



*Томский межвузовский центр
дистанционного образования*

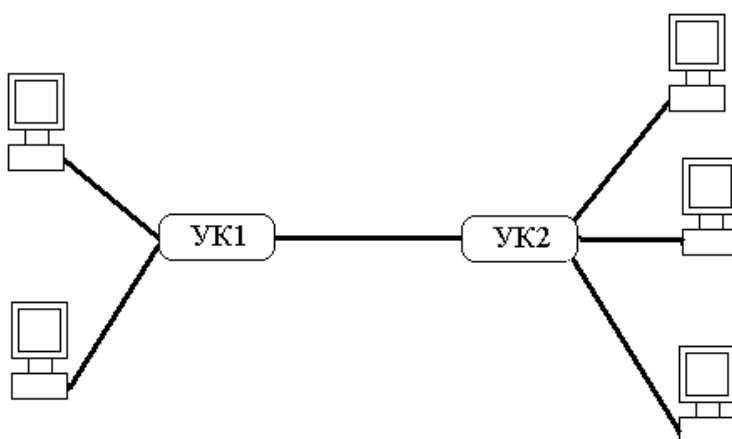
А.В. Пуговкин

ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И СЕТЕЙ

Часть 1

СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

Учебно-методическое пособие



ТОМСК – 2002

Рецензент:
доцент каф. ТОР ТУСУРа Винокуров В.М.

Пуговкин А.В.

Основы построения телекоммуникационных систем и сетей. Часть 1. Системы передачи: Учебно-методическое пособие. - Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2002. - 62 с.

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

Пособие предназначено для закрепления теоретического материала по дисциплинам «Основы построения телекоммуникационных 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.

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|--|----|
| ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №1. Уровни передачи | 4 |
| ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №2. Канал тональной частоты | 8 |
| ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 3. Коррекция искажений в линейных трактах аналоговых систем передачи | 12 |
| ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 4. Сигналы линейного тракта ЦСП | 18 |
| ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №5. Компандирование в ЦСП | 24 |
| ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №6. ИКМ-30..... | 37 |
| ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №7. Линейные коды..... | 40 |
| МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО КУРСУ «ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И СЕТЕЙ» . | 46 |
| 1. Введение..... | 46 |
| 2. Краткая программа курса «Основы построения телекоммуниционных систем и сетей..... | 47 |
| 3. Выполнение контрольных работ | 49 |
| 3.1. Контрольная работа №1 | 49 |
| 3.2. Контрольная работа №2 | 57 |
| СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ..... | 62 |

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №1

Тема: 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)

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

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

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

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

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

Системы уровней передачи.

1. Абсолютные уровни:

В этом случае задают определенную мощность, напряжение или ток.

В электросвязи $P_0 = 1 \text{ мВт}$ (0 дБм).

Если задать R_0 , то можно определить U_0, I_0 .

Для канала тональной частоты $R_0 = 600 \text{ Ом}$,

для первичной группы $R_0 = 150 \text{ Ом}$,

вторичной $R_0 = 75 \text{ Ом}$.

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

$$P_{0M} = 10 \lg \frac{P}{P_{вх}} = P_M - P_{вхM},$$

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. $R_0 = 600 \text{ Ом}$ $U_0 = 0,74 \text{ В}$, $I_0 = 1,29 \text{ мА}$.

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 $P_0 = 1 \text{ мВт}$,

$$R_0 = 600 \text{ Ом}, P_0 = \frac{U^2}{R_0}, P_0 = I^2 R_0,$$

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

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

Задача 2. Мощность сигнала на выходе усилителя 2мВт.

Чему равна минимально-допустимая мощность входного сигнала $P_{0ВХ \text{ MIN}}$ и максимальная мощность помехи подведенная ко входу $P_{ПМАХ \text{ ВХ}}$, если коэффициент усилителя $K_0=56\text{дБ}$, а требуемая защищенность сигнала от помехи $A_{ЗС} \geq 60 \text{ дБ}$. $A_{ЗС} = 10 \lg \frac{P_{\text{сиг.}}}{P_{\text{пом.}}}$

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

$$p_{\text{ПОМ МАХ}} = p_{\text{М ВХ MIN}} - A_{ЗС} = -113 \text{ дБм.}$$

4) Мощность сигнала

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

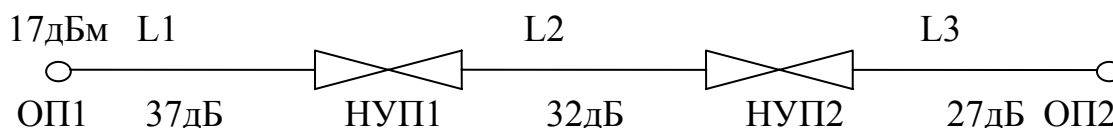
5) Мощность помехи

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

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:

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

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

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

2) Защищенность сигнала на входе усилителей:

$$A_{З1} = -20 - (-80) = 60 \text{ дБ;}$$

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

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

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

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

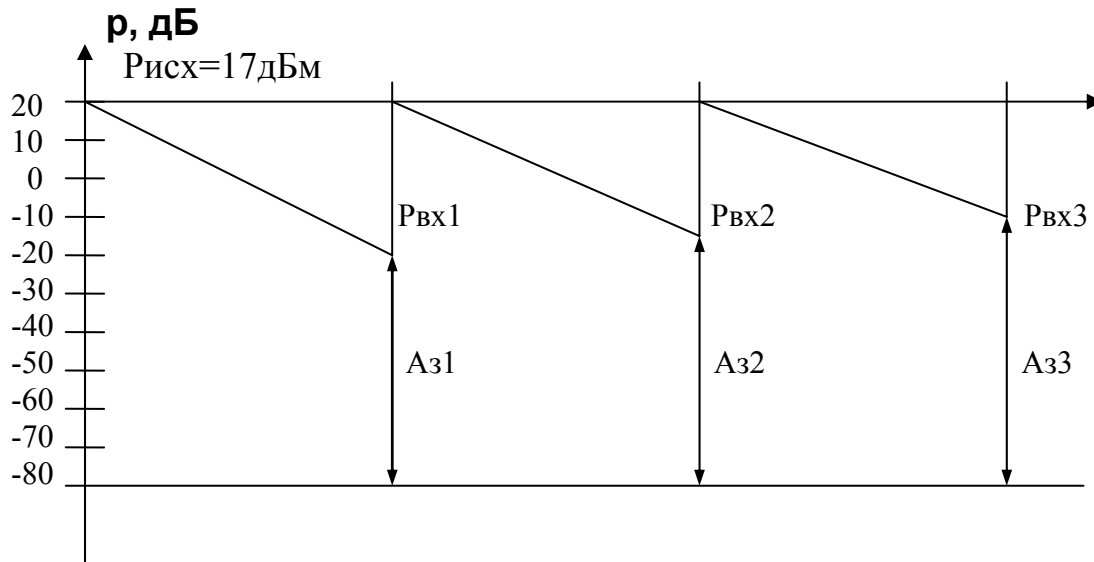
$P_{n1} = 10^{0,1(90-60)} = 10^3 = 1 \text{ нВтО}$, О - означает, что отсчет производится в ТНОУ;

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

$$P_{n1} = 10^2 = 100 \text{ нВтО};$$

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

Диаграмма уровней:



ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №2

Тема: Канал тональной частоты (КТЧ)

Общие сведения

1) Эквивалентная схема КТЧ.

КТЧ согласует двухпроводную абонентскую линию с четырехпроводной линией на АТС. На рисунке 2.1 приведена схема канала ТЧ, содержащая по одному усилительному участку.

Здесь же приведены абсолютные уровни передачи

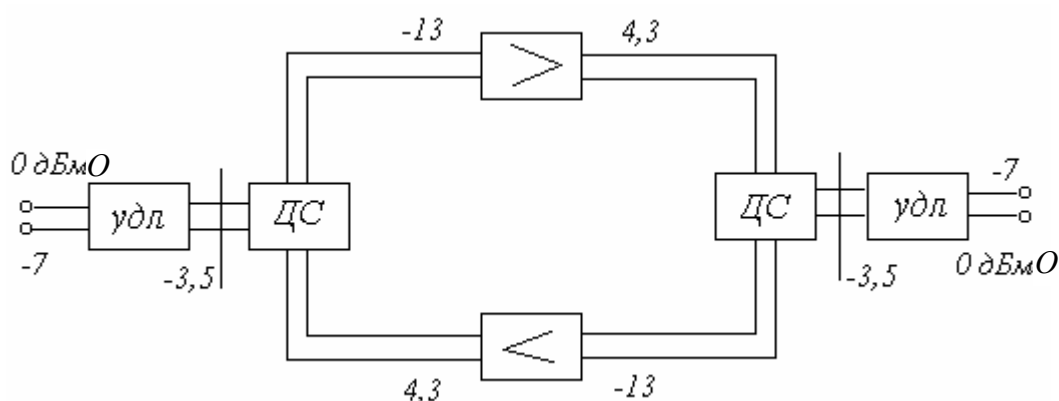


Рисунок 2.1 – Схема канала ТЧ

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:

$P_{\text{тепл}} = kT\Delta f$ – мощность тепловых шумов,

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

В усилителях появляются и дробовые шумы.

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

Коэффициент шума -
$$N = \frac{P_{\text{свх}} / P_{\text{нвх}}}{P_{\text{сввх}} / P_{\text{нввх}}}$$

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

где k – коэффициент усиления.

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

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

$A_{\text{зсввх}}$ – защищенность сигнала от помех на выходе.

$p_{\text{нввх}} = p_{\text{нвх}} + k + n$ – уровни.

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

Нормирование помех:

1. $A_3 = p_c - p_n$.

2. Псофометрическое взвешивание - $P_{\text{нн}} = K_{\text{нс}}^2 P_n$.

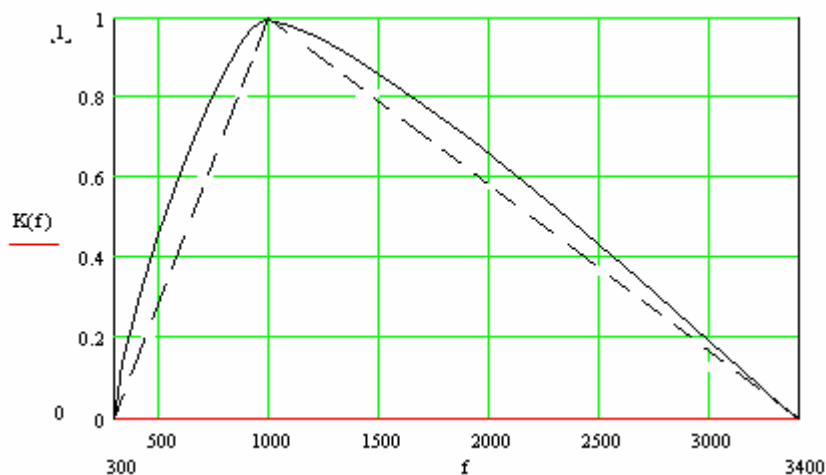


Рисунок 2.2. Частотная характеристика системы “КТЧ-УХО”

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 (рисунок 2.2), на воздействие шума на одной частоте 800 Гц.

