

УЧРЕЖДЕНИЕ ОБРАЗОВАНИЯ
«БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАТИКИ И
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»

Кафедра защиты информации

КУРСОВАЯ РАБОТА

по дисциплине “Теория электрической связи”

Тема: “Расчёт технических характеристик цифровой
системы передачи непрерывных сообщений ”

Вариант задания

Группа

ФИО студента

Номер студ. билета

Роспись студента

Допущен к защите

ФИО преподавателя

Роспись преподавателя

Дата

Оценка

Содержание

	Введение.....	3
1	Задание 1.....	4
1.1	Интервал дискретизации.....	5
1.2	Интервал квантования.....	6
1.3	Мощность шума квантования.....	7
1.4	Отношение мощности первичного сигнала к мощности шума квантования в дБ.....	8
1.5	Производительность дискретного источника (на выходе квантователя).....	8
1.6	Скорость цифрового потока на выходе квантователя.....	10
1.7	Вероятность появления символов двоичных слов на выходе АЦП.....	11
1.8	Скорость цифрового потока на выходе АЦП.....	12
1.9	Вероятность реализации выборки, дифференциальная энтропия	12
2	Задание 2.....	15
3	Задание 3.....	22
3.1	Выбор структурной схемы оптимального приёмника.....	22
3.2	Выбор уровня порога.....	25
3.3	Определение вероятности ошибки.....	26
3.4	Математическая модель канала связи.....	27
4	Задание 4.....	30
4.1	Производительность источника непрерывных сообщений.....	30
4.2	Пропускная способность канала и системы связи.....	31
4.3	Частотная и энергетическая эффективность канала связи.....	32
4.4	Организация многоканальной связи.....	35
4.5	Структурная схема системы передачи непрерывных сообщений цифровым методом.....	35
4.6	Описание работы системы с временными и спектральными диаграммами.....	37
	Заключение.....	39
	Литература.....	40

Введение

В настоящее время наиболее широкое применение получили цифровые системы передачи, так как они обладают рядом преимуществ по сравнению с непрерывными системами передачи. Основное техническое преимущество цифровых систем передачи состоит в их высокой помехоустойчивости. В этом случае при передаче непрерывного сообщения можно повысить верность приема применением помехоустойчивого кодирования. Высокая помехоустойчивость таких систем позволяет осуществить практически неограниченную по дальности связь при использовании каналов сравнительно невысокого качества.

Другим существенным преимуществом цифровой системы передачи информации является широкое использование в аппаратуре преобразования сигналов современной элементной базы цифровой вычислительной техники и микропроцессоров. На цифровой основе могут быть объединены в единой системе сигналы передачи данных с сигналами передачи речи и телевидения. Возможность приведения всех видов передаваемой информации к цифровой форме позволяет осуществить интеграцию систем передачи и систем коммутации. Простота сочленения цифрового канала с ЭВМ позволяет существенно расширить область использования вычислительной техники при построении аппаратуры связи и автоматизации управления сетями связи.

В данной курсовой работе произведен расчет основных технических характеристик цифровой системы передачи.

1. Задание 1

На вход АЦП системы передачи непрерывных сообщений поступает случайный первичный сигнал, мощность которого $P_b=0.4 \text{ В}^2$ и ширина спектра $F_c=2.4 \cdot 10^3 \text{ Гц}$. Плотность распределения сигнала подчинена треугольному закону распределения. Среднее значение случайного сигнала равно нулю.

Случайный сигнал в АЦП подвергается дискретизации, а его выборки - линейному преобразованию. Преобразованные выборки квантуются и кодируются. Число уровней квантования для всех вариантов равно 256.

Определить:

- 1.Интервал дискретизации;
- 2.Интервал квантования (для линейного преобразования) и интервалы квантования (для нелинейного преобразования);
3. Мощность шума квантования;
- 4.Отношение мощности первичного сигнала к мощности шума квантования в дБ;
- 5.Производительность дискретного источника (на выходе квантователя);
6. Скорость цифрового потока на выходе квантователя;
- 7.Вероятности появления символов двоичных слов на выходе АЦП;
- 8.Скорость цифрового потока на выходе АЦП;
- 9.Вероятность реализации выборки, значение которой равно $\sqrt{P_b}$, и дифференциальную энтропию.

