_{удл} = -3,5 \text{ дБ.}$$

$$\alpha_{ДС \rightarrow} = -9,5 \text{ дБ.}$$

$$K_{ус} = 17,3 \text{ дБ.}$$

$$\alpha_{ДС \leftarrow} = -7,8 \text{ дБ.}$$

$$\alpha_{удл} = -3,5 \text{ дБ.}$$

$$2) \alpha_{ост} = \sum \alpha - K_{ус} = 24,3 - 17,3 = 7 \text{ дБ.}$$

3) Мощность среднего сигнала на входе 32 мкВт , – 15 дБмО . Все уровни по среднему сигналу меньше на 15 дБ абсолютных значений.

Задача 2. Расчет мощности собственных помех в КТЧ**Решение:**

$$1. P_{тепл} = \kappa T \Delta f = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 3,1 \cdot 10^3 = 1,2834 \cdot 10^{-17} \text{ Вт или } P_{тепл} = -140 \text{ дБмО.}$$

2. Шумы усилителя, выраженные через коэффициент шума.

$$n = 10 \cdot \lg \frac{P_{н \text{ вых}}}{P_{тепл} \cdot K} \text{ или } P_{н \text{ вых}} = P_{тепл} + n + K.$$

К находим из диаграммы уровней —

$$17,3 = -140 + 17,3 + 7,7 = -115 \text{ дБмО.}$$

Мощность шума на выходе

$$P_{ш. \text{ вых.}} = P_{теп} \cdot N \cdot K.$$

Переходя от логарифмической характеристики n к N , найдем $N = 10^{0,1n} = 10^{0,77} = 5,5$.

$$P_{ш. \text{ вых.}} = 1,28 \cdot 10^{-17} \cdot 5,5 \cdot 50 = 3,5 \cdot 10^{-3} \text{ нВт.}$$

Задача 3. Проверим соответствие величины полученной мощности собственных помех предельно допустимым. В условиях города наиболее типичной ситуацией является такая, когда абоненты связываются через две или три АТС (рис. 2.4).

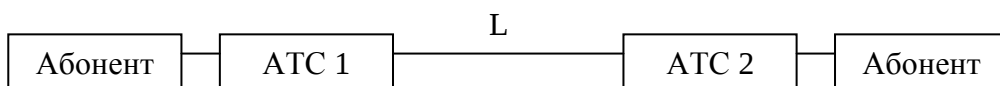


Рис. 2.4

Для участка Абонент 1 — АТС мощность шумов составляет $3,3 \cdot 10^{-3}$ нВт. На участке АТС 1—АТС 2 коэффициент усиления усилителя АТС 2 в зависимости от расстояния L может равняться от 15 до 35 дБ. Повторяя вычисления $n 2$ этой задачи, получим:

$$P_{ш. \text{вых } 2.} = 1,23 \cdot 10^{-17} \cdot 5,5 \cdot 3160 = 0,22 \text{ нВт.}$$

Норма для участка составляет 400—800 нВт, из них на долю собственных шумов приходится $\frac{1}{4}$ часть, т.е. 100—200 нВт.

Эта величина существенно больше, чем

$$P_{ш. \text{вых } 1} + P_{ш. \text{вых } 2.} = 0,22 \text{ нВт} + 3,5 \cdot 10^{-3} \text{ нВт.}$$

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 3

Коррекция искажений в линейных трактах аналоговых систем передачи

Общие сведения

Многоканальные аналоговые системы передачи (АСП) строятся преимущественно по технологии частотного разделения каналов (ЧРК).

Системы с ЧРК нуждаются в коррекции, так как в линейном тракте присутствуют частотные искажения, которые возникают из-за нелинейности АЧХ- и ФЧХ-тракта. В АСП наиболее сильное влияние на прохождение сигнала оказывают искажения АЧХ (рис. 3.1).

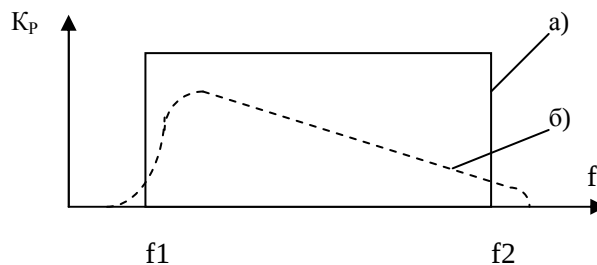


Рис. 3.1 — АЧХ идеального (a) и реального (б) тракта АСП

На этом рисунке K_p — коэффициент передачи по мощности. Для компенсации искажений АЧХ (их также называют линейными искажениями) применяют корректоры трех видов:

- 1) Плоский регулятор.
- 2) Наклонный регулятор.
- 3) Криволинейный регулятор.

Характеристики этих регуляторов приведены на рис. 3.2.

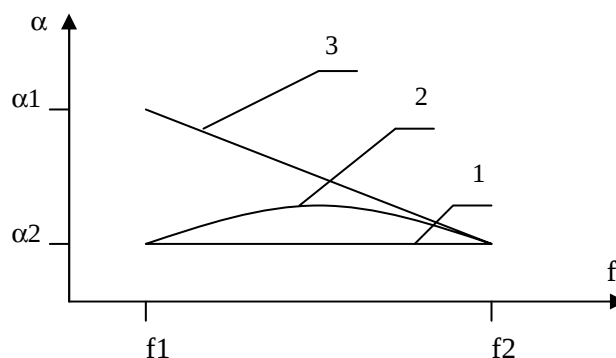


Рис. 3.2 — Затухания, вносимые в тракт АСП плоским (1), наклонным (2) и криволинейным (3) корректорами

Основные способы включения амплитудных корректоров АЧХ (рис. 3.3) на входе усилителя (а) и в цепи отрицательной обратной связи (б) и их комбинация.

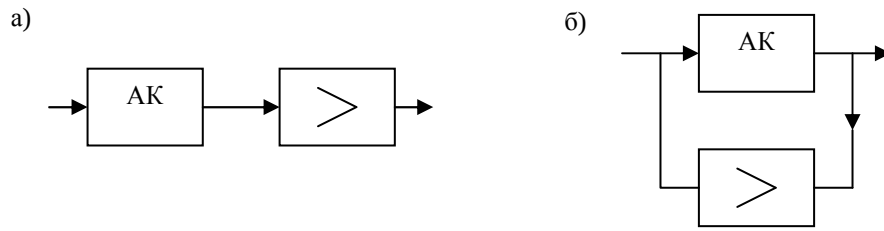


Рис. 3.3 — Способы включения корректоров

В первой схеме ухудшается защищенность системы по отношению к помехам. Во второй наличие частотно-зависимой обратной связи может привести к самовозбуждению, поэтому перепад затухания (усиления) в корректоре не должен превышать 15—20 дБ.

Одной из важнейших характеристик АСП является их защищенность от шумов:

$$A_{ЗС} = 20 \lg \frac{P_{сиг}}{P_{ном}} = p_C - p_{П},$$

где $P_{сиг}$, $P_{ном}$ — средняя мощность сигнала и помехи, а p_C и $p_{П}$ — их уровни.

Включение корректоров влияет на защищенность АСП, поэтому целью данного практического занятия является исследование АЗС с различными способами включения корректоров.

Задачи

Задача 1. Сравнить по защищенности усилительные участки АСП на базе коаксиальной кабельной цепи с корректором на входе и с корректором в цепи обратной связи, если заданы следующие параметры:

длина участка $L = 8$ км,

частотный диапазон: $f_1 = 0,8$ МГц, $f_2 = 1,6$ МГц,

коэффициент шума усилителя $N = 10$,

коэффициент затухания линии на частоте 1 МГц $\alpha = 4$ дБ,

затухание корректора на частоте f_2 $A_K(f_2) = -2$ дБ,

уровень сигнала на входе линии $p_{вх} = 0$ дБмО.

Примечание: при выполнении задания считать:

- затухание в линии рассчитывается по формуле:

$$A_l = \alpha_\alpha \sqrt{f_{(МГц)}} L(\text{км});$$

- уровень сигнала на входе и выходе участка АСП должен быть одинаковым.

Решение:

1. Схема с корректором на входе:

1.1. Рассчитываем остаточное затухание на выходе линии на крайних частотах диапазона:

Коэффициент затухания

$$\alpha(f_1) = \alpha_1 \sqrt{f_1} = 3,58 \text{ дБ/км},$$

$$\alpha(f_2) = \alpha_2 \sqrt{f_2} = 5,06 \text{ дБ/км},$$

$$A_l(f_1) = \alpha(f_1) \cdot L = 28,6 \text{ дБ},$$

$$A_l(f_2) = \alpha(f_2) \cdot L = 40,5 \text{ дБ}.$$

Таким образом, если учесть, что в точке относительного нулевого уровня $p = 0$ дБмО, уровни сигнала на входе корректора будут:

$$p_{к\text{ вх}}(f_1) = p_{вх} - A_l(f_1) = 0 - 28,6 \text{ дБ} = -28,6 \text{ дБмО},$$

$$p_{к\text{ вх}}(f_2) = -40,5 \text{ дБмО}.$$

1.2. Уровень сигнала на выходе корректора:

$$p_{к\text{ вых}}(f_2) = p_{к\text{ вх}}(f_2) + A_k(f_2) = -42,5 \text{ дБмО}.$$

Для соблюдения условий коррекции уровни сигнала на всех частотах должны быть одинаковыми. Поэтому:

$$p_{к\text{ вых}}(f_1) = p_{к\text{ вых}}(f_2) = -42,5 \text{ дБмО}.$$

1.3. Рассчитываем мощность шумов на входе корректора, считая линию пассивным элементом. В этом случае шумы будут только тепловыми:

$$\begin{aligned} P_{ш\text{ кор}} &= kT\Delta f = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{град К}} \cdot 300 \text{ град К} \cdot 0,8 \cdot 10^6 \text{ Гц} = \\ &= 3,31 \cdot 10^{-15} \text{ Вт}. \end{aligned}$$

Уровень шумов:

$$p_{ш\text{ кор}} = 10 \lg p_{ш\text{ кор}} = -144,7 \text{ дБ} = -114,7 \text{ дБмО}.$$

1.4. Уровень шумов на выходе корректора будет увеличен за счет дробовых шумов усилителя. Эти шумы рассчитываются через коэффициент шума N :

$$p_{ш\text{ кор вых}} = p_{ш\text{ кор вх}} + 10\lg N = -114,7 + 10 = -107,7 \text{ дБмО.}$$

Защищенность сигнала:

на входе корректора

$$A_{зс\text{ к вх}} = p_{к\text{ вх}}(f_1) - p_{ш\text{ кор вх}} = -28,6 - (-114,7) = 86,1 \text{ дБ;}$$

$$A_{зс\text{ к вх}}(f_2) = -40,5 - (-114,7) = 74,2 \text{ дБ;}$$

на выходе корректора

$$\begin{aligned} A_{зс\text{ к вых}}(f_1) &= A_{зс\text{ к вых}}(f_2) = p_{к\text{ вых}}(f) - p_{ш\text{ к вых}}(f) = \\ &= -42,5 - (-104,7) = 62,2 \text{ дБ} \end{aligned}$$

1.5. Рассчитаем коэффициент усиления усилителя, учитывая, что сигнал на выходе линии должен быть равен сигналу на входе:

$$K(f_1, f_2) = p_{вх} - p_{к\text{ вых}} = 0 - (-42,5 \text{ дБмО}) = 42,5 \text{ дБ,}$$

усилитель будет частотннезависимым.

1.6. Защищенность сигнала на выходе усилителя. Учтем, что шумы, приведенные ко входу усилителя, также усиливаются по мощности:

$$p_{ш\text{ вых}} = p_{ш\text{ вых кор}} + K = -104,7 \text{ дБмО} + 42,5 \text{ дБ} = -62,2 \text{ дБмО;}$$

$$A_{зс\text{ вых}} = 0 - (-62,2 \text{ дБмО}) = 62,2 \text{ дБ.}$$

Используя полученные результаты, построим диаграмму уровней (рис. 3.4).