$K_{nc} = \sqrt{\int K_f^2 \cdot df}$ – 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 1км длины

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

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

Для двух оконечных станции (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.

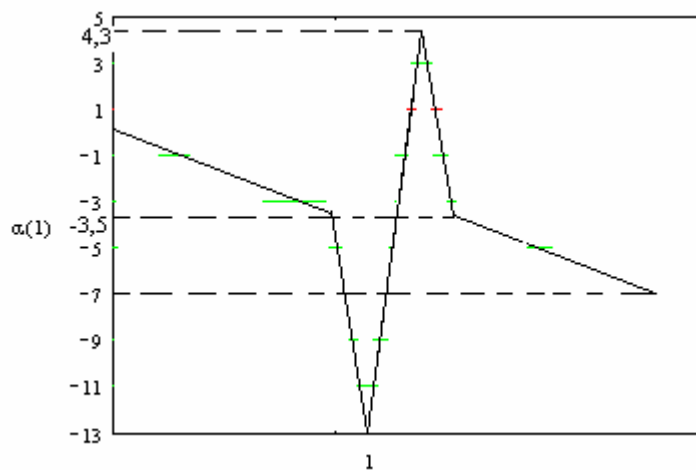


Рисунок 2.3 Диаграмма уровней КТЧ на участке абонент-АТС

Решение:

$$\begin{aligned} 1) \quad & \alpha_{y\partial l} = -3,5 \text{ дБ} \\ & \alpha_{ДС \rightarrow} = -9,5 \text{ дБ} \\ & K_{yc} = 17,3 \text{ дБ} \\ & \alpha_{ДС \leftarrow} = -7,8 \text{ дБ} \\ & \alpha_{y\partial l} = -3,5 \text{ дБ} \end{aligned}$$

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

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

2. Расчет мощности собственных помех в КТЧ

Решение:

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

2. Шумы усилителя, выраженные через коэффициент шума.

$$n = 10 \cdot \lg \frac{P}{P_{\text{тепл}}} \cdot K \quad \text{или} \quad p_{n \text{ вых}} = p_{\text{ТЕПЛ}} + n + K.$$

K находим из диаграммы уровней - $17,3 \text{ дБ}$ или 50 .

Для усилителей $N \geq 5$, полагая $n = 7,7 \text{ дБ}$, найдем уровень шума на выходе

$$p_{n \text{ вых}} = -140 + 17,3 + 7,7 = -115 \text{ дБМО.}$$

Мощность шума на выходе

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

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

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

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 (рисунок 2.4).

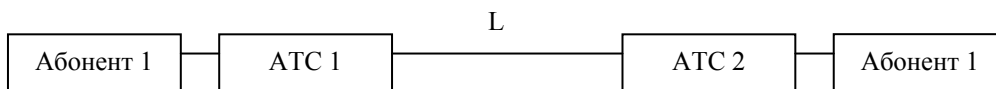


Рисунок 2.4

Для участка Абонент 1 – АТС мощность шумов составляет $3,3 \cdot 10^{-3} \text{ нВт}$. 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 п 2 этой задачи получим:

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

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

Эта величина существенно больше, чем

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

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ № 3

Тема: 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 (рисунок 3.1).

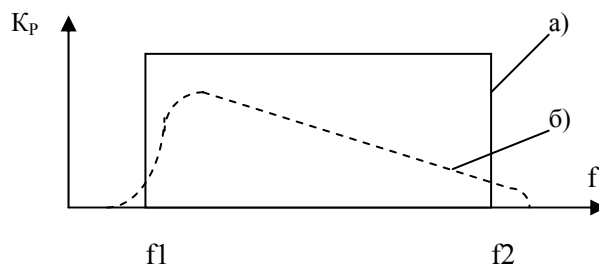


Рисунок 3.1 - АЧХ идеального (а) и реального (б) тракта АСП

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 рисунке 3.2.

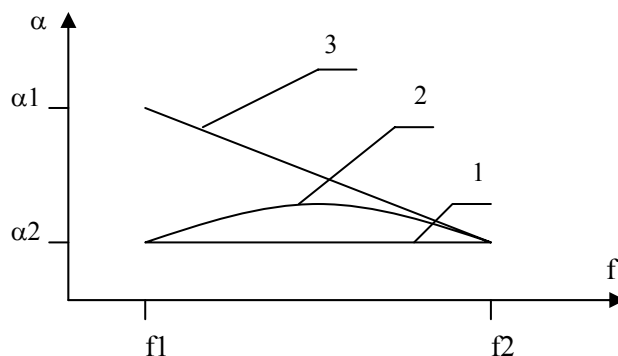


Рисунок 3.2 - Затухания вносимые в тракт АСП плоским (1), наклонным (2) и криволинейным (3) корректорами

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

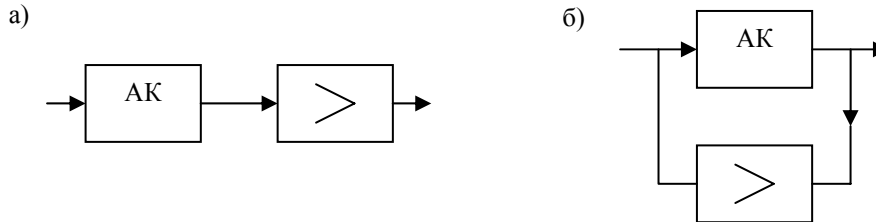


Рисунок 3.3 - Способы включения корректоров

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:

$$A_{ЗС} = 20 \lg \frac{P_{\text{сиг}}}{P_{\text{пом}}} = p_{\text{с}} - p_{\text{п}},$$

где $P_{\text{сиг}}$, $P_{\text{пом}}$ – средняя мощность сигнала и помехи, а $p_{\text{с}}$ и $p_{\text{п}}$ – их уровни.

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

Задачи:

Задача1. 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 $p_{\text{вх}} = 0$ дБМО.

Примечание: при выполнении задания считать:

- затухание в линии рассчитывается по формуле:

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

- уровень сигнала на входе и выходе участка АСП должны быть одинаковы.

Решение:

1. Схема с корректором на входе:

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

Коэффициент затухания

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

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

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

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

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

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

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

1.2. Уровень сигнала на выходе корректора:

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

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

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

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

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

Уровень шумов:

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

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

$$p_{\text{ш кор вых}} = p_{\text{ш кор вх}} + 10 \lg N = -114,7 + 10 = -104,7 \text{ дБмО}.$$

Защищенность сигнала:
на входе корректора

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

$$A_{\text{ЗС К ВХ}}(f_2) = -40,5 - (-114,7) = 74,2 \text{ дБ};$$

на выходе корректора

$$A_{\text{ЗС К ВЫХ}}(f_1) = A_{\text{ЗС К ВЫХ}}(f_2) = p_{\text{К ВЫХ}}(f) - p_{\text{Ш К ВЫХ}}(f) = -42,5 - (-104,7) = 62,2 \text{ дБ}$$

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

$$K(f_1, f_2) = p_{\text{ВХ}} - p_{\text{К ВЫХ}} = 0 - (-42,5 \text{ дБмО}) = 42,5 \text{ дБ},$$

усилитель будет частотонезависимым.

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

$$p_{\text{Ш ВЫХ}} = p_{\text{Ш ВЫХ КОР}} + K = -104,7 \text{ дБмО} + 42,5 \text{ дБ} = -62,2 \text{ дБмО};$$

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

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

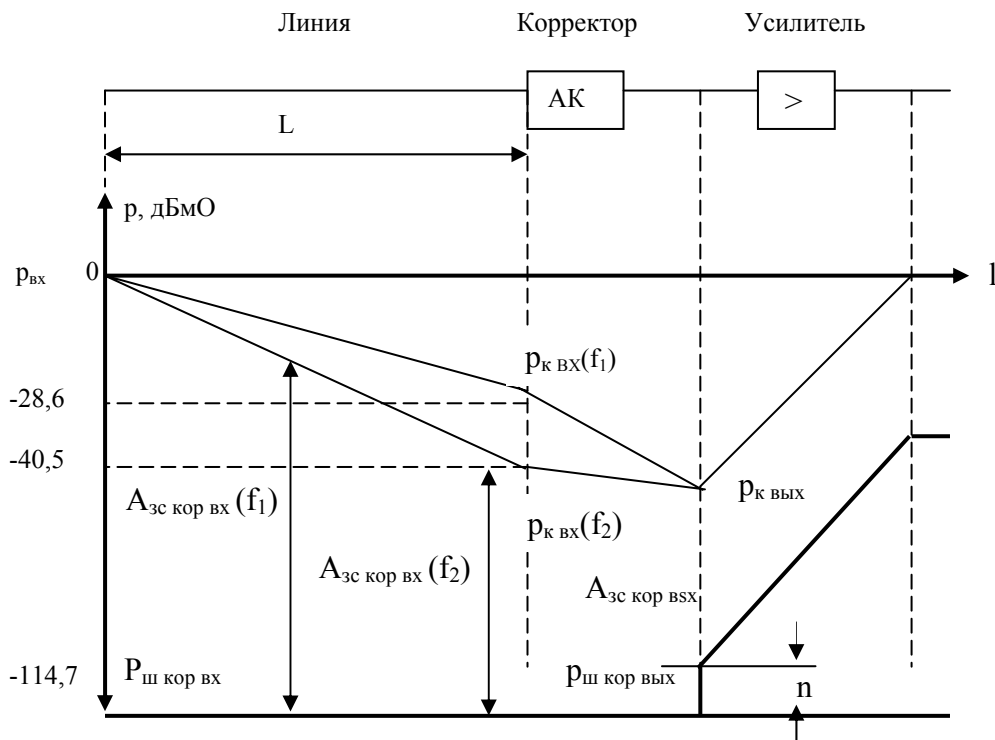


Рисунок 3.4 - Диаграмма уровней участка АСП с корректором на входе

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 (рисунок 3.5):