Аналогово-цифровой преобразователь преобразует первичный непрерывный аналоговый сигнал в двоичный код. Такое преобразование непрерывного первичного аналогового сигнала называется импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ).

Основными операциями при ИКМ являются операции дискретизации, квантования, кодирования.

Операция преобразования непрерывного сообщения в дискретное называется дискретизацией.

Дискретизация по времени выполняется путем взятия отсчетов функции $x(t)$ в определенные дискретные моменты времени t_k . В результате непрерывную функцию $x(t)$ заменяют совокупностью мгновенных значений $\{x_k\} \Rightarrow \{x(t_k)\}$. Обычно моменты отсчетов выбирают на оси времени равномерно, т. е. $t_k = k \cdot \Delta t$.

Дискретизация осуществляется не только по времени, но и по уровням. Дискретизация значений функции (уровня) носит название квантования. Операция квантования сводится к тому, что вместо данного мгновенного значения передаваемого сообщения (или первичного сигнала) $x(t)$ передают ближайшие значения по установленной шкале дискретных уровней. Само собой разумеется, что при квантовании вносится погрешность, так как истинные значения заменяют округленными значениями x_k . Дискретизация по времени лежит в основе всех видов импульсной модуляции. Дискретизация по времени и уровню позволяет непрерывное сообщение преобразовать в цифровое, которое затем кодируется. Достоинством систем связи с дискретизацией являются возможность применения кодирования для повышения помехоустойчивости, удобство обработки сигналов и сопряжения устройств связи с цифровыми вычислительными машинами.

1.1 Интервал дискретизации

Для расчёта интервала дискретизации сигнала будем использовать теорему В.А. Котельникова, доказанную им в 1933 году.

Теорема гласит, что функцию $x(t)$ с финитным спектром можно точно восстановить (интерполировать) по её отсчётам $x(k\Delta t)$, взятым через интервалы $\Delta t = 1/2F$, где F - верхняя частота спектра функции. Так как спектром входного сигнала является белый шум, то $F = F_c$. Тогда интервал дискретизации равен

$$\Delta t = \frac{1}{2F} = \frac{1}{2F_c} = \frac{1}{2 \cdot 2400} = 208.3 \cdot 10^{-6} \text{ (с)} = 208.3 \text{ (мкс)}.$$

1.2 Интервал квантования

По условию плотность распределения сигнала подчинена треугольному закону распределения и среднее значение случайного процесса первичного сигнала равно нулю и описывается выражением:

$$\omega(x) = \begin{cases} \omega_0 \left(1 - \frac{|x|}{a}\right); & \text{при } -a < x < a; \\ 0; & \text{при } |x| \geq a. \end{cases}$$

Условие нормировки запишется так

$$\int_{-a}^a \omega(x) dx = 1, \text{ откуда } \omega_0 a = 1 \text{ или } \omega_0 = \frac{1}{a}. \text{ Тогда выражение для плотности}$$

распределения перепишем в виде

$$\omega(x) = \begin{cases} \frac{1}{a} \left(1 - \frac{|x|}{a}\right); & \text{при } -a < x < a; \\ 0; & \text{при } |x| \geq a. \end{cases}$$

Определим математическое ожидание и дисперсию входного сигнала

$$m = \int_{-a}^a x \cdot \omega(x) dx = 0,$$

$$\sigma_x^2 = m[x^2 - m^2(x)] = m[x^2] = \frac{2a^2}{3}.$$

Тогда из условия $P_b = \sigma_x^2 = \frac{2a^2}{3}$ параметр a равен $a = \sqrt{\frac{3}{2} P_b}$.

Выражение для плотности распределения сигнала примет вид

$$\omega(x) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3P_b}} \left(1 - |x| \sqrt{\frac{2}{3P_b}}\right); & \text{при } -\sqrt{\frac{3}{2} P_b} < x < \sqrt{\frac{3}{2} P_b}; \\ 0; & \text{при } |x| \geq \sqrt{\frac{3}{2} P_b}. \end{cases}$$

или после подстановки числовых значений

$$\omega(x) = \begin{cases} 1.29(1 - 1.29|x|); & \text{при } -0.775 < x < 0.775; \\ 0; & \text{при } |x| \geq 0.775. \end{cases} \quad (1.1)$$

График закона распределения (1.1) приведён на рисунке 1.