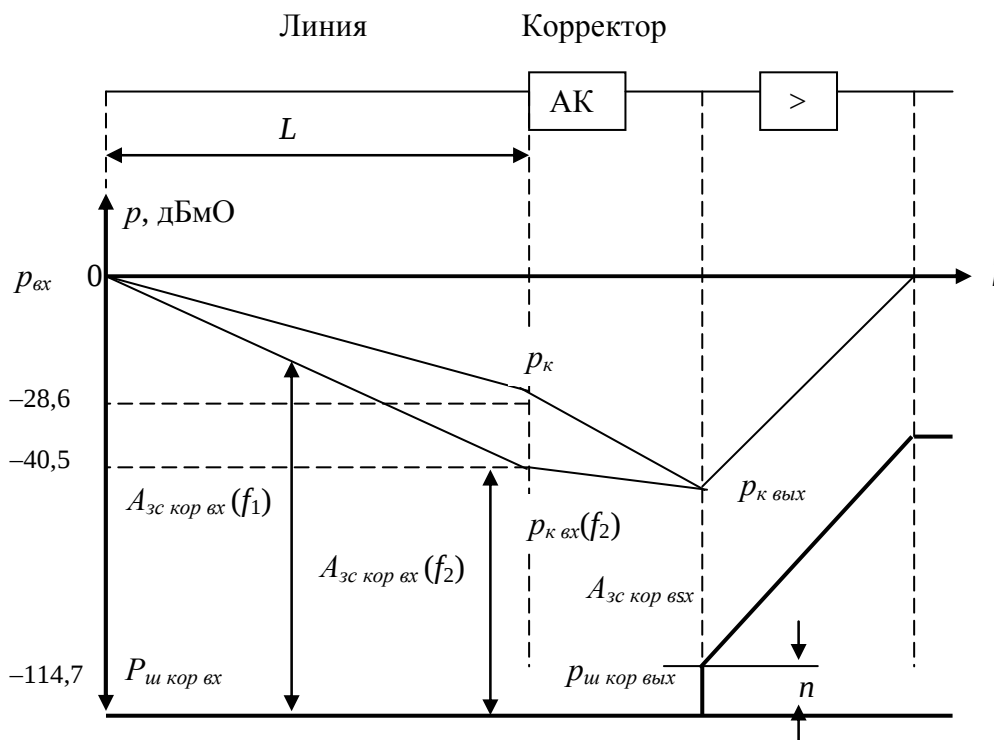


Рис. 3.4 — Диаграмма уровней участка АСП с корректором на входе

Из диаграммы видно, что защищенность сигнала на входе корректора различна в частотном диапазоне. После корректора она выравнивается, но за счет ухудшения помехоустойчивости на нижних частотах. Усилитель понижает помехоустойчивость АСП на уровень коэффициента шума n .

1) Схема с корректором в цепи обратной связи:

а) Затухание, уровни на входе корректора и шумы рассчитываются аналогично п.п. 1.1., 1.2. и 1.3.

б) Поскольку в усилителе, в цепи обратной связи $\alpha(\omega)$ зависит от частоты

$$K(\omega) = \frac{K}{1 - K\alpha(\omega)},$$

то и коэффициент передачи усилителя будет частотнозависимым. За счет этого и осуществляется коррекция. Найдем усиление, необходимое для реализации коррекции и восстановления уровня входного сигнала:

$$K(f_1) = p_{\text{вх}} - p_{\text{к вх}}(f_1) = 0 - (-28,6) = 28,6 \text{ дБ};$$

$$K(f_2) = 0 - (-40,5) = 40,5 \text{ дБ}.$$

в) Проверим корректор на устойчивость:

$$\Delta K = K(f_2) - K(f_1) = 11,9 \text{ дБ} < 15 \text{ дБ}.$$

АСП с корректором устойчива.

г) Защищенность сигнала на входе корректора (усилителя). Здесь, помимо того, что затухание в линии зависит от частоты, надо учесть сразу коэффициент шума:

$$A_{\text{зс кор вх}}(f_1) = 86,1 - 10 = 76,1 \text{ дБ};$$

$$A_{\text{зс кор вх}}(f_2) = 74,2 - 10 = 64,2 \text{ дБ}.$$

д) При расчете защищенности сигнала на выходе усилителя в отличие от предыдущего случая надо учесть, что шумы усиливаются на разных частотах по-разному. Поэтому и защищенность на разных частотах будет различна.

$$A_{\text{зс вых}}(f_2) = 0 - (p_{\text{ш вх}} + n + K(f_1)) = 0 - (-114,7 + 10 + 40,5) = 64,2 \text{ дБ},$$

$$A_{\text{зс вых}}(f_1) = 0 - (-114,7 + 10 + 28,6) = 76,1 \text{ дБ}.$$

е) Построим диаграмму уровней (рис. 3.5):

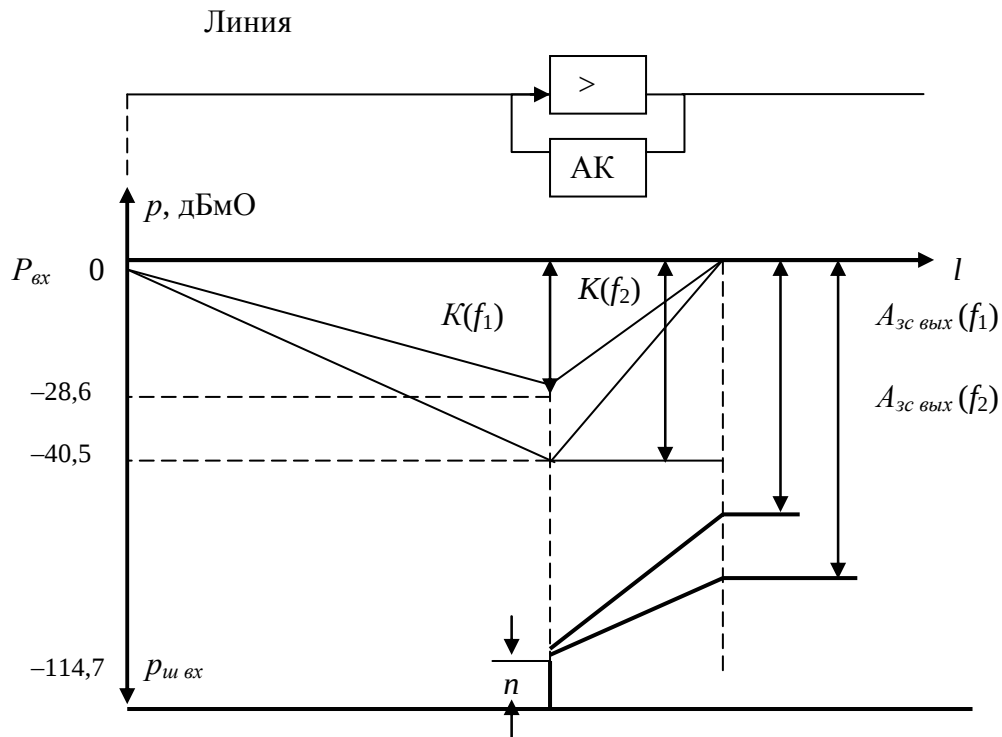


Рис. 3.5 — Диаграмма уровней для АСП с корректором в цепи обратной связи

Основное отличие этой схемы от предыдущей состоит в том, что защищенность системы передачи зависит от частоты. На высоких частотах она меньше. Поэтому низкочастотные каналы защищены хуже.

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 4

Сигналы линейного тракта ЦСП

Общие сведения:

В цифровых системах передачи (ЦСП) применяются однополярные или биполярные импульсные сигналы. Форма импульсов может быть различной и довольно сложной, но в качестве их модели часто используют прямоугольные импульсы (рис. 4.1).

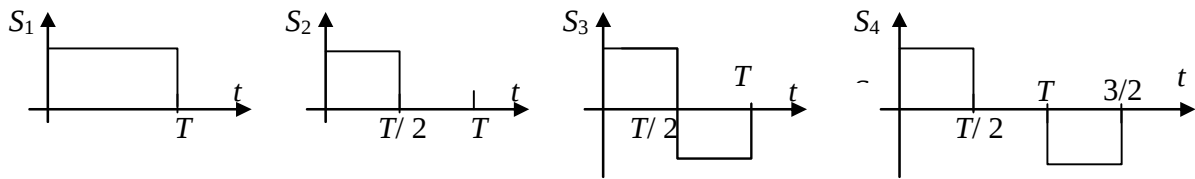


Рис. 4.1 — Импульсные сигналы

Спектральные характеристики (спектры) сигналов находятся с помощью преобразований Фурье:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t)e^{-i\omega t} dt \quad (4.1)$$

для непериодических сигналов и

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t)e^{-i\omega_n t} dt \quad (4.2)$$

для периодических сигналов с периодом T и $\omega_n = n \frac{2\pi}{T}$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Модуль спектра одиночного прямоугольного импульса длительностью τ_n есть

$$S(\omega) = S_0 \tau_n \left| \frac{\sin \omega \tau_{n/2}}{\omega \tau_{n/2}} \right|, \quad (4.3)$$

а спектр биполярного сигнала

$$S_n = 2S_0 \tau_n \left| \frac{\sin \omega \tau_{n/2}}{\omega \tau_{n/2}} \right| \left| \sin \frac{\omega t_0}{2} \right|, \quad (4.4)$$

где t_0 — расстояние между импульсами. Эти спектры есть непрерывные функции частоты ω .

Спектры периодических сигналов являются дискретными функциями частоты и имеют отсчетные значения в точках $\omega_n = n \frac{2\pi}{T}$. Огибающая отсчетных значений пропорциональна значениям непрерывного спектра непериодического сигнала:

$$C_n = \frac{1}{T} S(\omega_n). \quad (4.4)$$

Если цифровой сигнал $S(t)$ квазипериодический (а такие сигналы чаще всего и присутствуют в ЦСП) (рис. 4.2), то его можно представить как сумму периодического сигнала $S_T(t)$ и случайного непериодического сигнала $S_{cl}(t)$.

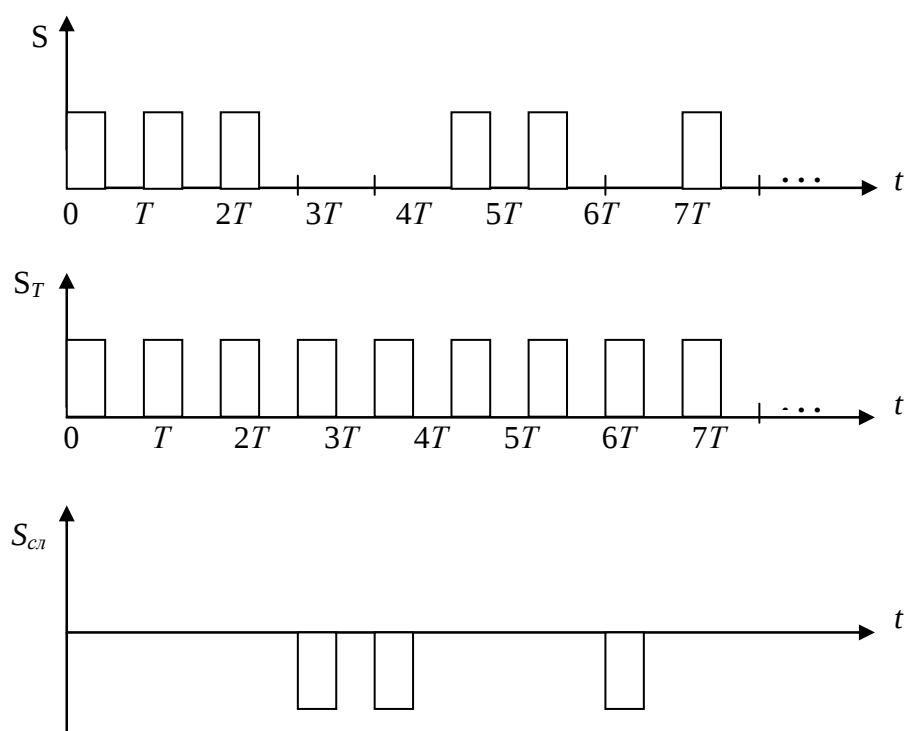


Рис. 4.2 — Квазипериодический сигнал

Спектр случайного сигнала является непрерывным и по форме совпадает со спектром одиночного импульса.