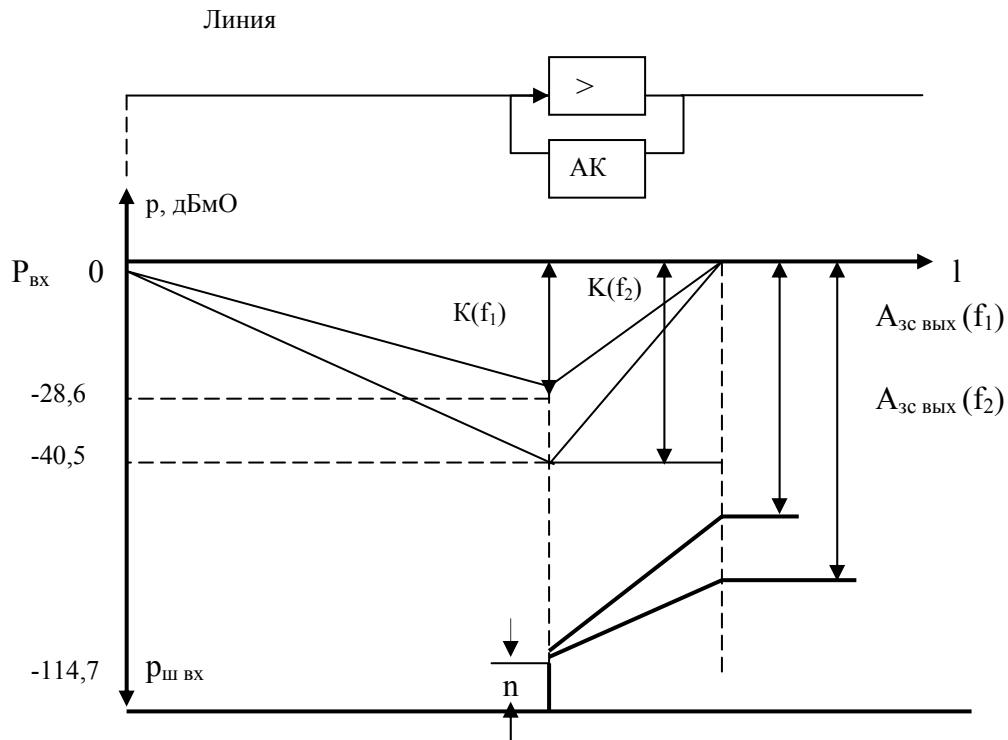


Рисунок 3.5 - Диаграмма уровней для АСП с корректором в цепи обратной связи

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

Тема: 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 (рисунок 4.1).

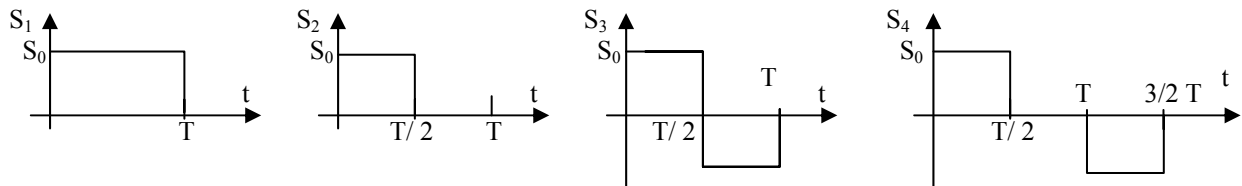


Рисунок 4.1 - Импульсные сигналы

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) (рисунок 4.2), то его можно представить как сумму периодического сигнала $S_T(t)$ и случайного непериодического сигнала $S_{сл}(t)$.

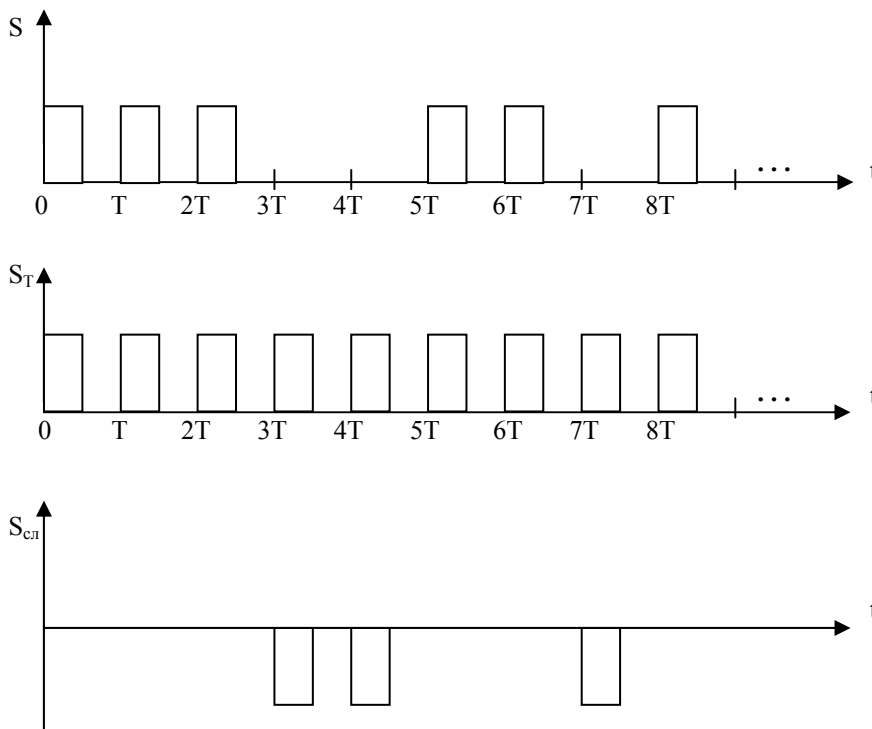


Рисунок 4.2 - Квазипериодический сигнал

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.

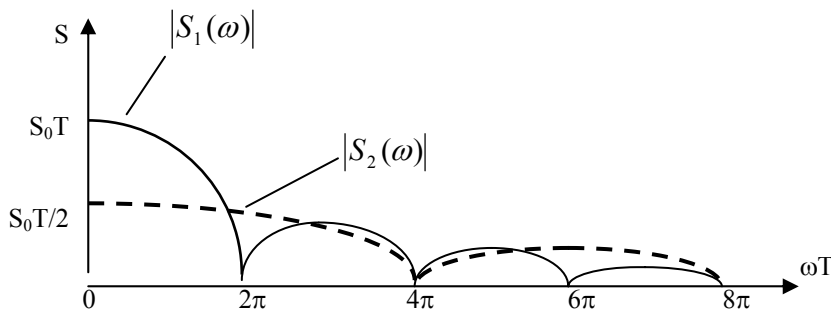


Рисунок 4.3 - Спектры $|S_1(\omega)|$ и $|S_2(\omega)|$

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

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

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

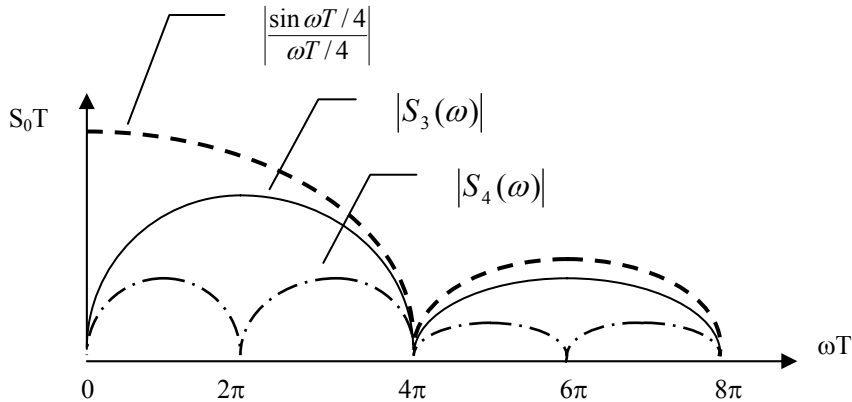


Рисунок 4.3 - Спектры $|S_3(\omega)|$ и $|S_4(\omega)|$

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 (рисунок 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.

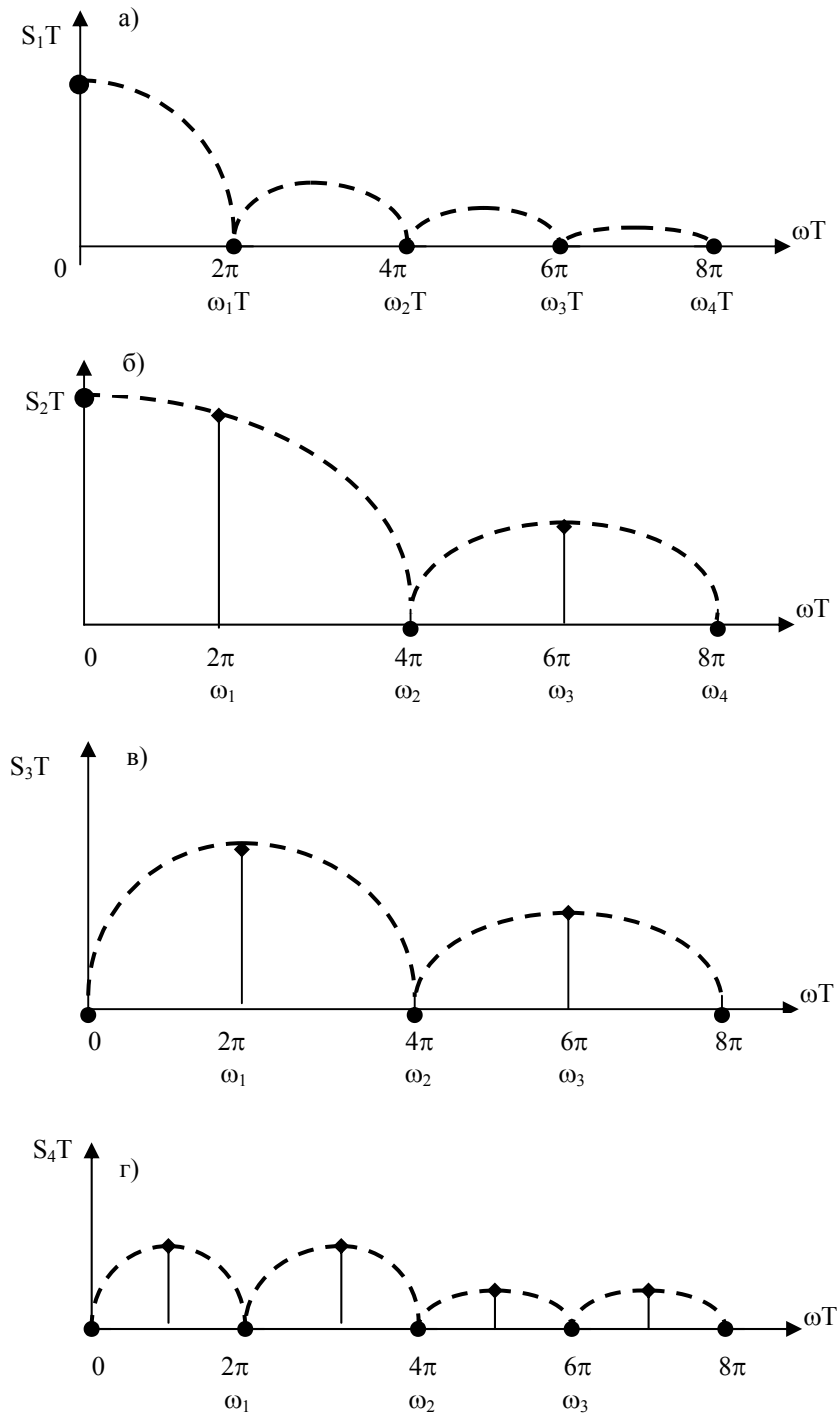


Рисунок 4.5 - Спектры периодических сигналов

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

4. Спектр сигнала S_4^T также 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 (рисунок 4.2) в общем виде.