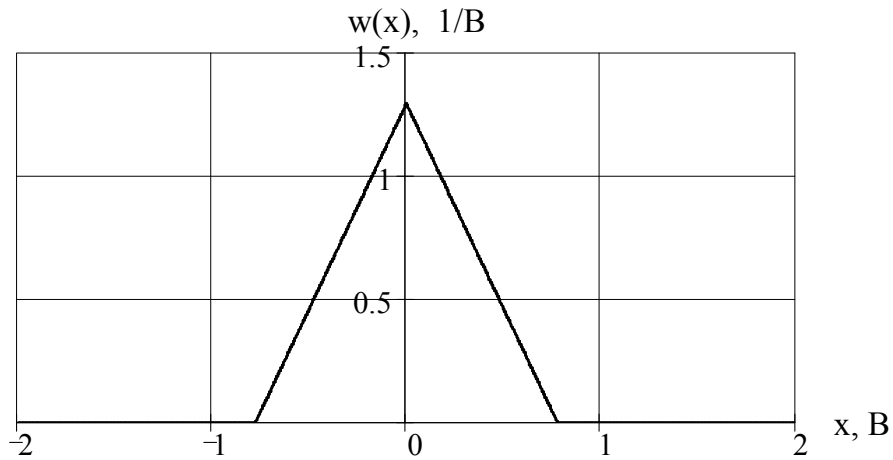


Рисунок 1. Плотность распределения вероятности сигнала

Интервал квантования определим на основании того, что сигнал подчинён треугольному закону распределения. При этом считается, что все значения случайной величины ξ попадают в диапазон от $-a$ до $+a$. Тогда шаг квантования определяется из выражения

$$\Delta b = \frac{2a}{L} = \frac{\sqrt{6P_b}}{L}.$$

где L – количество уровней квантования.

Тогда получаем

$$\Delta b = \frac{\sqrt{6P_b}}{L} = \frac{\sqrt{6 \cdot 0.4}}{256} = 6.05 \cdot 10^{-3} \text{ (В)}.$$

1.3 Мощность шума квантования

Одной из причин, приводящих к отличию принятого сообщения от переданного цифровой системой передачи, является шум квантования, другой – помехи в канале, которые накладываются на передаваемые символы кодовых комбинаций и могут вызвать ошибки. Ошибки в символах приводят к ошибочному декодированию всей кодовой комбинации.

Шум квантования не связан (не зависит) с помехами в канале и целиком определяется выбором числа уровней квантования. Его можно сделать сколь угодно малым, увеличивая число уровней квантования. При этом придётся увеличивать число кодовых символов, приходящихся на каждый отсчёт, а

следовательно, сокращать длительность символа и расширять спектр сигнала в канале.

Мощность шума квантования определяется выражением

$$P_{\varepsilon.кв.} = \frac{\Delta b^2}{12} = \frac{(6.05 \cdot 10^{-3})^2}{12} = 3.05 \cdot 10^{-6} \text{ (В}^2\text{)}.$$

1.4 Отношение мощности первичного сигнала к мощности шума квантования в дБ

Отношение мощности первичного сигнала к мощности шума квантования в логарифмическом масштабе (в дБ) рассчитывается по выражению

$$\rho = 10 \lg \frac{P_b}{P_{\varepsilon.кв.}},$$

где P_b - мощность первичного сигнала;

$P_{\varepsilon.кв.}$ – мощность шума квантования.

Тогда после подстановки числовых значений

$$\rho = 10 \lg \frac{P_b}{P_{\varepsilon.кв.}} = 10 \lg \frac{0.4}{3.05 \cdot 10^{-6}} = 51.2 \text{ (дБ)}.$$

1.5 Производительность дискретного источника (на выходе квантователя)

Если в единицу времени квантователь выдает в среднем $v_{и}$ символов (скорость источника $v_{и}$), то среднее количество информации, создаваемое источником в единицу времени равно

$$H'(A) = v_{и} \cdot H(A) = \frac{H(A)}{T_{cp}},$$

где T_{cp} - средняя длительность одного символа,

$H(A)$ – энтропия источника сообщений и представляет собой среднее количество информации, приходящееся на один символ, передаваемый дискретным источником независимых сообщений с алфавитом объема L .

Характеристику $H'(A)$ называют производительностью дискретного источника.