Задачи

Задача 1. Записать аналитические выражения, изобразить графически и проанализировать спектры непериодических сигналов $S_1(t)$, $S_2(t)$, $S_3(t)$, $S_4(t)$.

Решение:

1. Используя (4.3) и полагая $\tau_n = T$ и $\frac{T}{2}$, найдем

$$|S_1(\omega)| = S_0 T \left| \frac{\sin \omega \frac{T}{2}}{\omega \frac{T}{2}} \right|, \quad (4.5)$$

$$|S_2(\omega)| = S_0 \frac{T}{2} \left| \frac{\sin \omega \frac{T}{4}}{\omega \frac{T}{4}} \right|. \quad (4.6)$$

Изобразим спектры графически, используя по оси абсцисс безразмерную координату ωT . Как и следовало ожидать, спектр короткого импульса длительностью $T/2$ в два раза шире.

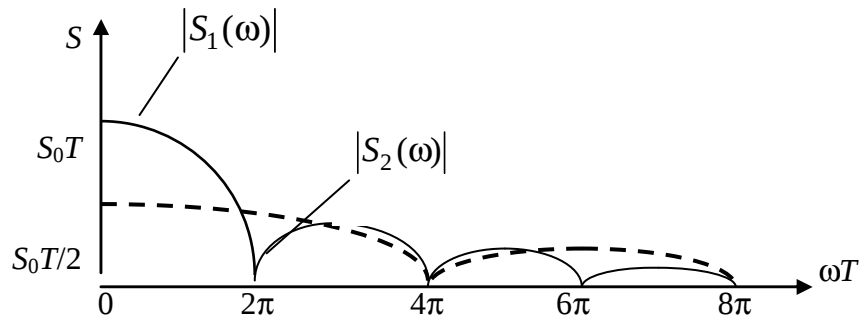


Рис. 4.3 — Спектры $|S_1(\omega)|$ и $|S_2(\omega)|$

2. Из (4.4) найдем спектры двух других сигналов, полагая $\tau_n = \frac{T}{2}$, а $t_0 = \frac{T}{2}$ и T

$$|S_3(\omega)| = 2S_0 \frac{T}{2} \left| \frac{\sin \omega \frac{T}{4}}{\omega \frac{T}{4}} \right| \left| \sin \omega \frac{T}{4} \right|, \quad (4.7)$$

$$|S_4(\omega)| = 2S_0 \frac{T}{2} \left| \frac{\sin \omega \frac{T}{4}}{\omega \frac{T}{4}} \right| \left| \sin \omega \frac{T}{2} \right|. \quad (4.8)$$

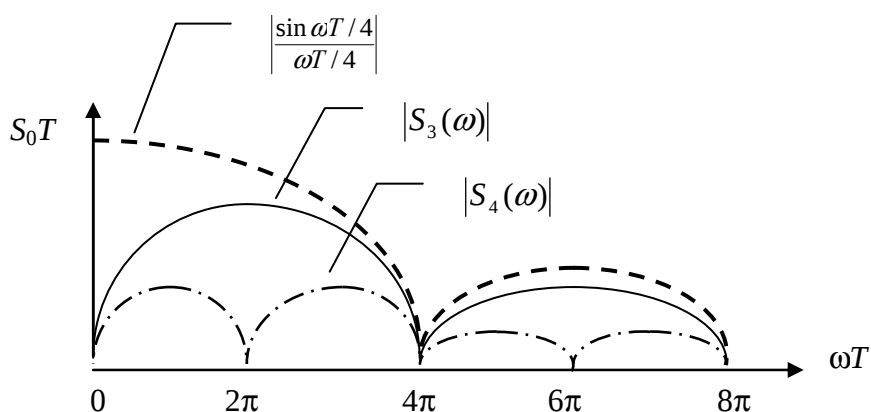


Рис. 4.4 — Спектры $|S_3(\omega)|$ и $|S_4(\omega)|$

У обоих сигналов $S_3(t)$ и $S_4(t)$ отсутствует постоянная составляющая. Спектры носят изменяющийся «лепестковый» характер. У спектра $S_4(\omega)$ лепестки возникают чаще, так как расстояние между импульсами больше.

Задача 2. Найти и проанализировать спектры периодических сигналов, образованных из сигналов $S_1(t)$, $S_2(t)$, $S_3(t)$, $S_4(t)$. Для сигналов S_1 , S_2 , S_3 — период T , для S_4 — $2T$.

Решение:

Используя условие (4.4) и рисунки (4.3) и (4.4), построим спектры периодических сигналов (рис. 4.5). Из этого рисунка можно сделать следующие выводы:

1. Сигнал $S_1(t)$, периодически продолженный, представляет собой постоянный уровень и содержит в спектре только одну составляющую при $\omega = 0$.

2. Спектр $S_2(\omega)$ содержит постоянную составляющую, первую, третью и все нечетные гармоники.

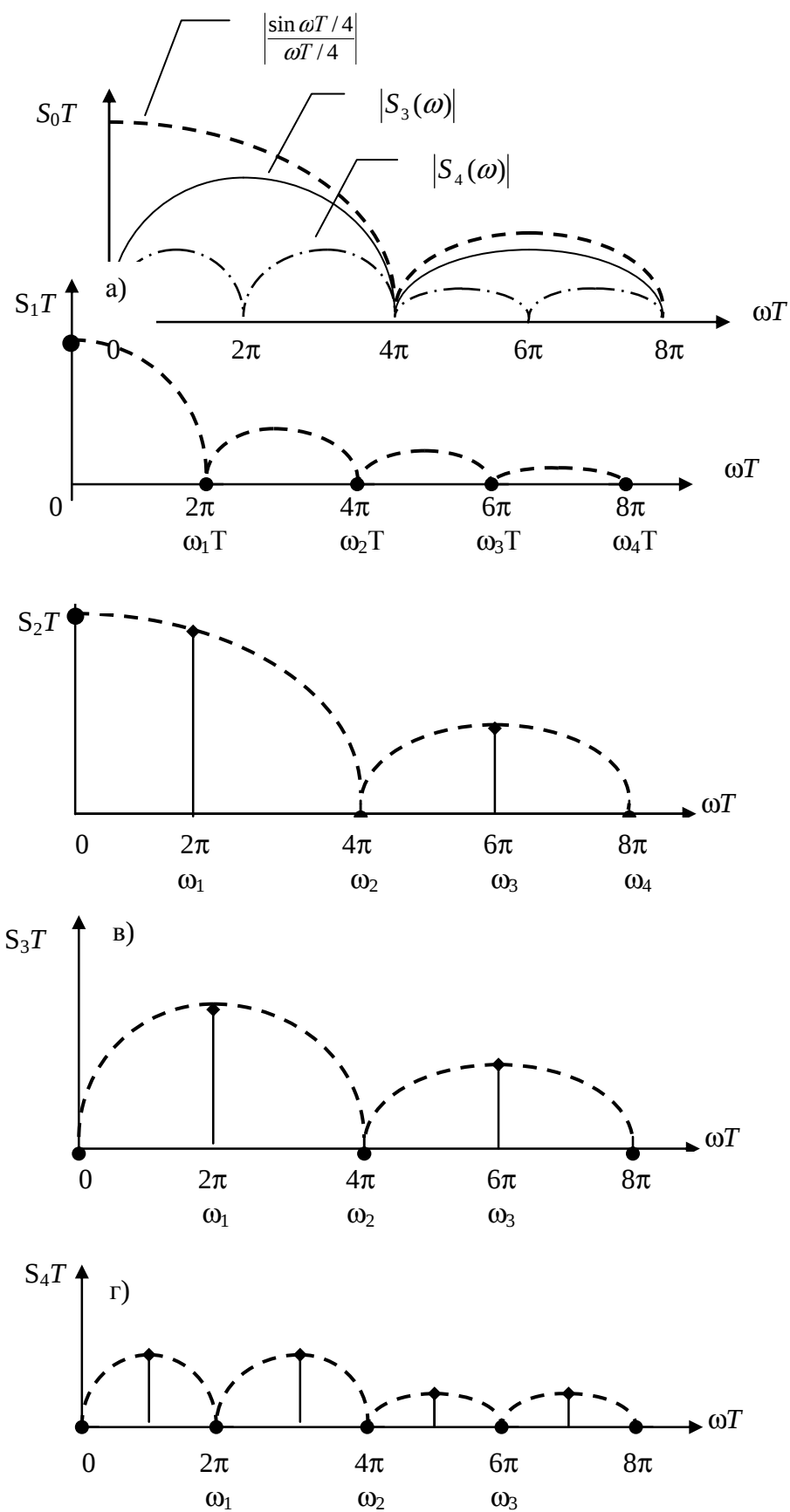


Рис. 4.5 — Спектры периодических сигналов

3. Сигнал S_3 содержит в спектре только нечетные гармоники. Причем преобладающей является первая.

4. Спектр сигнала S_4^T , так же как и S_3^T , содержит отличные от нуля гармоники, которые идут с частотным интервалом в два раза меньшим, так как период этого сигнала в два раза больше. На частотах, связанных с периодом T (ω_1 , ω_2 и т.д.), амплитуды в их гармониках равны нулю.

5. Общий вывод: для передачи по каналу связи предпочтительны сигналы $S_3(t)$ и $S_4(t)$, т.к. они не имеют постоянной составляющей, а для выделения тактовой частоты (ω_1) предпочтительны сигналы $S_2(t)$ и $S_3(t)$.

Задача 3. Найти спектр квазипериодического сигнала (рис. 4.6) в общем виде.

Решение:

Поскольку сигнал $S(t)$ является суммой двух

$$S(t) = S_T(t) + S_{\text{сл}}(t), \quad (4.9)$$

то и спектр находится как сумма спектров

$$S(\omega) = S_T(\omega) + S_{\text{сл}}(\omega). \quad (4.10)$$

Спектр $S_T(\omega)$ нам известен

$$S_T(\omega) = \sum_{n=0}^{\infty} S_2(\omega_n). \quad (4.11)$$

Это спектр однополярного периодического сигнала $S_2(t)$.

Оставшийся сигнал $S_{\text{сл}}(t)$ содержит прямоугольные импульсы длительностью $T/2$, которые расположены друг относительно друга самым произвольным образом. Поэтому при нахождении суммарного спектра фазовые множители, определяемые временным сдвигом, будут суммироваться так, что их сумма дает нуль. Поэтому спектр суммы по форме будет совпадать со спектром одиночного импульса и будет непрерывным

$$S_4(\omega) \sim S_2(\omega). \quad (4.12)$$

Окончательно изобразим спектр квазипериодического сигнала как суперпозицию дискретного и непрерывного спектров.

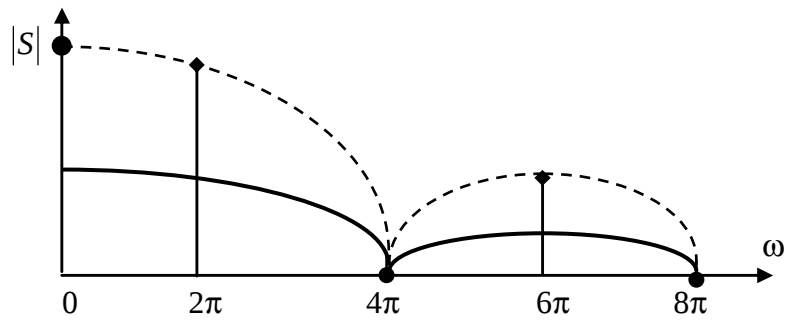


Рис. 4.6 — Спектр квазипериодического сигнала

Нетрудно видеть, что этот сигнал содержит тактовую частоту ω и удобен для синхронизации. Вместе с тем в сигнале большая постоянная составляющая, что невыгодно для передачи по линии.

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 5

Компандирование в ЦСП

Общие сведения

Назначение компандирования — это сжатие амплитудных значений отсчетов за счет неравномерного квантования (эквивалент логарифмический усилитель).