Решение.

Поскольку сигнал $S(t)$ является суммой двух

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

то и спектр находится как сумма спектров

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

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 $S_{cl}(t)$ 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

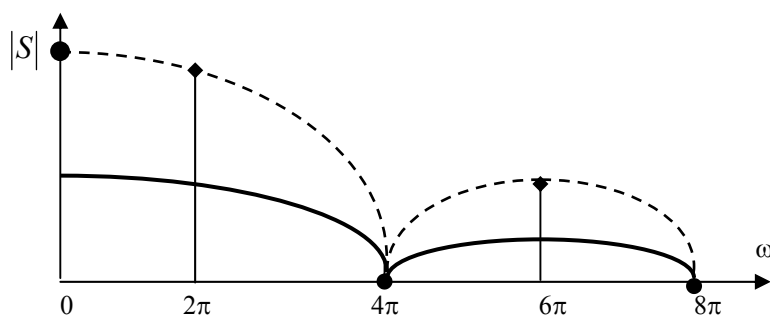


Рисунок 4.6 - Спектр квазипериодического сигнала

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

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №5

Тема: Компандирование в ЦСП

Общие сведения:

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

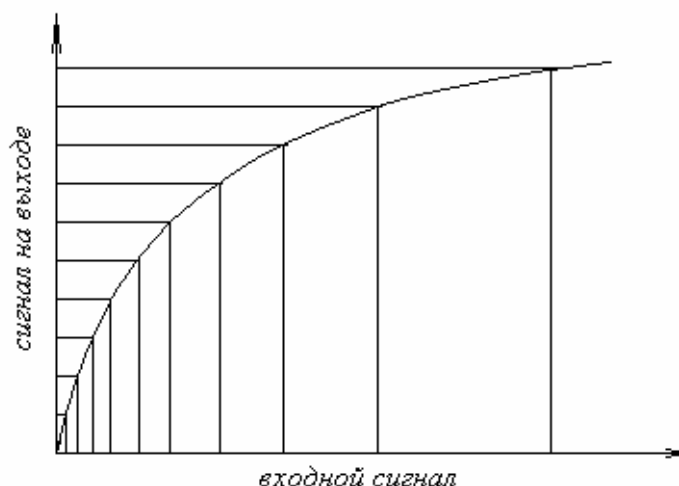


Рисунок 5.1 – Логарифмическая характеристика

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 (рисунок 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 состоит 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 (экспандирова-

на) 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.

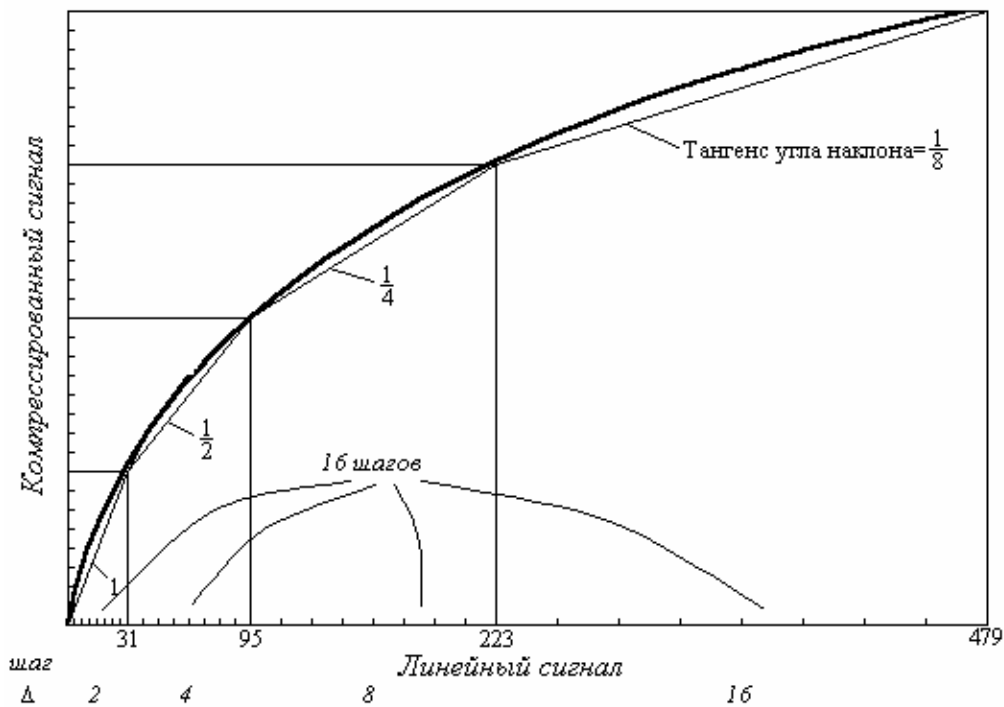


Рисунок 5.2 – Первые четыре сегмента аппроксимации кривой компрессирования при $\mu=255$ отрезками прямых линий

Как показано на рисунке 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 разрядов, указывающих номер сегмента, и четырех разрядов, указывающих номер шага квантования внутри сегмента (рисунок 5.3).



Рисунок 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 компрессированием 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, проводя 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 <i>w x y z a</i> | 0 0 0 <i>w x y z</i> |
| 0 0 0 0 0 0 1 <i>w x y z a b</i> | 0 0 1 <i>w x y z</i> |
| 0 0 0 0 0 1 <i>w x y z a b c</i> | 0 1 0 <i>w x y z</i> |
| 0 0 0 0 1 <i>w x y z a b c d</i> | 0 1 1 <i>w x y z</i> |
| 0 0 0 1 <i>w x y z a b c d e</i> | 1 0 0 <i>w x y z</i> |
| 0 0 1 <i>w x y z a b c d e f</i> | 1 0 1 <i>w x y z</i> |
| 0 1 <i>w x y z a b c d e f g</i> | 1 1 0 <i>w x y z</i> |
| 1 <i>w x y z a b c d e f g h</i> | 1 1 1 <i>w x y z</i> |

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 <i>w x y z</i> | 0 0 0 0 0 0 1 <i>w x y z</i> 1 |
| 0 0 1 <i>w x y z</i> | 0 0 0 0 0 0 1 <i>w x y z</i> 1 0 |
| 0 1 0 <i>w x y z</i> | 0 0 0 0 0 1 <i>w x y z</i> 1 0 0 |
| 0 1 1 <i>w x y z</i> | 0 0 0 0 1 <i>w x y z</i> 1 0 0 0 |
| 1 0 0 <i>w x y z</i> | 0 0 0 1 <i>w x y z</i> 1 0 0 0 0 |
| 1 0 1 <i>w x y z</i> | 0 0 1 <i>w x y z</i> 1 0 0 0 0 0 |
| 1 1 0 <i>w x y z</i> | 0 1 <i>w x y z</i> 1 0 0 0 0 0 0 |
| 1 1 1 <i>w x y z</i> | 1 <i>w x y z</i> 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 (Таблица 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 (Таблица 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:

| | | |
|---|-----|------|
| 0 | 011 | 0001 |
|---|-----|------|

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 (Таблица 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:

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

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 (Таблица 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 каналообразующем 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 $337,5^\circ$ (рисунок 5.4).

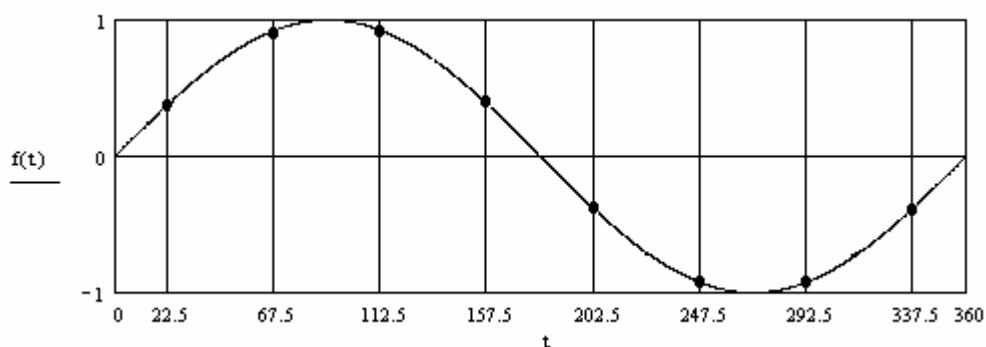


Рисунок 5.4 – Восемь дискретов, изображенных на синусоиде

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

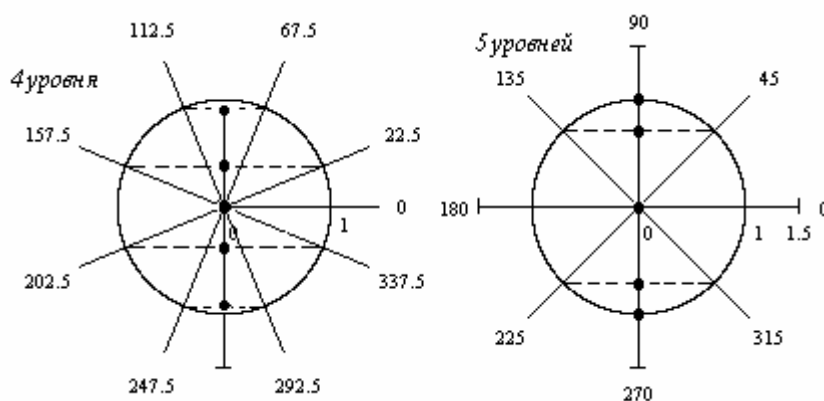


Рисунок 2.5 – Сравнение распределения уровней в зависимости расположения дискретов

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° |

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 таблицы А1

| 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 таблицы А1

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

Продолжение таблицы А1

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

Продолжение таблицы А1

| 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 |

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №6

Тема: 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 $T_{и} = 244$ 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 $КИ_{16}$ нулевого цикла ($Ц_0$) передается сверхцикловый сигнал вида 0000 ($P_1 - P_4$), а также сигнал о потере сверхцикловой синхронизации ($P_6 -$ Авар. СЦС). Остальные три разрядных интервала свободны. В канальном интервале $КИ_{16}$ остальных циклов ($Ц_1 - Ц_{15}$) передаются сигналы служебных каналов $СК_1$ и $СК_2$, причем в $Ц_1$ передаются СК для 1-го и 16-го каналов ТЧ, в $Ц_2$ – 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^{ОГО} цикла.