Энтропию $H(A)$ можно найти как математическое ожидание дискретной случайной величины $I(a_i)$, определяющей количество информации, содержащееся в одном случайно выбранном символе (знаке)

$$H(A) = \overline{I(a_i)} = -\sum_{i=1}^L P(a_i) \log P(a_i). \quad (1.2)$$

Определим предельные параметры. Максимальная энтропия источника равна

$$H_{\max}(A) = \log L.$$

Тогда максимальная производительность дискретного источника будет равна

$$H'_{\max}(A) = \frac{H_{\max}(A)}{\Delta t}.$$

После подстановки значений

$$H_{\max}(A) = \log 256 = 8 \left(\frac{\text{бит}}{\text{сообщение}} \right),$$

$$H'_{\max}(A) = \frac{8}{208.3 \cdot 10^{-6}} = 38400 \left(\frac{\text{бит}}{\text{с}} \right) = 38.4 \left(\frac{\text{кбит}}{\text{с}} \right).$$

Так как плотность распределения вероятности входного аналогового сигнала равномерна, то энтропия, а значит и производительность максимальны. При заданном распределении, энтропия дискретного источника будет равна максимальной энтропии:

$$H(A) = H_{\max}(A).$$

Также энтропию определим по выражению (1.2). В этом выражении

$$a_i = \left(i - \frac{L}{2} \right) \cdot \Delta b,$$

$$P(a_i) = \omega \left(\left(i - \frac{L}{2} \right) \cdot \Delta b \right) \cdot \Delta b - \text{вероятность прихода } i\text{-го символа,}$$

$\omega(x)$ - выражение для плотности распределения вероятности входного сигнала.

Подставим выражения в формулу (1.2) и рассчитаем с помощью ЭВМ значение энтропии дискретного источника

$$H(A) = 7.72 \left(\frac{\text{бит}}{\text{сообщение}} \right).$$

Определим избыточность квантованного сигнала

$$\chi = \left(1 - \frac{H(A)}{H_{\max}(A)} \right) \cdot 100\% = \left(1 - \frac{7.72}{8} \right) \cdot 100\% = 3.49 \ %.$$

Избыточность показывает, какая доля максимально возможной энтропии не используется источником.

Определим производительность источника дискретных сообщений

$$H'(A) = \frac{H(A)}{\Delta t} = \frac{7.72}{208.3 \cdot 10^{-6}} = 37062 \left(\frac{\text{бит}}{\text{с}} \right).$$

Сравнив производительность максимальную и производительность при нормальном распределении видно, что

$$H'(A) = H'_{\max}(A).$$

1.6 Скорость цифрового потока на выходе квантователя

Скорость цифрового потока на выходе квантователя определяется по формуле:

$$R_{\text{кв}} = \frac{I(A, B)}{\Delta t},$$

где $I(A, B)$ – средняя взаимная информация;

Δt – длительность (время) между соседними отсчётами (интервал дискретизации).

Взаимная информация определяется выражением

$$I(A, B) = H(A) - H(A/B),$$

где $H(A/B)$ – условная энтропия, характеризующая потери информации при воздействии помех. Так как в квантователе помехи отсутствуют, т. е. условная энтропия будет равна нулю

$$H(A/B) = 0.$$

Тогда

$$I(A, B) = H(A) - H(A/B) = H(A).$$

Теперь скорость цифрового потока на выходе квантователя определяется по формуле:

$$R_{\text{кв}} = \frac{I(A, B)}{\Delta t} = \frac{H(A)}{\Delta t} = \frac{7.72}{208.3 \cdot 10^{-6}} = 37062 \left(\frac{\text{бит}}{\text{с}} \right).$$

Нетрудно заметить, что производительность источника дискретных сообщений равна скорости цифрового потока на выходе

$$R_{\text{кв}} = H'(A) = 37062 \left(\frac{\text{бит}}{\text{с}} \right).$$

1.7. Вероятность появления символов двоичных кодовых слов

на выходе АЦП

Вероятность появления символов двоичных кодовых слов на выходе АЦП, то есть вероятность появления 0 и 1 определим на основании классического

определения энтропии $H(a) = -\sum_{i=1}^m P(a_i) \log P(a_i)$

где $m=2$ – основание системы счисления кодирования;

$H(a)$ – энтропия АЦП;

$P(a_i)$ – вероятность появления соответствующего символа.