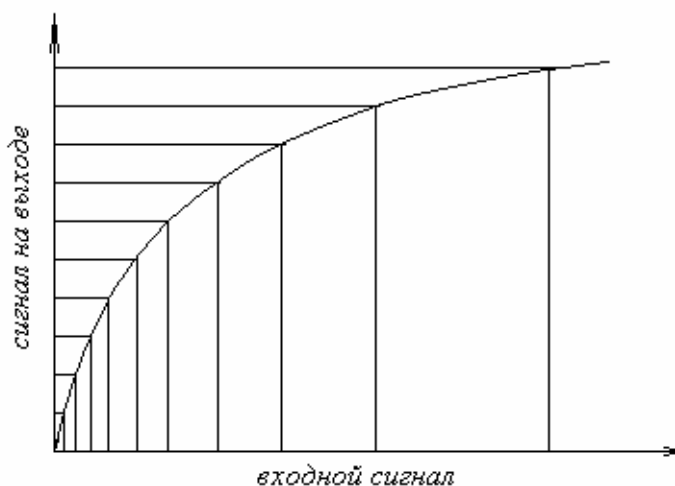


Рис. 5.1 — Логарифмическая характеристика

Основные требования к компандеру:

1. Компрессия должна быть совмещена с кодированием.
2. Восьмиразрядная кодовая комбинация.
3. Минимизация шумов квантования.
4. Введение сигнализации.

Пути реализации

Замена плавной логарифмической кривой на ломаную линию (рис. 5.2).

Для упрощения процесса преобразования выбрана специальная характеристика компандирования с $\mu = 255$. Эта характеристика имеет особое свойство, которое заключается в возможности хорошей ее аппроксимации ломаной линией, состоящей из восьми прямолинейных отрезков. Более того, тангенс угла наклона прямой на каждом из последующих отрезков (которые часто носят название сегментов) точно равен половине тангенса угла наклона прямой на предыдущем отрезке. Общий результат со-

стоит в том, что большие шаги квантования имеют размеры, равные размерам меньших шагов квантования, умноженным на числа, равные степеням двух. Благодаря этому свойству кодовая комбинация, отображающая компрессированный сигнал, может быть легко преобразована (экспандирована) в линейную форму. Аналогично линейная форма легко преобразуется в компрессированную. При компрессировании больших значений дискретов наименее значащие разряды отбрасываются. Число отброшенных несущественных разрядов кодируется и включается в кодовую комбинацию компрессированного сигнала (на специально отведенных местах). Таким образом, цифровое компандирование аналогично записи чисел в логарифмическом представлении.

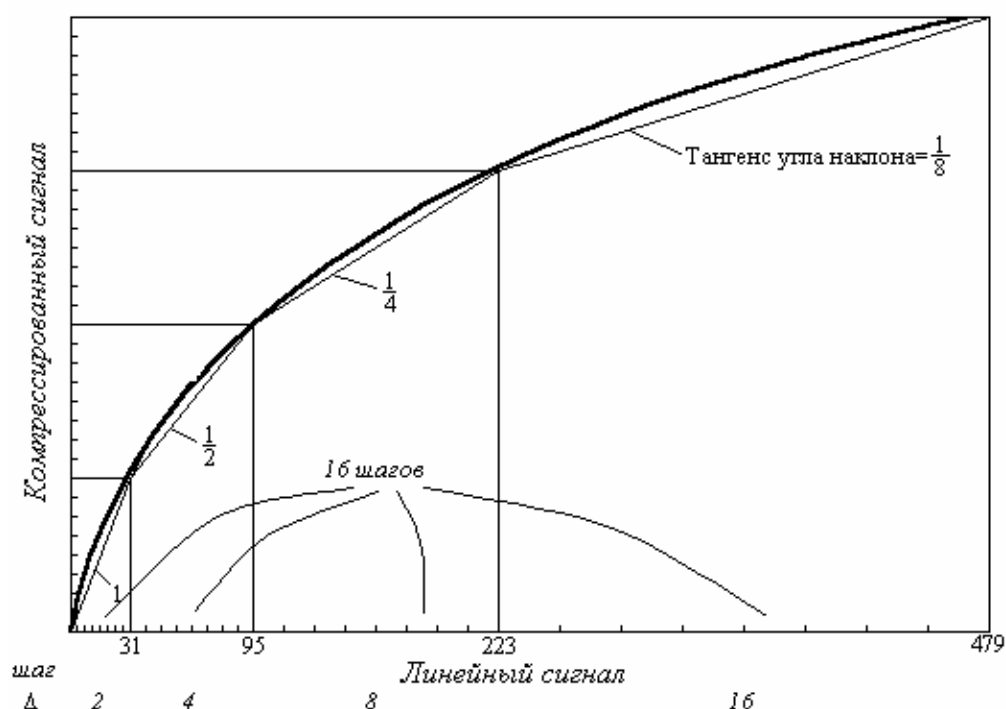


Рис. 5.2 — Первые четыре сегмента аппроксимации кривой компрессирования при $\mu = 255$ отрезками прямых линий

Как показано на рис. 5.2, каждый сегмент линейно-ломаной аппроксимации делится на шаги квантования равного размера. Для восьмиразрядных кодов комбинаций число шагов квантования, приходящихся на сегмент, составляет 16. Таким образом, восьмиразрядная кодовая комбинация, отображающая характеристику с $\mu = 255$, состоит из одного разряда полярности, трех раз-

рядов, указывающих номер сегмента, и четырех разрядов, указывающих номер шага квантования внутри сегмента (рис. 5.3).



Рис. 5.3 — Формат восьмиразрядной ИКМ комбинации с компандированием по закону $\mu = 255$

В приложении А указаны конечные точки сегментов, шаги квантования и соответствующие коды сегментов и шагов квантования.

Прямое кодирование. Определение n, c, k . (алгоритм 1)

1. $n = 0$ — положительная полярность;
 $n = 1$ — отрицательная полярность.
2. $c = a$; a находится из неравенства
 $x < 64 \cdot 2^a - 33$ при наименьшем a
(a принимает значения $0, 1 \dots 7$),
где x — значение дискреты.

3. k

Находится остаток:

$$r = \begin{cases} x, & c = 0 \\ x - (32 \cdot 2^c - 33), & c = 1, 2 \dots 7 \end{cases}$$

$k = b$ находится из неравенств:

$$r < \begin{cases} 2 \cdot b + 1, & c = 0 \\ 2^{c+1} \cdot (b + 1), & c = 1, 2 \dots 7 \end{cases}, \text{ при наименьшем } b,$$

где $b = 0, 1 \dots 15$.

Декодирование (алгоритм 1)

Определение значения в средней точке между двумя шагами.

$$y_n = (2 \cdot k + 33) \cdot 2^c - 33,$$

где n — целое число, полученное при соединении двоичных представлений c и k в одно число.

Преобразование на основе линейного кодирования (алгоритм 2)

Первый алгоритм дает средства для реализации ИКМ кодера с компандированием по закону $\mu = 255$ путем использования 13-разрядного кодера с равномерным квантованием, вслед за которым включается цифровое логическое устройство, выполняющее функцию компрессирования. Второй алгоритм показывает, как реализовать функцию декодера, проведя сначала экспандирование кодовой комбинации, отражающей компрессированный сигнал, в 13-разрядную кодовую комбинацию линейного кода для использования в формировании дискретов на выходе.

Как и в алгоритме 1, разряд полярности определяется:

$n = 0$ — положительная полярность;

$n = 1$ — отрицательная полярность.

Простоту преобразования линейного кода в код с компрессированием легче всего увидеть, если сместить линейный код путем добавления значения 33 к абсолютным значениям всех дискретов. Отметим, что при таком смещении диапазон кодирования сдвигается с 0-8159 к 33-8192. Процесс добавления может быть осуществлен непосредственно с аналоговыми дискретами перед кодированием или с помощью цифровой логики после кодирования. В любом случае обобщенная форма всех смещенных комбинаций линейного кода и соответствующих кодовых комбинаций при компрессировании представлена в таблице 5.1.

Таблица 5.1 — Кодирование при компрессировании по закону $\mu = 255$

Кодовые комбинации линейного кода для входного сигнала со смещением	Кодовые комбинации в результате компрессирования
0 0 0 0 0 0 1 w x y z a	0 0 0 w x y z
0 0 0 0 0 0 1 w x y z a b	0 0 1 w x y z
0 0 0 0 0 1 w x y z a b c	0 1 0 w x y z
0 0 0 0 1 w x y z a b c d	0 1 1 w x y z
0 0 0 1 w x y z a b c d e	1 0 0 w x y z
0 0 1 w x y z a b c d e f	1 0 1 w x y z
0 1 w x y z a b c d e f g	1 1 0 w x y z
1 w x y z a b c d e f g h	1 1 1 w x y z

В таблице 5.2 показано, как в обратном порядке получить кодовые комбинации линейного кода со смещением из кодовых комбинаций с компрессированием. Выходной сигнал без смещения может быть получен, если вычесть 33 из кодовых комбинаций со смещением.

Таблица 5.2 — Декодирование при компрессировании по закону $\mu = 255$

Кодовые комбинации, полученные при компрессировании	Кодовые комбинации линейного кода на выходе со смещением
0 0 0 w x y z	0 0 0 0 0 0 1 w x y z 1
0 0 1 w x y z	0 0 0 0 0 0 1 w x y z 1 0
0 1 0 w x y z	0 0 0 0 0 1 w x y z 1 0 0
0 1 1 w x y z	0 0 0 0 1 w x y z 1 0 0 0
1 0 0 w x y z	0 0 0 1 w x y z 1 0 0 0 0
1 0 1 w x y z	0 0 1 w x y z 1 0 0 0 0 0
1 1 0 w x y z	0 1 w x y z 1 0 0 0 0 0 0
1 1 1 w x y z	1 w x y z 1 0 0 0 0 0 0 0

Задачи

Задача 1. Найти комбинацию на входе кодера и значение на выходе декодера путем алгоритма прямого кодирования (алгоритм 1), если дискреты входного сигнала равны +242 и –5987.

Решение:

Дискрет равен +242:

Так как значение дискрета положительно, то $n = 0$.

Найдем значение c :

$$242 < 64 \cdot 2^3 - 33 = 479, \text{ значит, } c = 3 = 2^1 + 2^0 = 0 \ 1 \ 1.$$

Найдем значение k :

$$r = 242 - (32 \cdot 2^3 - 33) = 242 - 223 = 19,$$

$$19 < 2^{c+1} \cdot (b+1) = 2^4 \cdot (1+1) = 32, \text{ значит } k = 1 = 2^0 = 0 \ 0 \ 0 \ 1.$$

Дискрету входного сигнала со значением +242 соответствует следующая кодовая комбинация:

$$0, 3, 1 = \begin{array}{|c|c|c|} \hline 0 & 011 & 0001 \\ \hline \end{array}$$

Значение на выходе декодера становится равным:

$$y_{49} = (2 \cdot 1 + 33) \cdot 2^3 - 33 = 247,$$

что соответствует средней точке 49 шага квантования, простирающегося от 239 до 255 (табл. А.1).

Дискрет равен –5987:

Так как значение дискрета отрицательно, то $n = 1$.

Найдем значение c :

$$5987 < 64 \cdot 2^7 - 33 = 8159, \text{ значит, } c = 7 = 2^2 + 2^1 + 2^0 = 1 \ 1 \ 1.$$

Найдем значение k :

$$r = 5987 - (32 \cdot 2^7 - 33) = 5987 - 4063 = 1924,$$

$$1924 < 2^{c+1} \cdot (b+1) = 2^8 \cdot (7+1) = 2048, \text{ значит,}$$

$$k = 7 = 2^2 + 2^1 + 2^0 = 0111.$$

Дискрету входного сигнала со значением –5987 соответствует следующая кодовая комбинация:

$$1, 7, 7 = \begin{array}{|c|c|c|} \hline 1 & 111 & 0111 \\ \hline \end{array}$$

Значение на выходе декодера становится равным:

$$y_{119} = (2 \cdot 7 + 33) \cdot 2^7 - 33 = 5983,$$

что соответствует средней точке 119 шага квантования, простирающегося от 5855 до 6111 (табл. А.1).

Задача 2. Найти комбинацию на входе кодера и значение на выходе декодера путем преобразования на основе линейного кодирования (алгоритм 2), если дискреты входного сигнала равны +242 и –5987.