Решение:

1. В соответствии с временным спектром ЦСП ИКМ-30 длительность сверхцикла (СЦ) составляет 2 мс. Сверхцикл несет 16 циклов (Ц). В составе цикла 30 информационных канальных интервала (КИ). Канальный интервал состоит из 8 разрядных интервала (Р), 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 канальных 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 KI_0 нечетных циклах под свободные позиции отведено 5 разрядных интервалов. В KI_{16} нулевой цикл – 3. В KI_{16} 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 P_4 в KI_0 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 сбой в системе не произойдет, т.к. схема детектора рассчитана на бесперебойную работу, если придет три ошибки подряд.

4.2. P_4 в KI_0 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^{ого} 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

Тема: 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 рисунке 7.1 приведены импульсные характеристики (реакция цепи на дельта-функцию или единичный отсчет) для аналогового (а) и дискретного (б) фильтра.

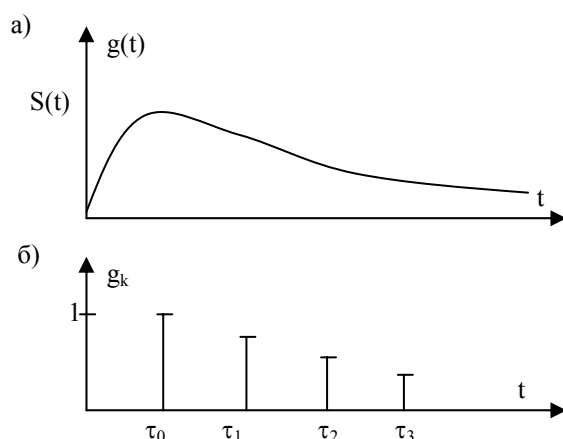


Рисунок 7.1 – импульсные характеристики фильтров

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 последействия, отстоящих от основного на время кратное времени дискретизации τ_g . Эти импульсы и создают МСП. Аналитически выходная реакция представляется дискретной сверткой входного сигнала $S_{вх\ k}$ и импульсной характеристики g_n

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

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) (рисунок 7.2).

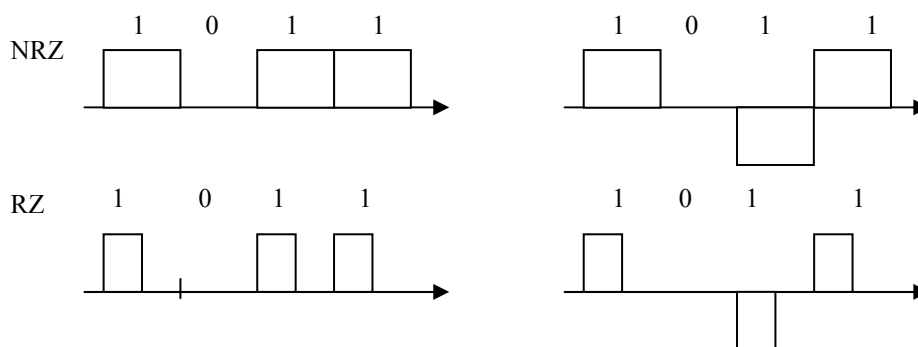


Рисунок 7.2 - Линейные коды RZ и NRZ

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 таблице 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 - биполярные коды. Здесь каждый символ представляется одним биполярным импульсом (рисунок 7.3).

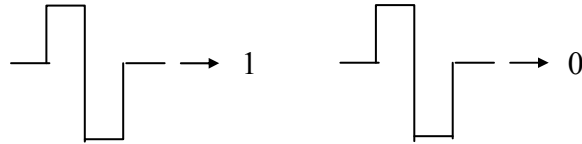


Рисунок 7.3 - Символы биимпульсных кодов

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 $S_k^{(1)} = (1, 1, 1, 0, 0)$, $k=0, 1, 2, 3, 4, 5$.

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

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

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

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

Аналогично

$$S_{\text{вых}}^{(1)}_4 = 0,1$$

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

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

Находим выходной сигнал $S_{\text{вых}}^{(2)} = \{1, -1, 1, 0, 0\}$ для входного сигнала

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

Используя (7.1), получим

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

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 (рисунок 7.4).

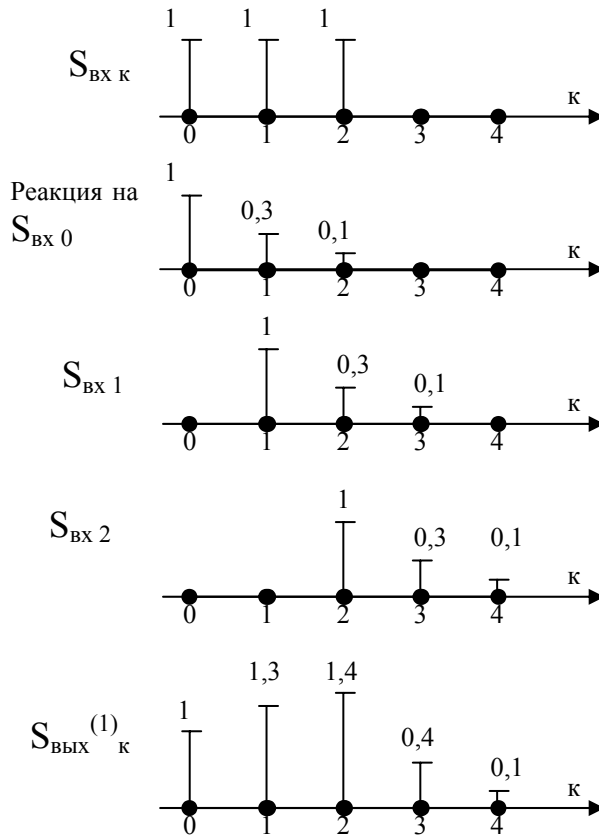


Рисунок 7.4 – графическое нахождение $S_{ВЫХ}^{(1)}_k$

$S_{ВЫХ}^{(1)}_k$ находим как сумму трех реакций на $S_{ВХ0}$, $S_{ВХ1}$ и $S_{ВХ2}$. Суммирование проводим при одинаковом значении k .

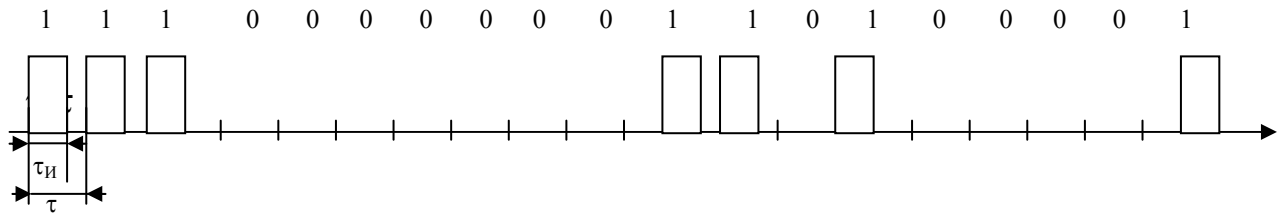
Сравнивая результаты аналитического и графического расчетов, видим, что они совпадают.

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:

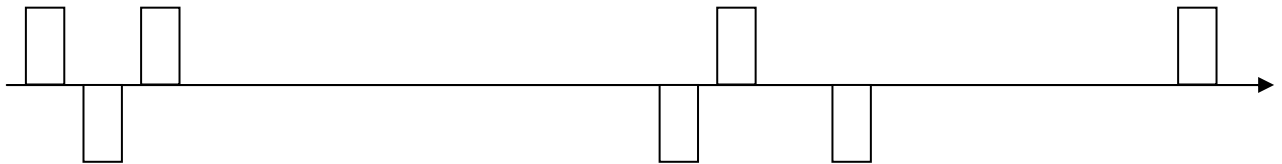
Представим заданную цифровую последовательность в виде импульсных сигналов:



Так как $\tau_{и} = 1/2 \tau$, то это будет код RZ.

Применяя правила преобразования, найдем другие коды.

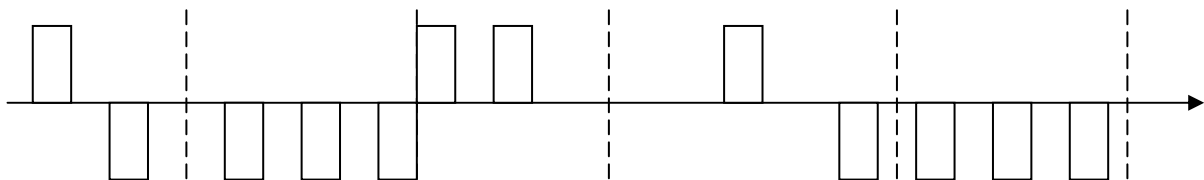
RZ ЧПИ



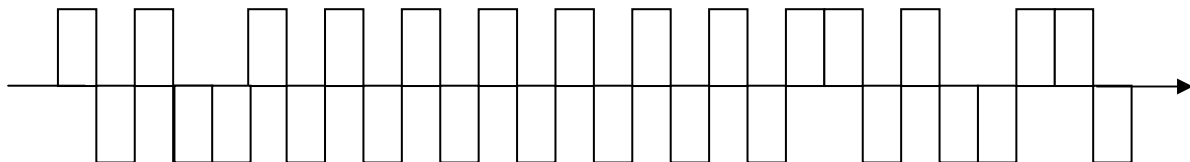
4ВЗТ – разбиваем комбинацию на тетрады. Заменяем каждую на элемент троичного кода

| | | | | | |
|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 1110, | 0000, | 0001, | 1010, | 0000, | 1000 |
| ↓ | ↓ | ↓ | ↓ | ↓ | ↓ |
| + - 0 | - - - | + + 0 | 0 + - | - - - | 0 + 0 |