Тогда получаем

$$H(a) = -\sum_{i=1}^2 P(a_i) \log P(a_i) = -P(0) \log P(0) - P(1) \log P(1).$$

С учётом того, что $P(1) = 1 - P(0)$, имеем

$$H(a) = -P(0) \log P(0) - P(1) \log P(1) = -P(0) \log P(0) - (1 - P(0)) \log [1 - P(0)].$$

Энтропия АЦП определяется

$$H(a) = \frac{H(A)}{H_{\text{max}}(A)} = 0.965 \left(\frac{\text{бит}}{\text{символ}} \right),$$

где $H(A)$ – энтропия квантователя.

Тогда уравнение для определения $P(0)$ запишется в виде

$$\frac{H(A)}{H_{\max}(A)} = -P(0)\log P(0) - (1 - P(0))\log[1 - P(0)].$$

Решив данное уравнение установим, что

$$P(0) = 0.609;$$

$$P(1) = 0.391.$$

1.8. Скорость цифрового потока на выходе АЦП

Скорость цифрового потока на выходе АЦП определяется так

$$R_{\text{АЦП}} = \frac{I(a, b)}{t_d} = \frac{H(a)}{t_d},$$

где t_d – время длительности одного символа. Так как в одном сообщении содержится $\log L = 8$ символов, то t_d равно

$$t_d = \frac{\Delta t}{8} = \frac{208.3}{8} = 26.04 \text{ (мкс)}.$$

Тогда скорость цифрового потока на выходе АЦП равна

$$R_{\text{АЦП}} = \frac{H(a)}{t_d} = \frac{0.965}{26.04 \cdot 10^{-6}} = 37062 \left(\frac{\text{бит}}{\text{с}} \right).$$

Сравнивая скорость цифровых потоков на выходе АЦП и на выходе квантователя видно, что они равны:

$$R_{\text{АЦП}} = R_{\text{кв}} = 37062 \left(\frac{\text{бит}}{\text{с}} \right).$$

1.9 Дифференциальная энтропия источника непрерывных сообщений

Пусть ξ – случайная величина входного аналогового непрерывного сигнала.

Рассмотрим плотность распределения вероятности $\omega(x)$ величины ξ (рис. 1).

Вероятность попадания случайной величины ξ в i -й промежуток Δx равна

$$p_i \left\{ x_i - \frac{\Delta x}{2} < \xi \leq x_i + \frac{\Delta x}{2} \right\} \approx \omega(x_i) \Delta x,$$

где x_i – срединное значение i -го интервала Δx .

Располагая рядом дискретных значений, вычислим энтропию

$$H_0(\xi) \approx -\sum_{i=1}^N p_i \log p_i \approx -\sum_{i=1}^N \omega(x_i) \Delta x \log[\omega(x_i) \Delta x],$$

где N – число дискретных значений.

В предельном переходе имеем

$$H(\xi) = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} H_0(\xi) = -\int_{-\infty}^{+\infty} \omega(x) \cdot \log \omega(x) dx + \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \log \frac{1}{\Delta x}. \quad (1.3)$$

Первое слагаемое полученного выражения имеет конечное значение. Обозначим его

$$h(\xi) = -\int_{-\infty}^{+\infty} \omega(x) \cdot \log \omega(x) dx. \quad (1.4)$$

Второе слагаемое зависит от шага квантования и при $\Delta x \rightarrow 0$ стремится к ∞ . Это значит, что среднее количество информации, содержащееся в одном отсчете непрерывной случайной функции (сообщении) также равно бесконечности.

По этой причине $H(\xi)$ не может быть количественной мерой, которая позволила бы оценить объем информации, содержащейся в одном отсчете непрерывной случайной функции (сообщения).

В качестве этой меры принимают величину, определяемую выражением (1.4). Поскольку эта величина зависит от дифференциальной плотности распределения вероятности, она получила название дифференциальной энтропии.

Причём имеет смысл не сама дифференциальная энтропия, а разность двух дифференциальных энтропий, чем и объясняется её название. У дифференциальной энтропии имеется свойство аддитивности, т.е. дифференциальная энтропия нескольких сечений случайного процесса равна сумме их дифференциальных энтропий, вычисляемых с учётом вероятностных зависимостей между сечениями.

Подстановка (1.1) в (1.4) и упрощение даст результат

$$h(\xi) = \log \sqrt{2\pi e \sigma^2}. \quad (1.5)$$

Из (1.5) видно, что дифференциальная энтропия не зависит от среднего значения случайного сигнала и возрастает с ростом дисперсии.