Решение:

Дискрет равен +242:

Кодовая комбинация на входе, соответствующая дискрету со значением +242, смещена и получено значение $+242 + 33 = 275$. Арифметическое двоичное представление 275 равно:

$$275 = 256 + 16 + 2 + 1 = 2^8 + 2^4 + 2^1 + 2^0 = 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1$$

На основе таблицы 1.1 кодирования получаем: $c = 011$, $wxyz = 0001$, а кодовая комбинация при компрессировании имеет вид:

$$\begin{array}{|c|c|c|} \hline 0 & 011 & 0001 \\ \hline \end{array}$$

Используя таблицу 1.2 декодирования, получим из этой комбинации с компрессированием следующую кодовую комбинацию на выходе (в линейном коде со смещением):

0 0 0 0 1 0 0 0 1 1 0 0 0

Десятичное представление кодовой комбинации равно +280 ($2^3 + 2^4 + 2^8 = 8 + 16 + 256 = 280$), что соответствует несмещенному сигналу на выходе, равному +247 ($+280 - 33 = +247$). Что соответствует средней точке 49 шага квантования, простирающегося от 239 до 255 (табл. А.1).

Дискрет равен –5987:

Кодовая комбинация на входе, соответствующая дискрету со значением –5987, смещена и получено значение $5987 + 33 = 6020$. Арифметическое двоичное представление 6020 равно:

$$\begin{aligned} 6020 &= 4096 + 1024 + 512 + 256 + 128 + 4 = \\ &= 2^{12} + 2^{10} + 2^9 + 2^8 + 2^7 + 2^2 = 1011110000100 \end{aligned}$$

На основе таблицы 1.1 кодирования получаем: $c = 111$, $wxyz = 0111$, а кодовая комбинация при компрессировании имеет вид:

1	111	0111
---	-----	------

Используя таблицу 1.2 декодирования, получим из этой комбинации с компрессированием следующую кодовую комбинацию на выходе (в линейном коде со смещением):

1 0 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0

Десятичное представление кодовой комбинации равно 6016 ($2^7 + 2^8 + 2^9 + 2^{10} + 2^{12} = 128 + 256 + 512 + 1024 + 4096 = 6016$), что соответствует несмещенному сигналу на выходе, равному –5983 ($6016 - 33 = 5983$). Что соответствует средней точке 119 шага квантования, простирающегося от 5855 до 6111 (табл. А.1).

Задача 3. Определить последовательность кодовых комбинаций для ИКМ кодера с компандированием по закону $\mu = 255$, представляющую цифровой сигнал, который отображает синусоиду с частотой 1 кГц и мощностью, равной половине от максимальной.

Решение:

Поскольку частота дискретизации в стандартном ИКМ каналобразующем блоке при $\mu = 255$ равна 8 кГц, для получения

сигнала с частотой 1 кГц может периодически повторяться последовательность из восьми дискретов. Для удобства примем, что первый дискрет соответствует $22,5^\circ$. Вследствие этого восемь дискретов соответствуют $22,5^\circ$; $67,5^\circ$; $112,5^\circ$; $157,5^\circ$; $202,5^\circ$; $247,5^\circ$; $292,5^\circ$ и $337,5^\circ$ (рис. 5.4).

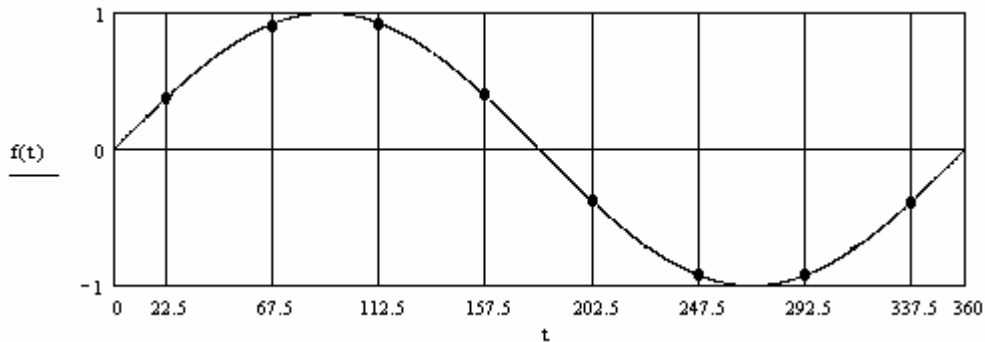


Рис. 5.4 — Восемь дискретов, изображенных на синусоиде

Если первый дискрет возьмем в другой точке, то получим больше значений сигнала, что нецелесообразно. Для примера взят первый дискрет, соответствующий 0° (рис. 5.5).

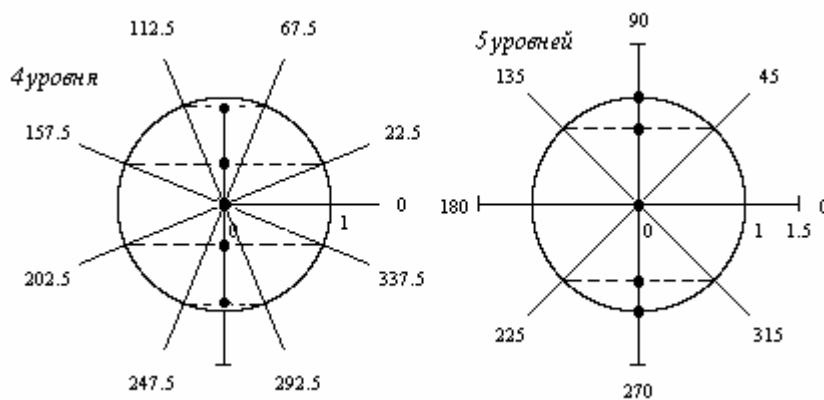


Рис. 5.5 — Сравнение распределения уровней в зависимости расположения дискретов

Для этих фаз требуется только два различных абсолютных значения дискретов, соответствующих $22,5^\circ$ и $67,5^\circ$. Амплитуда синусоиды с мощностью, равной половине от максимальной, составляет $\frac{8159}{\sqrt{2}} = 5768$ (так как $P = \frac{U^2}{R}$, если мощность уменьшается в 2 раза, значит, амплитуда напряжения уменьшается в

$\sqrt{2}$ раз). Таким образом, два абсолютных значения, содержащиеся в последовательности дискретов, равны:

$$5768 \cdot \sin 22,5^\circ = 2207; \quad 5768 \cdot \sin 67,5^\circ = 5329.$$

Кодовые комбинации на входе, соответствующие дискретам со значениями 2207 и 5329, смещены и получены значения $2207 + 33 = 2240$ и $5329 + 33 = 5362$. Арифметические двоичные представления 2240 и 5362 равны:

$$2240 = 2048 + 128 + 64 = 2^{11} + 2^7 + 2^6 = 0100011000000.$$

$$5362 = 4096 + 1024 + 128 + 64 + 32 + 16 + 2 = \\ = 2^{12} + 2^{10} + 2^7 + 2^6 + 2^5 + 2^4 + 2^1 = 1010011110010.$$

Используя таблицу 5.1, определим коды для этих двух абсолютных значений дискретов, они имеют вид соответственно 1100001 и 1110100. Теперь можно установить последовательность из восьми дискретов.

Таблица 5.3 — Последовательность из восьми дискретов

Полярность	Сегмент	Шаг квантования	Фаза, соответствующая моменту дискретизации
0	110	0001	22,5°
0	111	0100	67,5°
0	111	0100	112,5°
0	110	0001	157,5°
1	110	0001	202,5°
1	111	0100	247,5°
1	111	0100	292,5°
1	110	0001	337,5°

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 6

ИКМ-30

Общие сведения

Цифровая система передачи ИКМ-30 позволяет организовать передачу 30 каналов ТЧ. В аппаратуре ИКМ-30 для каждого канала ТЧ организуется по два выделенных сигнальных канала ($СК_1$, $СК_2$) для передачи сигналов управления и взаимодействия, необходимых для функционирования устройств коммутации сети. Линейный сигнал системы построен на основе сверхциклов, циклов, канальных и тактовых интервалов, как это показано на рисунке (обозначение 0/1 соответствует передаче в данном тактовом интервале случайного значения бита 0 или 1). Сверхцикл передачи (СЦ) соответствует минимальному интервалу времени, за который передается один отсчет каждого из 60 сигнальных каналов (СК) и каналов передачи аварийной сигнализации (потери сверхцикловой или цикловой синхронизации). Длительность СЦ $T_{сц} = 2$ мс. Сверхцикл состоит из 16 циклов передачи (с $Ц_0$ по $Ц_{15}$). Длительность цикла $T_{ц} = 125$ мкс и соответствует интервалу дискретизации сигнала ТЧ с частотой 8 кГц. Каждый цикл подразделяется на 32 канальных интервала длительностью $T_{ки} = 3,906$ мкс. Из них 30 интервалов отводятся под передачу сигналов ТЧ ($КИ_1 - КИ_{15}$, $КИ_{17} - КИ_{31}$), а два — под передачу служебной информации ($КИ_0$ и $КИ_{16}$). Каждый канальный интервал состоит из восьми интервалов разрядов ($P_1 - P_8$) длительностью по $T_p = 488$ нс. Половина разрядного интервала может быть занята прямоугольным импульсом длительностью $T_u = 244$ нс при передаче в данном разряде единицы (при передаче нуля импульс в разрядном интервале отсутствует). Интервалы $КИ_0$ в четных циклах предназначаются для передачи циклового синхросигнала (ЦСС), имеющего вид 0011011 и занимающего интервалы $P_2 - P_8$. В интервале P_1 всех циклов передается информация постоянно действующего канала передачи дискретной информации (ПДИ). В нечетных циклах интервалы P_3 и P_6 $КИ_0$ используются для передачи информации о потере цикловой синхронизации (Авар. ЦС) и снижении остаточного затухания каналов до значения, при котором в них может возникнуть самовозбуждение (Ост. зат).

Интервалы P_4 , P_5 , P_7 и P_8 являются свободными, их занимают единичными сигналами для улучшения работы выделителей тактовой частоты. В интервале KI_{16} нулевого цикла (Π_0) передается сверхцикловый сигнал вида 0000 ($P_1 - P_4$), а также сигнал о потере сверхцикловой синхронизации ($P_6 - \text{Авар. СЦС}$). Остальные три разрядных интервала свободны. В канальном интервале KI_{16} остальных циклов ($\Pi_1 - \Pi_{15}$) передаются сигналы служебных каналов $СК_1$ и $СК_2$, причем в Π_1 передаются СК для 1-го и 16-го каналов ТЧ, в Π_2 — для 2-го и 17-го и т.д. Интервалы P_3 , P_4 , P_6 , P_7 свободны, но в ЦСП ИКМ-30С, где для каждого канала ТЧ требуется большее число СК, они используются.

Задачи

Задача 1. Найти скорость передачи данных во всех информационных каналах.

Задача 2. Найти скорость передачи данных в специальном канале дискретной информации.

Задача 3. Найти скорость передачи данных в свободных каналах.