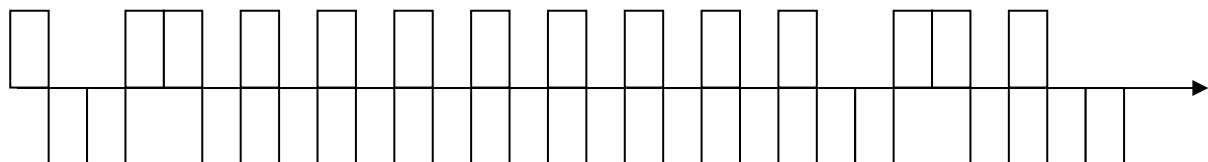
Строим код



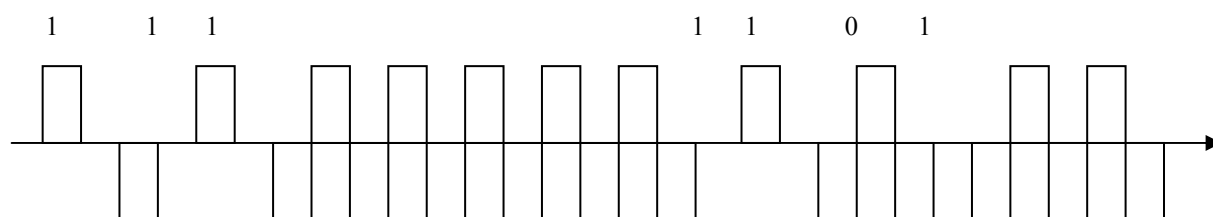
Биимпульсный абсолютный



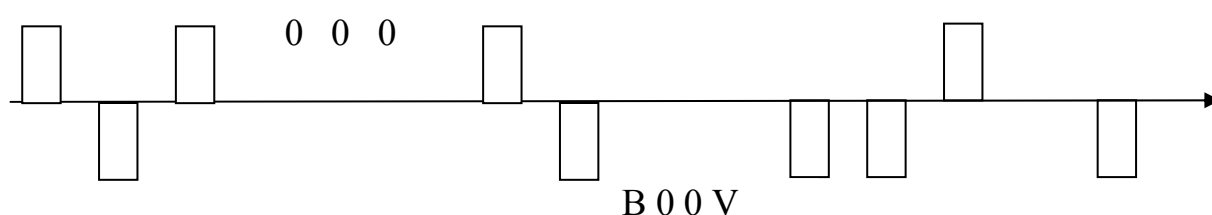
Биимпульсный относительный



CMI



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 В00V, причем первый импульс В-отрицательный.

Проверить правильность полученного кода можно, проанализировав его на нарушение биполярности. Первая вставка 000V – легко видна. После ее удаления сразу видна вставка В00V. Последняя вставка 000V тоже обнаруживается.

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

1. ВВЕДЕНИЕ

Дисциплина «Основы построения телекоммуникационных 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 «Теория электрической связи», обосновывающей методы формирования, кодирования и передачи сигналов в каналах связи.

Поскольку для специальностей «Радиосвязь, радиовещание и телевидение», «Физика и техника оптической связи» и т.д. 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 телекоммуникационных 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 телефонных сетей различного назначения и масштаба.

2. КРАТКАЯ ПРОГРАММА КУРСА «ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ 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. Телекоммуникационные 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

Для выполнения контрольных работ №1 и №2 студент должен изучить теоретический материал и разобрать решение задач практических занятий. По номеру варианта студент получает контрольное задание и выполняет его в соответствии с методическими указаниями и приведенными примерами расчета.

3.1. Контрольная работа №1

Аналоговые системы передачи

Задание

Рассчитать диаграмму уровней участка канала тональной частоты (рисунок 3.1), включающего в себя абонентское окончание (Аб₁), участок внутризоновой сети (АТС-МГТС) и протяженный магистральный участок (МГТС-1, МГТС-2), разбитый на N_m усилительных участков. При этом выполнить:

1. В соответствии с выбранным групповым сигналом и длиной абонентских, зонавых и магистрального участков найти оптимальную и номинальную длину усилительных участков и их число для магистрали N_m и внутризоновых N_z участков.
2. Произвести размещение усилителей в заданном канале. Рассчитать и построить диаграмму уровней.
3. Рассчитать мощность собственных помех в верхнем канале аналоговой системы передачи (АСП) и сравнить ее с нормируемой.

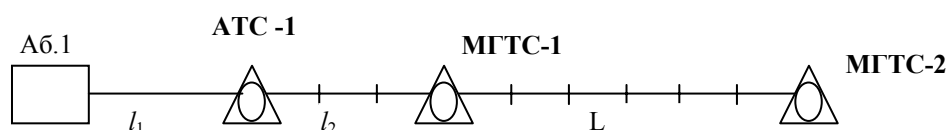


Рисунок 3.1 – Схема канала тональной частоты (ТЧ)

Варианты заданий приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1

| | Номер варианта | | | | | | | | | | Тип кабеля магис- трали | Число каналов ТЧ, N_m | Уро- вень пере- дачи, дБ | L , км |
|--|----------------|------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|---|-------------------------------|--------------------------------------|-------------|
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | | | | |
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | КМ | 10800 | -26 | 3000 |
| | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | КМ | 5400 | -20 | 2750 |
| | 21 | 22 | 23 | 24 | 25 | 26 | 27 | 28 | 29 | 30 | КМ | 3600 | -18 | 2400 |
| | 31 | 32 | 33 | 34 | 35 | 36 | 37 | 38 | 39 | 40 | КМ | 2700 | -15 | 1500 |
| | 41 | 42 | 43 | 44 | 45 | 46 | 47 | 48 | 49 | 50 | КМ | 1920 | -13 | 1000 |
| | 51 | 52 | 53 | 54 | 55 | 56 | 57 | 58 | 59 | 60 | МКТ | 3000 | -22 | 1750 |
| | 61 | 62 | 63 | 64 | 65 | 66 | 67 | 68 | 69 | 70 | МКТ | 1800 | -17 | 900 |
| | 71 | 72 | 73 | 74 | 75 | 76 | 77 | 78 | 79 | 80 | МКТ | 1920 | -18 | 800 |
| | 81 | 82 | 83 | 84 | 85 | 86 | 87 | 88 | 89 | 90 | МКТ | 1020 | -10 | 500 |
| | 91 | 92 | 93 | 94 | 95 | 96 | 97 | 98 | 99 | 100 | МКТ | 300 | -4 | 400 |
| | 3.2 | 3.6 | 3.8 | 4.2 | 4.8 | 5.2 | 5.8 | 6.4 | 7.2 | 7.6 | Коэф. шума магистраль- ного усилителя $d_{ш}$, дБ | | | |
| | 1 | 1.5 | 2 | 2.5 | 3 | 3.5 | 4 | 4.5 | 5 | 6 | I_1 , км | | | |
| | 100 | 80 | 70 | 60 | 40 | 20 | 50 | 10 | 8 | 5 | I_2 , км | | | |
| | 1000 | 1000 | 500 | 250 | 500 | 250 | 60 | 30 | 60 | 30 | Число каналов ТЧ на зоновом участке N_3 | | | |

Для всех вариантов коэффициент шума усилителей на АТС $n_{ш}=+10$ дБ.

Методические указания к выполнению задания

1. Канал ТЧ содержит 3 типовых участка: абонентский, зонавый и магистральный. Абонентские и зонавые участки реализованы на симметричном многопарном кабеле типа МКС; магистральные – на коаксиальном кабеле типа КМ и МКТ. Поскольку длина магистрального участка L много больше длин абонентских и зонавых участков, наибольший вклад в мощность помех вносит магистраль. Из максимально допустимой мощности помехи на выходе канала ТЧ протяженностью 2500 км, равной 10000 пВт0п, на станционное оборудование отводится 2500 пВт0п и 7500 пВт0п – на линейный тракт. Таким образом, на 1 км линейного тракта должно приходиться не более 3 пВт0п помехи линейного оборудования. Для магистрального участка АСП эта величина снижается до 1,5 пВт0п/км. Учитывая эксплуатационный запас, эти величины снижают в два раза.

Распределение помехи линейного оборудования различно для симметричных и коаксиальных кабелей. Для симметричного кабеля мощности помех собственных, нелинейных и от линейных переходов соотносятся, как 1:1:2. Для коаксиального кабеля, где нет помех от линейных переходов, мощность собственных и нелинейных помех соотносятся, как 1:1. При выполнении задания необходимо учитывать именно эти соотношения.

2. Оптимальную длину усилительного участка l_0 находят из условия равенства суммарной мощности собственных помех на один километр тракта и нормативной мощности собственных помех.

$$P_{\text{сн} \sum \text{км}}^{\text{норм}} = K_{\text{нс}}^9 \cdot 10^{y+0.1(p_{\text{сш}}-p_z)} \cdot \frac{10^{0.1\alpha \cdot l_0}}{l_0} \cdot \frac{nBm0n}{\text{км}}, \quad (3.1)$$

где $K_{\text{нс}}^2 = 0,75$ – психофотметрический коэффициент;

10^9 – множитель перевода размерности помех из мВт0п в пВт0п;

$p_{\text{сш}}$ – уровень собственных шумов;

p_z – уровень выходной мощности генератора зонowego и магистрального участков, задающий ее отклонение от абсолютного уровня;

α – коэффициент затухания кабеля, дБ/км, на частоте верхнего канала АСП f_B :

$$\alpha = a_i \sqrt{f_B}, \quad (3.2)$$

где a – параметр, зависящий от типа кабеля (таблица 3.2).

Таблица 3.2

| Тип кабеля | МКС | МКТ | КМ |
|------------|-----|-----|-----|
| а | 5,7 | 5,3 | 2,5 |

Уравнение (3.1) можно записать через уровни передачи:

$$p_{\text{сш}(\text{дБм})}^{\text{вх}} - p_{\Gamma(\text{дБм})} + \alpha l_{(\text{дБ})} - \lg\left(\frac{P_{\text{сн} \sum \text{км}}^{\text{норм}}}{0,75}\right) = 10 \lg l. \quad (3.3)$$

При определении f_B нужно руководствоваться частотным планом АСП. Для магистрального участка он определяется числом передаваемых каналов ТЧ. Эти каналы объединяются в группы (таблица 3.3).

Таблица 3.3

| Группа | Первичная | Вторичная | Третичная | Четверичная |
|-------------------------|-----------|-----------|-----------|-------------|
| Частотный диапазон, кГц | 60-108 | 312-552 | 812-2044 | 8516-12388 |

На местных линиях (АТС-АТС), (АТС-МГТС) используют однополосную двухкабельную систему на базе симметричного кабеля, по которой передается вторичная группа. На магистральных участках, где число одновременно передаваемых каналов N_m велико, непосредственно третичные и четверичные группы обычно не используются. Это связано с тем, что отведенный для них частотный диапазон используется неэффективно (не заняты низкочастотные участки 0-812 кГц и 0-8516 кГц). Поэтому спектры

этих групп для передачи по коаксиальному кабелю с помощью аппаратуры сопряжения (система гетеродинов) преобразуются в линейные спектры систем передачи (таблица 3.4).