С учётом того, что $\sigma^2 = P_b$, значение дифференциальной энтропии для входного сигнала с заданными характеристиками равно

$$h(\xi) = \log \sqrt{2\pi e \sigma^2} = \log \sqrt{2\pi e \cdot P_b} = \log \sqrt{2\pi \cdot e \cdot 0.4} = 1.386.$$

Вероятность попадания сигнала на выходе АЦП в некий i -й интервал квантования, как указывалось ранее, равна

$$p_i \left\{ x_i - \frac{\Delta x}{2} < \xi \leq x_i + \frac{\Delta x}{2} \right\} \approx \omega(x_i) \Delta x$$

Это есть вероятность реализации выборки СВ ξ .

Так как $\Delta x = \Delta b$, то для $x = \sqrt{P_b} = 0.632$ (В) имеем

$$p_b \approx \omega(x) \Delta x = \omega(\sqrt{P_b}) \Delta b = 0.237 \cdot 6.05 \cdot 10^{-3} = 1.43 \cdot 10^{-3}.$$

2. Задание 2

Двоичные слова с выхода АЦП преобразуются в линейные сигналы.

Определить структурную схему формирователя линейного сигнала, включающего модуляторы и генераторы сигналов (носителей сообщения). Привести структурную схему и описание работы формирователя. Временные и спектральные диаграммы, поясняющие работу формирователя линейного сигнала, должны иметь информацию о параметрах сигнала, а также масштабные сетки с указанием размерности.

Рассчитать:

1. Ширину спектра сигналов носителей информации.
2. Ширину спектра сигналов на выходах модуляторов.
3. Базу модулированного сигнала.

Таблица 1

Носитель 1-й ступени модуляции	Модуляция носителя	Период послед.-ти	Символы кода послед.-ти	Длина блока	Носитель 2-й ступени модуляции	Разнос частот
ГСННФ*	Дискр. ЧМ	—	—	5	—	$\frac{8\pi}{\tau_{и}}$

ГСННФ – гармонический сигнал с неизвестной начальной фазой.

После оцифровки в АЦП сигнал преобразуется в модуляторе 1-й ступени.

Носителем в модуляторе является ГСННФ с частотой ω_0 , источником которого может являться транзисторный или ламповый генератор.

Рассмотрим принцип *дискретной ЧМ*.

Информационное двоичное слово разбивают на блоки одинаковой длины. Длина каждого блока равна $k=5$ символам двоичного слова. Число слов блока равно $2^k = 32$. Каждому слову блока соответствует своё значение частоты радиосигнала. Она остается постоянной в пределах каждого блока, но изменяется при переходе от блока к блоку с изменением двоичного слова.

Правило отображения двоичных слов блока в значения частоты радиосигнала называется *модуляционным кодом*.

Дискретная ЧМ является вариантом кодирования передаваемой информации.

Дискретный ЧМ сигнал описывается выражением

$$u_{\text{чм}}(t) = A \sum_{i=1}^n v[t - (i-1)k\tau_n] \cdot \cos(\omega_i t + \varphi_i), \quad (2.1)$$

где τ_n - длительность одного символа информационного двоичного слова, k - длина блока, n -число блоков, A -амплитуда, ω_i - частота, φ_i -начальная фаза радиосигнала, $v(t)$ -форма видеоимпульса длительностью $k\tau_n$. Значение частоты в i -м блоке определяется числом $\sum_{r=0}^{k-1} a_r \cdot 2^r$, где a_r -элементы двоичного слова i -го блока, равные 0 или 1.

Выбранный модуляционный код представлен в таблице 2.

Таблица 2

Двоичное слово	Номер блока	Частота
00000	1	ω_0
00001	2	$\omega_0 + \frac{8\pi}{\tau_n}$
00010	3	$\omega_0 + 2 \cdot \frac{8\pi}{\tau_n}$
.....
11111	32	$\omega_0 + 31 \cdot \frac{8\pi}{\tau_n}$

Спектр сигнала равен сумме спектров радиоимпульсов одинаковой длительности $k\tau_n$, несущие частоты которых определяются словами блоков. Ширина спектра ЧМ сигнала определяется шириной спектра видеоимпульса $\Delta\omega_n$.