Задача 4. Что произойдет, если при воздействии помехи изменится состояние (нуль перейдет в единицу и наоборот):

4.1. P_4 в KI_0 четного цикла.

4.2. P_4 в KI_0 четного цикла четыре раза подряд, как изменится при этом P_3 в KI_0 нечетного цикла.

4.3. P_2 в KI_{14} нечетного цикла.

4.4. P_2 в KI_{16} $3^{\text{ОГО}}$ цикла.

Решение:

1. В соответствии с временным спектром ЦСП ИКМ-30 длительность сверхцикла (СЦ) составляет 2 мс. Сверхцикл несет 16 циклов (Π). В составе цикла 30 информационных канальных интервалов (КИ). Канальный интервал состоит из 8 разрядных интервалов (P), один разрядный интервал — один бит информации. Для определения скорости передачи информации необходимо: рассчитать количество сверхциклов, переданных за одну секунду. Для этого необходимо единицу разделить на длительность сверхцикла. Умножив на 16, определим количество циклов, переданных за 1 секунду, умножив на 30, определим количество ка-

нальных интервалов, переданных за 1 секунду, и умножив на 8 разрядных интервалов, определим количество разрядных интервалов, переданных за 1 секунду. Учтя, что разрядный интервал несет один бит, делаем вывод: мы нашли скорость передачи данных во всех информационных каналах.

$$V_{ИК} = \frac{16 \cdot 30 \cdot 8}{2 \cdot 10^{-3}} = 1920 \text{ Кбит/с.}$$

2. В каждом цикле в нулевом канальном интервале первый разрядный интервал используется под передачу сигналов постоянно действующего канала передачи дискретной информации (ДИ). Следовательно, для определения скорости передачи информации в этом канале необходимо: рассчитать скорость передачи СЦ, умножить на 16 (Ц), 1 (Р).

$$V_{СК} = \frac{16 \cdot 8}{2 \cdot 10^{-3}} = 64 \text{ Кбит/с.}$$

3. В КИ₀ нечетных циклах под свободные позиции отведено 5 разрядных интервалов. В КИ₁₆ нулевой цикл — 3. В КИ₁₆ с первого по шестнадцатый цикл — 4. Итого — $5 \cdot 8 + 3 + 4 \cdot 15 = 103$ бит за сверхцикл. Следовательно, для определения скорости передачи информации в свободном канале необходимо число переданных бит разделить на время передачи

$$V_{СК} = \frac{103}{2 \cdot 10^{-3}} = 51,5 \text{ Кбит/с.}$$

4.1 Р₄ в КИ₀ четного цикла — один из разрядов цикловой синхронизации. При изменении вследствие действия помехи состояния этого разряда произойдет следующее.

Детектор цикловой синхронизации не опознает синхросигнал, при этом сбоя в системе не произойдет, т.к. схема детектора рассчитана на бесперебойную работу, если придет три ошибки подряд.

4.2. Р₄ в КИ₀ четного цикла — один из разрядов цикловой синхронизации. При изменении четыре раза подряд состояния этого разряда, вследствие действия помехи, произойдет следующее.

Детектор цикловой синхронизации не опознает синхросигнал, при этом произойдет сбой в системе. Станция будет рассылать в разрядном интервале 3 канального интервала 0 нечетного цикла сигнал «Авария цикловой синхронизации» предыдущей и последующей станциям для устранения неполадки операторами этих станций.

4.3. P_2 в KI_{14} нечетного цикла — разряд 14-того информационного канала, поэтому при изменении исказится информация, передаваемая по этому каналу.

4.4. P_2 в KI_{16} 3-го цикла — разряд сигналов управления и взаимодействия (СУВ) ЗЕГО информационного канала. Поэтому при его искажении изменится состояние абонентской линии (произойдет ложный вызов, отбой, набор номера и т.п.).

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 7

Линейные коды

Общие сведения

Линейное кодирование или преобразование к коду передачи — операция, преобразующая цифровой однополярный сигнал к виду удобному для эффективной передачи по протяженной линии связи. Основные требования, предъявляемые к таким сигналам:

- низкая передаваемая мощность;
- наличие в спектре сигнала тактовой частоты;
- минимизация межсимвольных помех;
- стабильный уровень постоянной составляющей.

Межсимвольная помеха (МСП) обусловлена конечностью импульсной характеристики канала $g(t)$. На рис. 7.1 приведены импульсные характеристики (реакция цепи на дельта-функцию или единичный отсчет) для аналогового (а) и дискретного (б) фильтра.

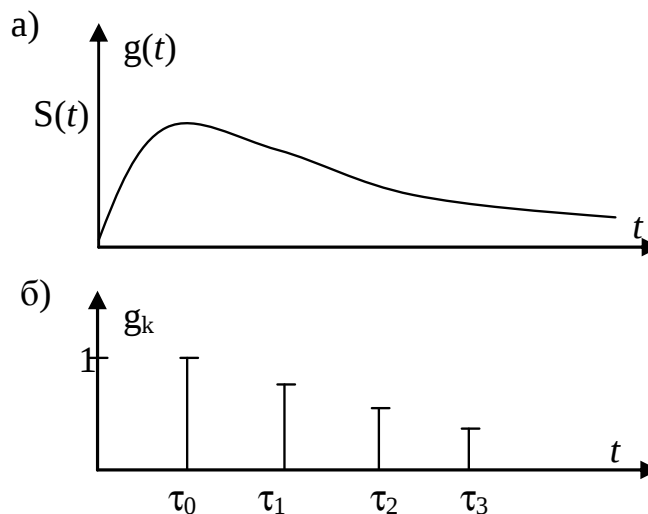


Рис. 7.1 – импульсные характеристики фильтров

Как видно, если на входе системы присутствует единичный импульс, выходная реакция содержит не только этот импульс, задержанный на время τ_0 , но и серию импульсов последствия, отстоящих от основного на время, кратное времени дискретизации τ_g . Эти импульсы и создают МСП. Аналитически выходная реак-

ция представляется дискретной сверткой входного сигнала $S_{вх\ k}$ и импульсной характеристики g_n

$$S_{вых\ k} = \sum_{n=0} g_n S_{вх\ k-n} = \sum_n S_{вх\ n} g_{k-n}.$$

Линейные коды делятся на однополярные и биполярные, каждый из которых, в свою очередь, может быть без возврата к нулю (NRZ) и с возвратом к нулю (RZ) (рис. 7.2).

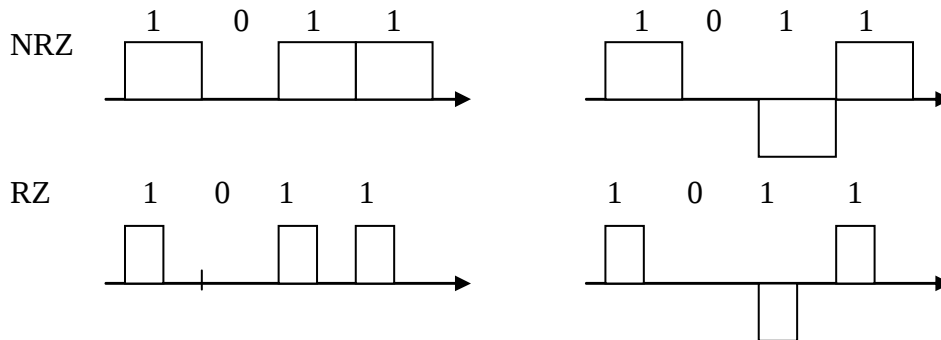


Рис. 7.2 — Линейные коды RZ и NRZ

Однополярные коды содержат большую постоянную составляющую, а коды NRZ не содержат в спектре тактовой частоты. Поэтому чаще всего в практике цифровых систем передачи (проводные кабельные линии и РРЛ) используют коды RZ с чередованием полярности импульсов ЧПИ. Однако эти коды избыточны, так как в них на два цифровых состояния (0 и 1) используют три символа (0,+1,-1).

Для устранения этой избыточности применяют блочные коды. В табл. 7.1 приведены комбинации для кода ЧВЗТ, когда комбинация трех символов передает четырехразрядное цифровое состояние. Для того чтобы постоянная составляющая была меньше по уровню и более стабильна, столбцы 2 и 4 таблицы применяют поочередно.

К недостаткам кодов RZ ЧПИ следует отнести низкую стабильность выделяемой тактовой частоты. Такая ситуация возникает, когда в цифровой последовательности присутствует подряд много нулей. Для устранения этого применяют модифицированные коды ЧПИ (МЧПИ). В этих кодах вместо нулей добавляют определенные кодовые комбинации, которые удаляются после выделения

тактовой частоты. Наиболее распространен код HDB — 3, который допускает число нулей не более трех. Комбинация 0000 заменяется на комбинацию 000V или V00V, где V и V принимают значения ± 1 . Правила составления кода:

1. Полярность V всегда противоположна полярности предыдущего импульса, а полярность V — совпадает.

2. Если число единиц после предыдущей замены четное, то вводится V00V, если нечетное 000V.

Другой вид кодов, при которых сохраняется тактовая частота, — биимпульсные коды. Здесь каждый символ представляется одним биполярным импульсом (рис. 7.3).

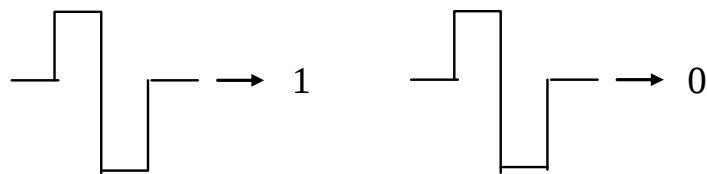


Рис. 7.3 — Символы биимпульсных кодов

Этот код называют биимпульсным. Кроме того, есть относительный биимпульсный код, когда при значении «единица» происходит смена фаз, а при значении «нуль» — нет.

Коды СМІ — сочетание ЧПИ и биимпульсных кодов. Здесь для значений сигнала «единица» происходит изменение полярности каждого четного импульса, а «нуль» передается биполярным импульсом как в биимпульсных кодах.

Задачи

Задача 1. Сравнить уровень МСП фильтра, описываемого дискретной импульсной характеристикой $g_k = \{1, 0,3, 0,1\}$ для цифровой импульсной последовательности 11100, передаваемой кодами:

- однополярный RZ;
- ЧПИ RZ.

Дать графическое представление происходящих процессов.

Решение:

В соответствии с выражением (7.1) находим дискретные отсчеты выходного сигнала для $S_k^{(1)} = (1, 1, 1, 0, 0)$, $k = 0, 1, 2, 3, 4, 5$.

$$S_{\text{вых}}^{(1)}_k = \sum_{n=0}^4 S_{\text{вх}n} g_{k-n}$$

$$K = 0 \quad S_{\text{вых}}^{(1)}_0 = S_0^{(1)} g_0 + S_1^{(1)} g_{-1} + \dots = 1 \times 1 = 1$$

$$K = 1 \quad S_{\text{вых}}^{(1)}_1 = S_0^{(1)} g_1 + S_1^{(1)} g_0 + S_2^{(1)} g_{-1} + \dots = 1 \times 0,3 + 1 \times 1 = 1,3$$

$$K = 1 \quad S_{\text{вых}}^{(1)}_2 = S_0^{(1)} g_2 + S_1^{(1)} g_1 + S_2^{(1)} g_0 + \dots = \\ = 1 \times 0,1 + 1 \times 0,3 + 1 \times 1 = 1,4$$

Аналогично

$$S_{\text{вых}}^{(1)}_4 = 0,1$$

$$\text{Таким образом, } S_{\text{вых}}^{(1)}_k = \{1; 1,3; 1,4; 0,4; 0,1\} \quad (7.2)$$

и межсимвольная помеха в канале с номерами $k = 3$ и $k = 4$ составляет 0,4 и 0,1 соответственно.

Находим выходной сигнал $S_{\text{вых}}^{(2)}_k$ для входного сигнала

$$S^{(2)}_k = \{1, -1, 1, 0, 0\}.$$

Используя (7.1), получим

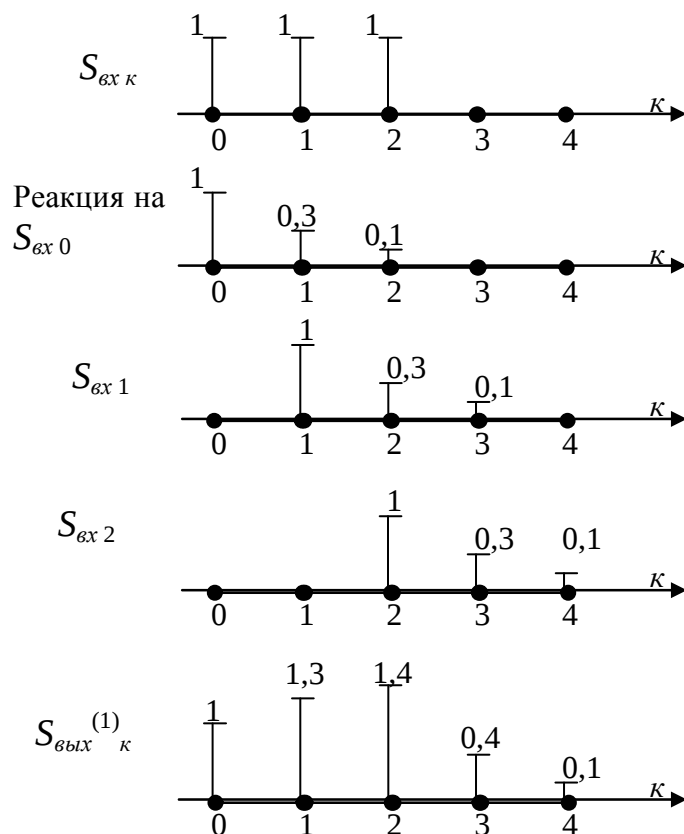
$$S_{\text{вых}}^{(2)}_k = \{1, -0,7, 0,8, 0,2, 0,1\}. \quad (7.3)$$

Сравнивая (7.2) и (7.3), видим, что для сигнала с ЧПИ уровень МСП в канале с $k = 3$ снизился по амплитуде в 2 раза.