Таблица 3.4

| Система передачи | К-300 | К-1920 | К-3600 | К-1800 | К-5400 | К-10800 |
|----------------------|---------|----------|-----------|----------|------------|------------|
| Диапазон частот, кГц | 60-1300 | 312-8544 | 812-17596 | 316-8204 | 4332-31084 | 4332-59684 |

При работе по симметричному кабелю (обычно на зонах сетей связи) используют системы передачи, указанные в таблице 3.5.

Таблица 3.5

| Система передачи | К-60П | К-1020С |
|----------------------|--------|----------|
| Диапазон частот, кГц | 12-252 | 312-4636 |

Решение уравнения (3.1) или (3.3) можно найти либо графически, либо численным способом, составив программу для ЭВМ по решению нелинейного уравнения. В контрольной работе студент приводит ход расчетов (графики или компьютерные программы).

3. Номинальное значение длины усилительного участка принимают равным

$$l_{\text{ном}} = (0,75-0,9)l_0. \quad (3.4)$$

4. Размещение оборудования (усилителей и пр.) на магистрали производится по схеме: оконечный пункт (МГТС) – необслуживаемые усилительные пункты (НУП) – обслуживаемый усилительный пункт (ОУП) и т.д. Расстояние ОУП-ОУП принять равным $L_c = 2000$ км. НУП располагают друг от друга на расстоянии $l_{\text{ном}}$. Если L_c не кратна $l_{\text{ном}}$, то последний усилительный участок выполняют укороченным, дополняя его длину $l_{\text{ном}}$ путем установки на ОУП или ОП искусственной линии (ИЛ).

Построение диаграммы уровней производят согласно п.п. 1, 2 для всех участков. На диаграмме наносят значения уровней генератора, уровни сигнала на входе усилителя и уровень собственных шумов.

5. Расчет мощности собственных шумов канала ТЧ проводят суммированием мощностей всех участков на верхних частотах каждого участка:

$$P_{\Sigma} = P_{\text{сп.аб.уч}} + P_{\text{сп.зон.уч}} + P_{\text{сп.маг}}. \quad (3.5)$$

Каждое слагаемое в (3.5) рассчитывается по формуле

$$P_{\text{сп}i} = K_{\text{нс}}^2 \cdot 10^{9+0,1(p_{\text{сш}}+\alpha_i \cdot l_{\text{ном}})} \text{ нВт}, \quad (3.6)$$

где α_i – коэффициент затухания в кабеле на i -ом участке.

Полученную мощность шумов сравнивают с нормативной мощностью.

Пример расчета (схематичный)

Дано: $L = 2000$ км, $l_1 = 1$ км, $l_2 = 14$ км, число каналов ТЧ на магистральном участке $N_M = 2700$, $N_3 = 250$, тип кабеля на магистральном участке – КМ. Уровень передачи $p_T = -10$ дБ, коэффициент шума магистрального усилителя –6 дБ.

Решение:

1. Абонентский участок.

В соответствии со стандартом, на абонентском участке используется двухпроводное окончание с измерительными уровнями на передаче 0 дБм0. На выходном конце двухпроводного окончания (на входе дифсистемы) на АТС уровень – 3,5 дБм0, а на входе усилителя –13 дБм0. Найдем затухание на участке абонент – АТС. По формуле (3.2) для кабеля МКС длиной 1 км для $f_B = 4$ кГц находим

$$A_{аб} = \alpha_{мкс} \sqrt{f_B} = 1_1 = 5,7 \sqrt{0,004} \text{ 1км} = 0,37 \text{ дБ.}$$

Поскольку это затухание значительно меньше необходимого 3,5 дБ на входе дифференциальной системы, помещаем удлинитель с затуханием 3,13 дБ.

Примечание: на практике затухание в двухпроводном окончании может быть значительно больше, поскольку кабели деградируют в условиях сильной влажности, температурных перепадов и т.п.

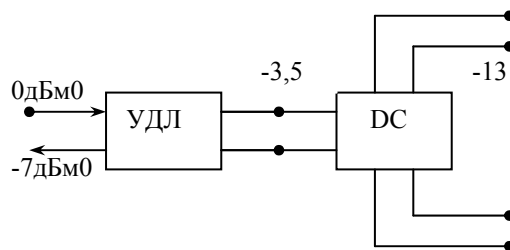


Рисунок 1.2 – Схема абонентского участка

2. Зоновый участок. Поскольку длина зонового участка l_2 достаточно большая, здесь необходим расчет его оптимальной и номинальной длины. Для расчета воспользуемся уравнением (3.3):

$$p_{\Sigma км}^{норм} = 10 \lg 0,75 + 90 + p_{сш} - p_T + \alpha l_0 - 10 \lg l_0.$$

Для симметричного кабеля на зоновом участке норматив на суммарную помеху в линейном тракте не должен превышать 3 пВт0п в психофотметрических единицах. Поскольку на долю собственных помех приходится $\frac{1}{4}$, то норматив

$$P_{cn \sum_{км}}^{норм} = 0,75 \text{ нВт/км}.$$

Уровень собственных шумов, приведенных ко входу первого усилителя:

$$p_{сш} = 10 \lg(f) P_{тш} + n_{шзон} = 10 \lg(k T \Delta f) + n_{шзон}.$$

Подставляя $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град, $T = 293^\circ\text{К}$, $\Delta f = 3,1$ кГц, найдем мощность теплового шума

$$P_{тш} = 1,25 \cdot 10^{-14} \text{ мВт и его уровень } p_{тш} = -139 \text{ дБм}.$$

Учитывая коэффициент шума $n_{шзон} = 10$ дБ, получим $p_{сш} = -129$ дБм.

Для расчета коэффициента затухания α надо знать верхнюю частоту канала ТЧ в групповом сигнале. Используя данные на число каналов ТЧ $N_3 = 250$ и Таблицу 3.5, найдем $f_{взон} = 4,636$ МГц и $\alpha_{зон} = 12,3$ дБ/км.

Оптимальную длину l_0 находим графически (рисунок 3.3), построив графики $f_1(l) = 90 + p_{сш} - p_{Г} + \alpha l - 10 \lg\left(\frac{P_{cn/км}^{норм}}{0,75}\right)$, $f_2(l) = +10 \lg(l)$, найдя их точку

пересечения и подставляя значения $P_{cn/км}^{норм} = 0,75 \text{ нВт/км}$, $p_{сш} = -99$ дБм, $p_{Г} = +20$ дБм, найдем:

$$f_1(l) = 29 - 12,3 l,$$

$$f_2(l) = -10 \lg(l),$$

$$l_{0зон} = 2,7 \text{ км},$$

а номинальная длина $l_{ном} = 0,9 l_{0зон} \approx 2,4$ км.

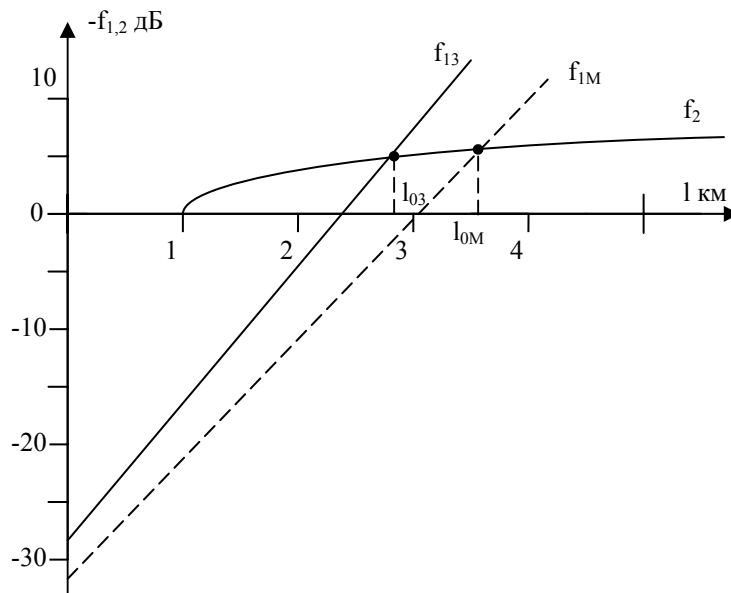


Рисунок 3.3 – Графическое нахождение l_0

Число усилительных участков N_3 находим как

$$N_3 = \frac{l_2}{l_{ном}} = \frac{14}{2,4} = 5,83.$$

Округляя, находим $N_3 = 6$. Длина последнего участка будет равна 2 км, а не 2,4 км, поэтому там применяем искусственную линию с электрической длиной 0,4 км.

Коэффициент усиления первого усилителя K_1 находится так: нужно согласовать уровень входного сигнала $p_{вх} = -13$ дБм0 с уровнем передачи для зонного канала $p_{г} = -10$ дБ = 20 дБм. Разница и будет равна $K_1 = p_{г} - p_{вх} = 33$ дБ.

Коэффициент усиления усилителей 2-5 участков определяется только затуханием

$$K_2 = K_3 = 29,5 \text{ дБ.}$$

Коэффициент усиления шестого усилителя определяется затуханием на укороченном участке

$$K_4 = \alpha_3 l_{ук} = 12,3 \cdot 2 = 24,6 \text{ дБ.}$$

Мощность собственных шумов на зонном участке считаем по формуле (3.6), полагая, что все усилительные участки имеют одинаковое значение K – коэффициента усиления усилителя:

$$P_{сп зон} = 0,75 \cdot 10^{9+0,1(p_{сш}+K)} \cdot N_3.$$

Подставляя значения параметров, получим:

$$P_{сп зон} = 0,75 \cdot 10^{2,1} \cdot 6 = 562 \text{ нВт} \text{ или } -62,5 \text{ дБм.}$$

Сравним эту мощность с нормативной:

$$P_{сп зон}^{норм} = P_{сп зон км} \cdot l_{км} = 0,75 \cdot 14 = 10,5 \text{ нВт0}.$$

Следует учитывать, что норматив определяется при абсолютном уровне 0 дБм (1мВт), в то время как входной уровень на зонном участке тракта +20 дБм. Поэтому $P_{сп зон}^{норм} = 1050 \text{ нВт0}$ и условие по уровню собственных помех удовлетворяется.

3. Магистральный участок.

Для магистрального участка проводим те же расчеты, что и для зонного.

Здесь нужно учитывать норматив для коаксиального кабеля, который будет равен:

$$P_{сп \Sigma км}^{норм} = \frac{1,5 \text{ нВт0н}}{2} = 0,75 \text{ нВт0н}.$$

Коэффициент затухания (на верхней частоте группового сигнала $f_{в} = 17,6$ МГц) $\alpha = 10,5$ дБ/км.