Проведем графическое построение для первого случая, учитывая, что реакция на каждый входной единичный отсчет есть дискретная импульсная характеристика (рис. 7.4).

$S_{\text{вых}}^{(1)}_k$ находим как сумму трех реакций на $S_{\text{вх}0}$, $S_{\text{вх}1}$ и $S_{\text{вх}2}$. Суммирование проводим при одинаковом значении k .

Сравнивая результаты аналитического и графического расчетов, видим, что они совпадают.

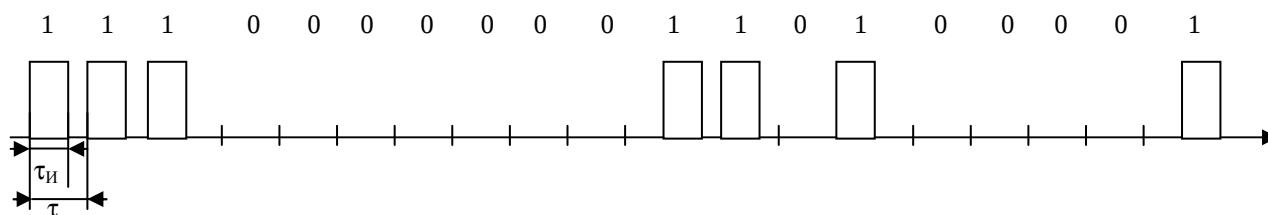
Рис. 7.4 — Графическое нахождение $S_{блх}^{(1)}_κ$

Задача 2. Заданную цифровую двоичную импульсную последовательность 111000000001101000001 преобразовать к виду, удобному для передачи с помощью кодов:

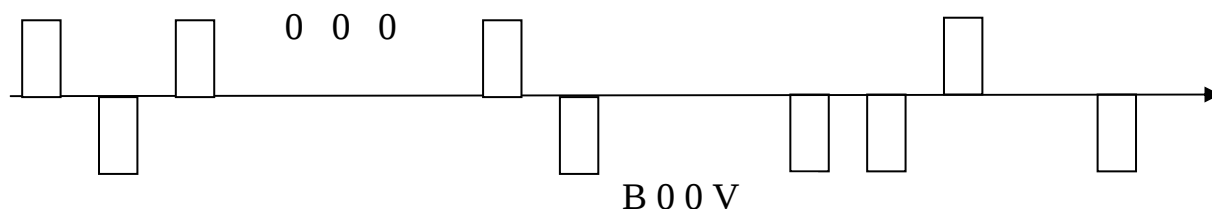
- RZ;
- RZ ЧПИ;
- ЧВЗТ;
- биимпульсный абсолютный;
- биимпульсный относительный;
- CMI;
- HDB3.

Решение:

Представим заданную цифровую последовательность в виде импульсных сигналов:



HDB-3. В исходном сигнале есть серия из 8 нулей, следующих подряд. Поскольку в предыдущей пачке циклов число единиц нечетное (3), то первых четыре нуля заменяем на комбинацию 000V.



Причем полярность импульса V будет «+». Для вторых четырех нулей считаем, что число импульсов, переданных после предыдущей замены, равно нулю, т.е. четное. Поэтому делаем замену на комбинацию B00V, причем первый импульс B — отрицательный.

Проверить правильность полученного кода можно, проанализировав его на нарушение биполярности. Первая вставка 000V — легко видна. После ее удаления сразу видна вставка B00V. Последняя вставка 000V тоже обнаруживается.

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО КУРСУ «ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И СЕТЕЙ»

1 Введение

Дисциплина «Основы построения инфокоммуникационных систем и сетей» является первой из дисциплин специального цикла, посвященной изучению конкретных методов и устройств телекоммуникаций. Для ее успешного изучения необходимо знание в области электрических цепей, электродинамики, радиосигналов. Особое внимание нужно уделить дисциплине «Общая теория связи», обосновывающей методы формирования, кодирования и передачи сигналов в каналах связи.

Поскольку для направления «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» в Государственном образовательном стандарте и учебных планах отсутствует дисциплина «Системы передачи», при разработке учебно-методических материалов по данному курсу вопросам многоканальной передачи уделено достаточно много внимания как при составлении учебного пособия, так и при формировании учебного практикума и контрольных заданий. Подробно рассмотрены цифровые системы передачи.

Помимо разделов, посвященных системам передачи, в учебно-методическое пособие включены материалы и задания по общим принципам построения инфокоммуникационных систем, особенностям сигналов и каналов электрической связи, линиям связи и системам распределения информации. Рассматриваются транспортные сети и сети доступа для телефонных служб и служб передачи данных, а также различные способы интеграции служб передачи данных, речи и видео с помощью таких технологий, как коммутация каналов (ISDN) и коммутация пакетов (IP, ATM).

Приводятся и анализируются конкретные примеры телекоммуникационных сетей различного назначения и масштаба.

2 Краткая программа курса «Основы построения инфокоммуникационных систем и сетей»

2.1 Введение

Роль и значение телекоммуникаций в современном обществе. Развитие телефонии, теле- и радиовещания и служб передачи данных. Интеграция услуг и сетей электрической связи и передачи данных.

2.2 Инфокоммуникационные сети

Основные принципы построения. Типы структур сетей. Сети передачи индивидуальных сообщений и широкополосные сети: топология, особенности построения и функционирования. Семиуровневая модель взаимодействия открытых систем. Предпосылки объединения различных сетей электросвязи в единую. Взаимоувязанная сеть связи (ВСС). Первичные сети и сети доступа ВСС. Системы передачи, узлы и станции первичной сети.

2.3 Принципы многоканальной передачи

Телекоммуникационные сигналы (телефония, теле- и радиовещание, документальная электросвязь и передача данных) и их спектры. Системы с частотным (ЧРК) и временным (ВРК) разделением каналов. Двусторонняя передача сигналов. Каналы связи. Методы формирования канальных и групповых сигналов при ЧРК. Построение линейных трактов. Помехи в линейных трактах с ЧРК. Линейные искажения в каналах и трактах и их коррекция.

2.4 Цифровые системы передачи (ЦСП)

Особенности построения ЦСП. Формирование цифрового сигнала. Группообразование. Равномерное и неравномерное квантование. Принципы синхронизации в ЦСП. Линейное кодирование. Структурная схема оконечной станции ЦСП. Объединение цифровых потоков. Иерархия ЦСП. Плезиохронные и синхронные ЦСП.

2.5 Системы распределения сигналов

Коммутация каналов и коммутация пакетов. Пространственная коммутация. Временная коммутация в цифровых системах

связи. Системы ВПВ (временная — пространственная — временная) и ПВП (пространственная — временная — пространственная). Маршрутизация цифровых потоков.

2.6 Линии передачи

Кабельные, волоконно-оптические, радиорелейные, спутниковые линии связи. Основные характеристики, сравнительный анализ.

2.7 Транспортные сети и сети доступа

Магистральные сети на волоконно-оптических и кабельных линиях связи. Мультиплексоры ввода-вывода и кросс-коннекторы. Сети доступа на мультиплексорах, коммутаторах и маршрутизаторах. Модемы для сетей передачи данных.

2.8 Общегосударственная система телефонной связи

Общие принципы построения. Примеры.

2.9 Сети передачи данных

Принцип построения. Примеры.

2.10 Системы теле- и радиовещания

Принцип построения. Примеры.

2.11 Системы радиосвязи

Спутниковая и радиорелейная связь. Системы подвижной радиосвязи. Транкинговые и сотовые системы. Радиодоступ в сетях передачи данных.

3 Выполнение контрольных работ

Контрольная работа № 2. Цифровые системы передачи (ЦСП)

Прежде чем приступить к выполнению контрольной работы, необходимо изучить теоретический материал и разобрать решение задач практических занятий.

Выбор варианта контрольной работы осуществляется по общим правилам с использованием следующей формулы:

$$V = (N * K) \text{ div } 100,$$

где V — искомый номер варианта,

N — общее количество вариантов,

div — целочисленное деление,

при $V = 0$ выбирается максимальный вариант,

K — значение 2-х последних цифр пароля.

Варианты заданий контрольной работы № 2 представлены в таблице 3.1¹.

Таблица 3.1 — Варианты заданий контрольной работы № 2

Номер варианта										I_x	I_y	I_z	Линейный код, с	Закон q
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	135	1200	4100	HDB-3	A
11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	210	1887	4200	ЧПИ	A
21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	302	2500	4300	СМІ	A
31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	391	3205	4400	4ВЗТ	A
41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	450	3810	5000	Биимпульсный код	A
51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	478	2222	5500	HDB-3	μ
61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	555	1520	6000	ЧПИ	μ
71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	721	1111	6500	СМІ	μ
81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	833	2000	7000	4ВЗТ	μ
91	92	93	94	95	96	97	98	99	100	940	2150	8000	Биимпульсный код	μ
1	1	0	0	16	17	16	17	15	15	x				
3	2	1	2	17	18	18	19	16	17	y				
4	4	3	3	19	20	19	20	18	18	z				
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	n (цикл)				

¹ В качестве примера заливкой выделен выбор параметров варианта 34.

Задание

В ЦСП с ИКМ-30 в цикле с номером n заняты 3 из 30 информационных канальных интервалов (КИ) с номерами x, y, z , в которых передается соответственно цифровая информация I_x, I_y, I_z .

Система работает в безаварийном режиме, свободные канальные интервалы не заняты. Для каналов передачи сигнализации в режиме передачи информации на всех позициях передаются значения «0».

Найти и изобразить импульсные последовательности КИ с номерами от $x - 1$ до $z + 1$ на выходе: а) компрессора, б) устройства объединения, в) линейного кодера, если в системе применяется закон компандирования q , закон линейного кодирования c .

Рассчитать и изобразить графически спектр выходной импульсной последовательности.

Дать анализ и сделать выводы по полученным результатам.

Методические указания к выполнению задания

1. Цифровые отсчеты I_x, I_y, I_z преобразуются в двоичный цифровой код в соответствии с заданным законом компрессии A или μ (Практическое занятие № 5). Если между заданными канальными интервалами встречается пропуск, то в этих канальных интервалах информация отсутствует.

2. В устройстве объединения к информационным канальным интервалам добавляются служебные канальные интервалы (Практическое занятие № 6).

3. Импульсная последовательность на выходе линейного кодера находится в соответствии с Практическим занятием № 7.

4. Спектры импульсных последовательностей рассчитываются в соответствии с Практическим занятием № 4.

Пример решения (схематично)

Дано: $x = 1, y = 3, z = 4; n = 10;$

$I_x = 953, I_y = 2107, I_z = 5512;$

Код — ЧПИ, закон компрессии — μ .

Решение:

1. Преобразуем I_i в цифровой код в соответствии с методикой, изложенной в практическом занятии № 5. При оформлении работы привести все подробные выкладки.

$$I_x = 953 \rightarrow 01001110 \text{ (КИ1);}$$

$$I_y = 2107 \rightarrow 01100000 \text{ (КИ3);}$$

$$I_z = 5512 \rightarrow 01110101 \text{ (КИ4).}$$

Поскольку каналный интервал КИ2 не занят, то на всех позициях там будут нули. То же будет для канала с номером $Z + 1$ (КИ5).

2. В канале с номером $x - 1$ (КИ0) на позициях $p_2 - p_8$ передается цикловый синхросигнал, а на позиции p_1 для дискретной информации — «0».