В результате получим уравнения для нахождения $l_{опт}$:

$$f_1(l) = -33 + 10,5 l,$$

$$f_2(l) = 10 \lg l.$$

Отсюда

$$l_{опт маг} = 3,625 \text{ км.}$$

Номинальная длина $l_{ном маг} = 0,9 \cdot l_{опт} \approx 3,26 \text{ км,}$

коэффициент усиления $K = 34,2 \text{ дБ,}$

число усилительных участков $n_{маг} = 614.$

Последний участок укороченный, его длина $l_{\text{укор маг}} = 1,62$ км и коэффициент усиления $K_{\text{ук}} = 17$ дБ.

Мощность собственных шумов на выходе магистрального участка рассчитаем по формуле (3.6):

$$P_{\text{сш маг}} = 0,75 \cdot 10^{9+0,1(P_{\text{сш}}+\alpha_m l_{\text{ном маг}})} \cdot n_{\text{маг}} = 0,75 \cdot 10^{9+0,1(-109+6+34,2)} \cdot 614 =$$

$$= 60786 \text{ нВт} = 60,8 \text{ нВт}$$

или – 46 дБм.

Сравним полученную мощность шумов с нормативной для магистрали:

$$P_{\text{сш маг}}^{\text{норм}} = 0,75 \text{ нВт} / \text{км} \cdot 2000 \text{ км} \cdot 100 = 150 \text{ нВт}.$$

Как видим, $P_{\text{сш маг}} < P_{\text{сш норм}}$.

4. Построим диаграмму уровней для всех участков (рисунок 3.4).

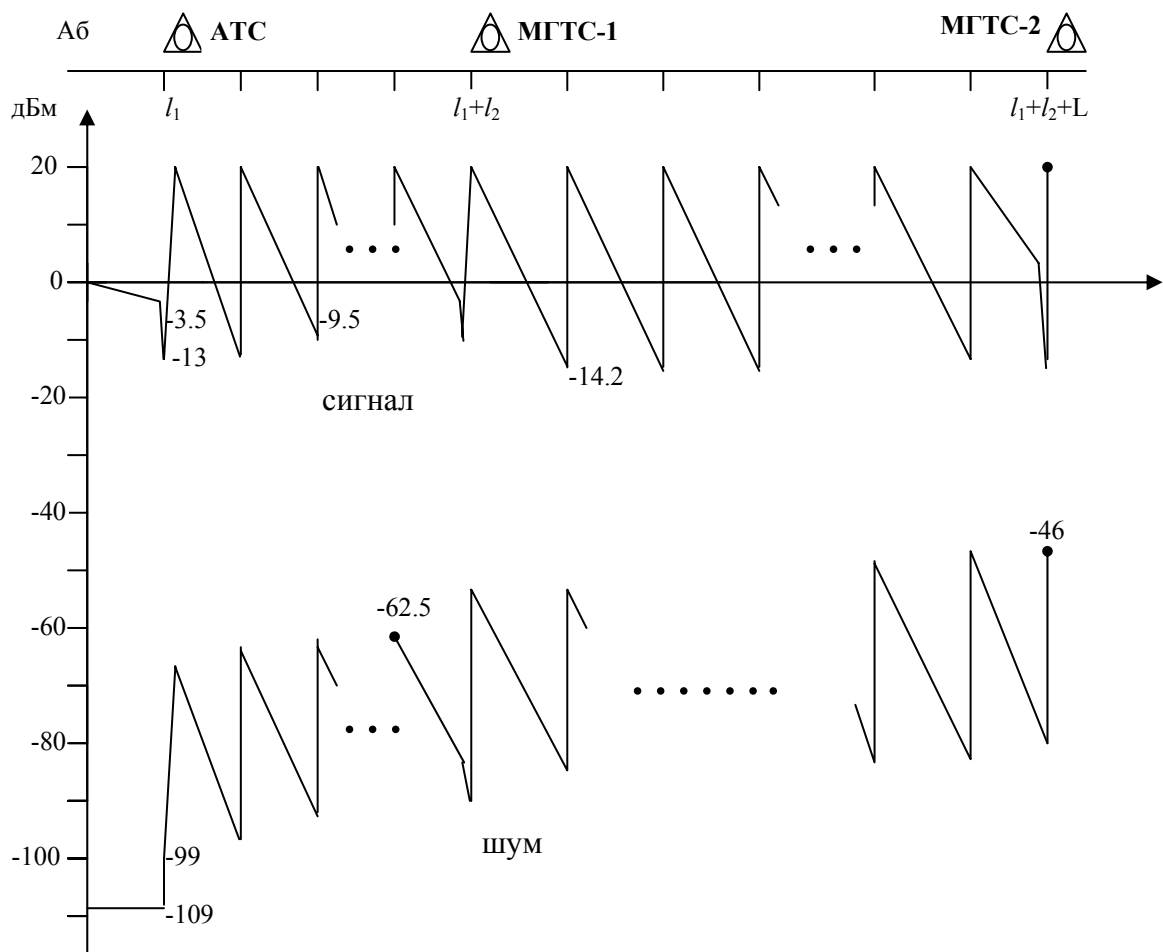


Рисунок 3.4 – Диаграмма уровней

4.1. Абонентский участок.

Начальный уровень $p_T = 0$ дБм0.

Затухание в линии вместе с удлинителем +3 дБ.

Затухание в дифсистеме +10 дБ.

Уровень на входе четырехпроводного окончания –13 дБм0.

Уровень собственных шумов на входе усилителя –129 дБм0, а мощность шума –0,1 пВт.

4.2. Зоновый участок.

Уровень сигнала на входе участка $p_{T\text{ зон}} = +20$ дБм0.

Затухание на усилительных участках:

1 – 32,5 дБ,

2-5 – 29,5 дБ,

6 – 24,6 дБ.

Уровень собственных шумов, приведенных ко входу первого усилителя –99 дБм, а на его выходе –66,5 дБм.

К окончанию зонового участка за счет накопления собственных шумов их уровень на выходе достигает –62,5 дБм.

4.3. Магистральный участок.

Уровень сигнала на входе +20 дБм.

Затухание на усилительных участках 34,2 дБ, а на последнем укороченном участке –17 дБ

Уровень собственных шумов на выходе –46 дБм.

3.2. Контрольная работа №2

Цифровые системы передачи (ЦСП)

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.

Варианты заданий приведены в таблице 3.6.

Таблица 3.6

| | 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 | 4В3Т | 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 | 4В3Т | 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) | | | | |

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.

При работе в режиме электронной почты номер цикла **n** и линейный код **c** задаются преподавателем после получения правильного ответа по предыдущему пункту задания.

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.

$I_x = 953 \rightarrow 01001110$ (КИ1);
 $I_y = 2107 \rightarrow 01100000$ (КИ3);
 $I_z = 5512 \rightarrow 01110101$ (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».

Т.о. 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.

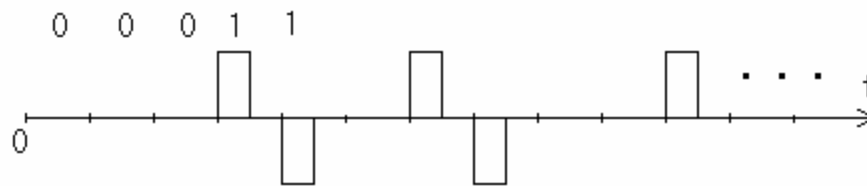


Рисунок 3.5 – Код ЧПИ

(Студент в работе приводит код полностью).

4. Выходной сигнал (код ЧПИ) можно представить как сумму периодического биполярного сигнала с периодом T_c и случайного (рисунок 3.6).

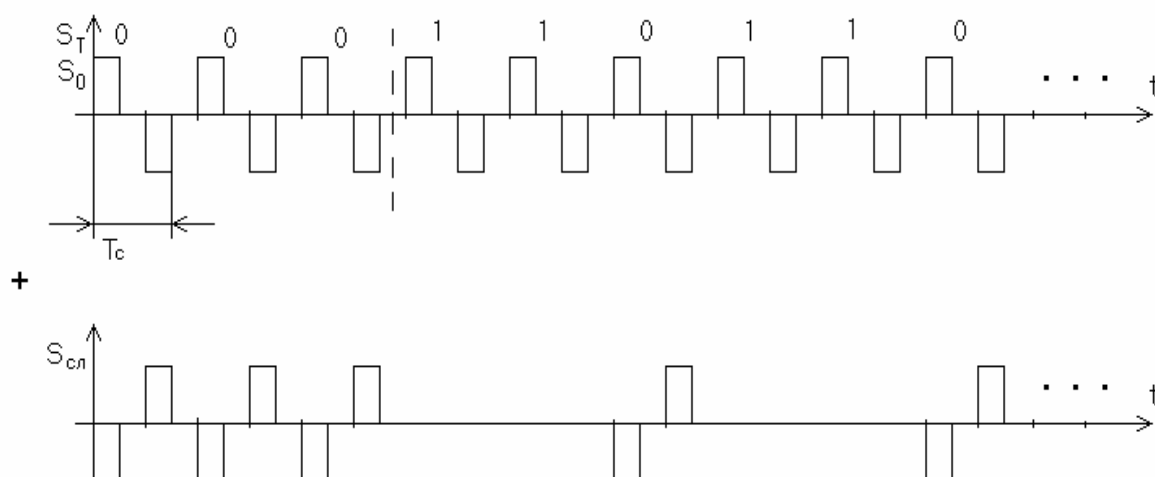


Рисунок 3.6 – Составляющая кода ЧПИ

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

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

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

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 $T_{ц} = 125$ мкс:

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

Рассчитаем и построим спектр $S_{сл}(\omega)$ в безразмерных координатах $\frac{S_{сл}}{S_0 T}(\omega T_c)$ (рисунок 3.7).

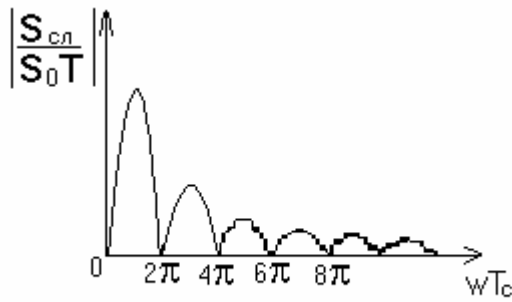


Рисунок 3.7 – Спектр сигнала

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. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей. В 2-х ч.: Учебное пособие. – Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2002. – Ч.1: Системы передачи. – 107 с.
2. Беллами Дж. Цифровая телефония/ Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 544 с.
3. Проектирование и техническая эксплуатация систем передачи/ Под ред. В.Н. Гордиенко, В.В. Крухмалева. – М.: Радио и связь, 1996. – 344 с.
4. Мельник В.К. Первичные сигналы связи. Уровни передачи. – М.: Московский технический университет связи и информации, 1994. – 31 с.