Таким образом для КИ₀ $\rightarrow 00011011$ и вся цифровая последовательность будет:

<u>цс</u>						
00011011	01001110	00000000	01100000	01110101	00000000	.
КИ ₀	КИ ₁	КИ ₂	КИ ₃	КИ ₄	КИ ₅	

3. Линейный код формируется в соответствии с алгоритмами, изложенными в Практическом занятии № 7.

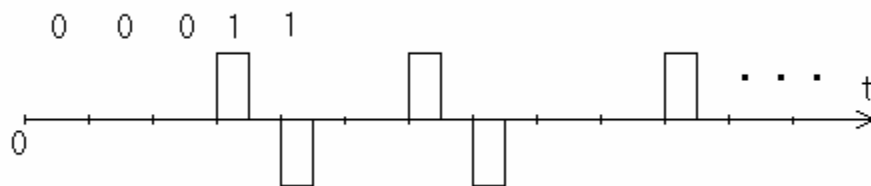


Рис. 3.1 – Код ЧПИ

(Студент в работе приводит код полностью).

4. Выходной сигнал (код ЧПИ) можно представить как сумму периодического биполярного сигнала с периодом T_c и случайного (рис. 3.2).

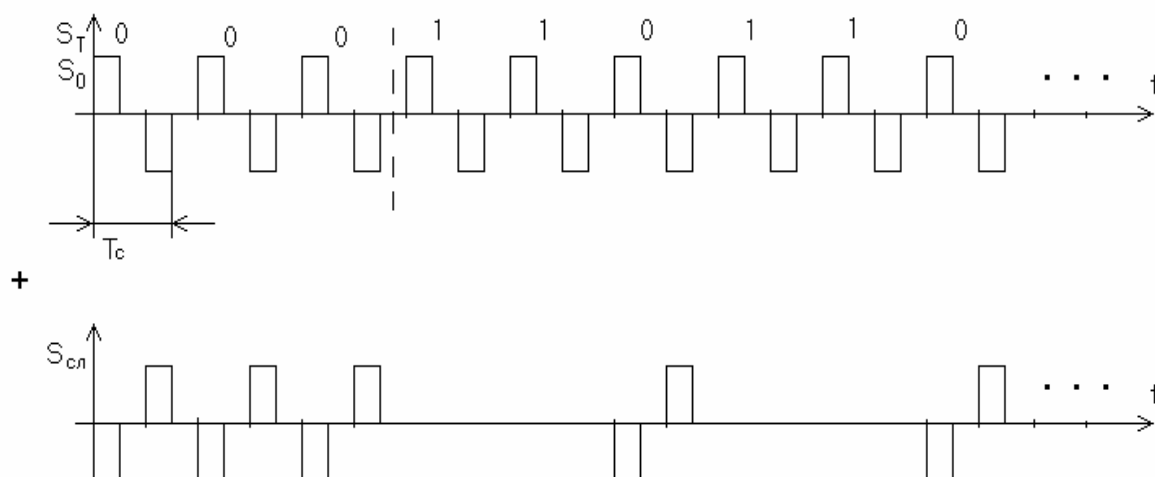


Рис. 3.2 — Составляющая кода ЧПИ

Амплитудный спектр выходного сигнала находим как сумму спектров (Практическое занятие № 6):

$$S(\omega) = S_T(\omega) + S_{сл}(\omega),$$

$$S_{сл}(\omega) = 2S_0 \frac{T}{2} \left| \frac{\sin \omega \frac{T_c}{4}}{\omega \frac{c}{4}} \right| \sin \omega \frac{T_c}{2}.$$

Амплитудный спектр $S_T(\omega)$ находится по спектру $S_{сл}(\omega)$ в дискретных точках $\omega_k = k \frac{2\pi}{T}$, а амплитуды в этих точках —

$$C_k = \frac{1}{T_c} S(\omega_k).$$

Для расчета спектров найдем значение T_c , исходя из длительности цикла $T_y = 125$ мкс:

$$T_c = \frac{T_y}{32 \cdot 8} = \frac{125 \text{ мкс}}{32 \cdot 8} = 0,448 \text{ мкс}.$$

Рассчитаем и построим спектр $S_{cl}(\omega)$ в безразмерных координатах $\frac{S_{cl}}{S_0 T}(\omega T_c)$ (рис. 3.3).

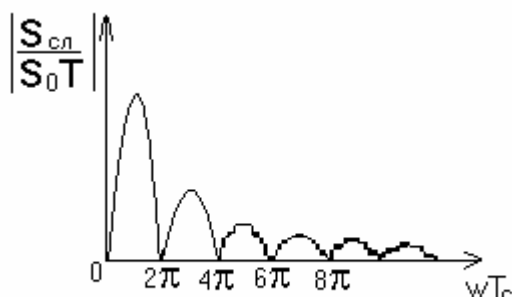


Рис. 3.3 — Спектр сигнала

Найдем составляющие дискретного спектра

$$\begin{aligned}\omega_0 &= 0, & c_0 &= 0, \\ \omega_1 &= 1 \cdot \frac{2\pi}{T_c}, & \omega_1 T_c &= 2\pi, & c_1 &= 0, \\ \omega_2 &= 2 \cdot \frac{2\pi}{T_c}, & \omega_2 T_c &= 4\pi, & c_2 &= 0.\end{aligned}$$

Выводы:

1. Спектр заданного выходного сигнала дискретных составляющих не имеет и, в том числе, не содержит сигнала тактовой частоты.

2. Код ЧПИ содержит много «нулей», идущих подряд, что также неудобно для выделения тактовой частоты (студент должен сформулировать не менее четырех пунктов в выводах).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пуговкин А. В. Телекоммуникационные системы : учеб. пособие / А. В. Пуговкин. — Томск : изд-во ТУСУР, 2007. — 201 с. (191 экз.).

2. Винокуров В. М. Цифровые системы передачи : учеб. пособие / В. М. Винокуров. — Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2006. — 159 с. (25 экз.).

3. Ефанов В. И. Направляющие системы электросвязи : учебное пособие / В. И. Ефанов ; Федеральное агентство по образованию, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, Институт дополнительного образования, Факультет повышения квалификации. — Томск : изд-во ТУСУР, 2007. — Ч. 1: Электрические линии связи. — 181[1] с. (25 экз.).

4. Тепляков И. М. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей : учеб. пособие / И. М. Тепляков. — М. : Радио и связь, 2004. — 328 с. (60 экз.).

5. Гордиенко В. Н. Многоканальные телекоммуникационные системы : учебник для вузов / В. Н. Гордиенко, М. С. Тверецкий. — М. : Горячая линия-Телеком, 2005. — 416 с. (80 экз.).

6. Цифровые и аналоговые системы передачи : учебник для вузов / В. И. Иванов [и др.] ; ред. В. И. Иванов. — 2-е изд. — М. : Горячая линия-Телеком, 2005. — 231[1] с. (101 экз.).

7. Пуговкин А. В. Системы и сети передачи дискретных сообщений : учеб. пособие / А. В. Пуговкин. — Томск : Изд-во ТУСУР, 2007. — 212 с.

8. Олифер В. Г. Компьютерные сети / В. Г. Олифер, Н. А. Олифер. — СПб. : Питер, 2010. — 943 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

В таблице А.1 представлено кодирование (декодирование) для ИКМ-преобразования по закону $\mu = 255$. Здесь представлено кодирование только абсолютных величин сигнала. Разряд полярности выражается нулем для положительных сигналов и единицей — для отрицательных. Для передачи все разряды инвертируются.

Таблица А.1 — Таблица кодирования (декодирования) для ИКМ-преобразования по закону $\mu = 255$

Диапазон входных амплитуд	Размер шага	Код сегмента	Код шага квантования	Номер кодовой комбинации	Амплитуда на выходе декодера
0—1	1		0000	0	0
1—3	2	000	0001	1	2
3—5			0010	2	4
5—7			0011	3	6
7—9			0100	4	8
9—11			0101	5	10
11—13			0110	6	12
13—15			0111	7	14
15—17			1000	8	16
17—19			1001	9	18
19—21			1010	10	20
21—23			1011	11	22
23—25			1100	12	24
25—27			1101	13	26
27—29			1110	14	28
29—31			1111	15	30

Продолжение табл. А.1

Диапазон входных амплитуд	Размер шага	Код сегмента	Код шага квантования	Номер кодовой комбинации	Амплитуда на выходе декодера
31—35	4	001	0000	16	33
35—39			0001	17	37
39—43			0010	18	41
43—47			0011	19	45
47—51			0100	20	49
51—55			0101	21	53
55—59			0110	22	57
59—63			0111	23	61
63—67			1000	24	65
67—71			1001	25	69
71—75			1010	26	73
75—79			1011	27	77
79—83			1100	28	81
83—87			1101	29	85
87—91			1110	30	89
91—95			1111	31	93
95—103	8	010	0000	32	99
103—111			0001	33	107
111—119			0010	34	115
119—127			0011	35	123
127—135			0100	36	131
135—143			0101	37	139
143—151			0110	38	147
151—159			0111	39	155
159—167			1000	40	163
167—175			1001	41	171
175—183			1010	42	179
183—191			1011	43	187
191—199			1100	44	195
199—207			1101	45	203
207—215			1110	46	211
215—223			1111	47	219

Продолжение табл. А.1

Диапазон входных амплитуд	Размер шага	Код сегмента	Код шага квантования	Номер кодовой комбинации	Амплитуда на выходе декодера
223—239	16	011	0000	48	231
239—255			0001	49	247
255—271			0010	50	263
271—287			0011	51	279
287—303			0100	52	295
303—319			0101	53	311
319—335			0110	54	327
335—351			0111	55	343
351—367			1000	56	359
367—383			1001	57	375
383—399			1010	58	391
399—415			1011	59	407
415—431			1100	60	423
431—447			1101	61	439
447—463			1110	62	455
463—479			1111	63	471
479—511	32	100	0000	64	495
511—543			0001	65	527
543—575			0010	66	559
575—607			0011	67	591
607—639			0100	68	623
639—671			0101	69	655
671—703			0110	70	687
703—735			0111	71	719
735—767			1000	72	751
767—799			1001	73	783
799—831			1010	74	815
831—863			1011	75	847
863—895			1100	76	879
895—927			1101	77	911
927—959			1110	78	943
959—991			1111	79	975

Продолжение табл. А.1

Диапазон входных амплитуд	Размер шага	Код сегмента	Код шага квантования	Номер кодовой комбинации	Амплитуда на выходе декодера
991—1055	64	101	0000	80	1023
1055—1119			0001	81	1087
1119—1183			0010	82	1151
1183—1247			0011	83	1215
1247—1311			0100	84	1279
1311—1375			0101	85	1343
1375—1439			0110	86	1407
1439—1503			0111	87	1471
1503—1567			1000	88	1535
1567—1631			1001	89	1599
1631—1695			1010	90	1663
1695—1759			1011	91	1727
1759—1823			1100	92	1791
1823—1887			1101	93	1855
1887—1951			1110	94	1919
1951—2015			1111	95	1983
2015—2143	128	110	0000	96	2079
2143—2271			0001	97	2207
2271—2399			0010	98	2335
2399—2527			0011	99	2463
2527—2655			0100	100	2591
2655—2783			0101	101	2719
2783—2911			0110	102	2847
2911—3039			0111	103	2975
3039—3167			1000	104	3103
3167—3295			1001	105	3231
3295—3423			1010	106	3359
3423—3551			1011	107	3487
3551—3679			1100	108	3615
3679—3807			1101	109	3743
3807—3935			1110	110	3871
3935—4063			1111	111	3999

Окончание табл. А.1

Диапазон входных амплитуд	Размер шага	Код сегмента	Код шага квантования	Номер кодовой комбинации	Амплитуда на выходе декодера
4063—4319	256	111	0000	112	4191
4319—4575			0001	113	4447
4575—4831			0010	114	4703
4831—5087			0011	115	4959
5087—5343			0100	116	5215
5343—5599			0101	117	5471
5599—5855			0110	118	5727
5855—6111			0111	119	5983
6111—6367			1000	120	6239
6367—6623			1001	121	6495
6623—6879			1010	122	6751
6879—7135			1011	123	7007
7135—7391			1100	124	7263
7391—7647			1101	125	7519
7647—7903			1110	126	7775
7903—8159			1111	127	8031