разносом частот $\omega_i - \omega_{i-1}$, $i = 2, 3, \dots, 2^k$ между соседними спектрами радиоимпульсов, числом 2^k используемых частот:

$$\Delta\omega = \sum_{i=2}^{2^k} (\omega_i - \omega_{i-1}) + 2\Delta\omega_n.$$

Если дискретный ЧМ сигнал содержит прямоугольные радиоимпульсы с одинаковым разносом частот, то

$$\Delta\omega = \omega_p (2^k - 1) + 2\Delta\omega_n. \quad (2.2)$$

При выполнении равенства $\omega_p = 2\Delta\omega_n$ ширина спектра равна

$$\Delta\omega = 2^k \frac{4\pi}{k\tau_n}.$$

Целесообразно использовать один генератор ГСННФ и необходимое число генераторов гармонических сигналов с частотами $\omega_0 + n \cdot \frac{8\pi}{\tau_n}$ (возможна также генерация данных сигналов цифровым синтезатором частоты).

Предполагаем, что сигнал с выхода АЦП поступает последовательным кодом.

В соответствии с выражением (2.1) структурная схема модулятора приведена на рисунке 2.

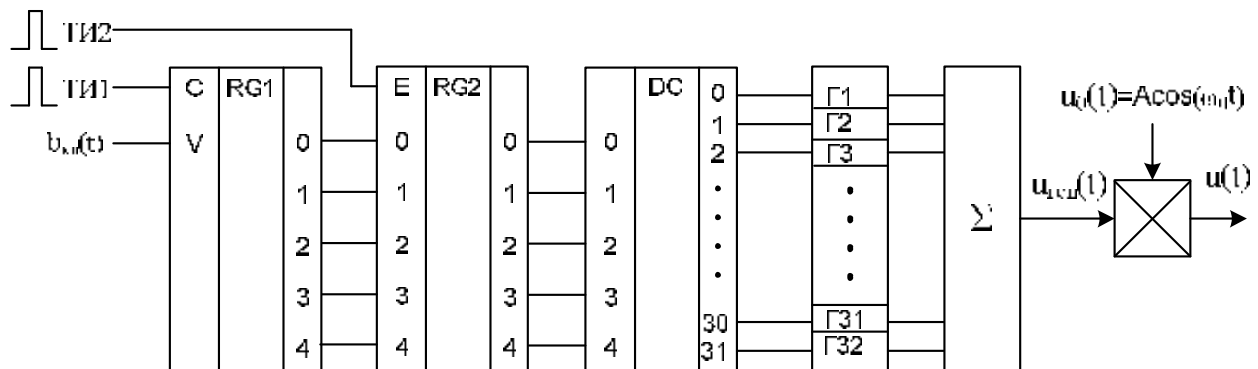


Рисунок 2. Структурная схема модулятора

Назначение элементов схемы.

Сдвигающий регистр RG1 имеет разрядность k ; предназначен для приёма последовательного кода сообщений с выхода АЦП и передачи блоков на буферный регистр RG2. Статический регистр RG2 предназначен для хранения блоков. Дешифратор DC расшифровывает номер блока (таблица 2) и разрешает работу

соответствующего генератора промежуточной частоты (ГПЧ). Сумматор объединяет выходы всех ГПЧ. Перемножитель позволяет выделить сигнал с частотой, равной сумме частот входных сигналов.

Работа схемы.

Сообщения с выхода АЦП поступают на вход сдвигающего регистра RG1. Длительность одного дискрета сообщения равна t_d . Импульсы с такой же периодичностью следует подавать на счётный вход С регистра. Период между приходами импульсов обнуления в k раз больше, чем t_d : $T_R = kt_d$. Импульсы, разрешающие прохождение информации со входов регистра на выходы, имеют такую же периодичность.

После приёма k дискретов в сдвигающий регистр импульсом Е разрешается запись блока из регистра RG1 в регистр RG2. Разряды блока поступают также на входы дешифратора. Количество выходов дешифратора – 2^k . Только на одном из выходов присутствует сигнал логической единицы. Номер этого выхода соответствует номеру используемого генератора. Сигнал ГПЧ через сумматор поступает на перемножитель. На второй вход перемножителя поступает ГСННФ.

На выходе перемножителя присутствует сигнал с частотой $\omega_0 + n \cdot \frac{8\pi}{\tau_n}$, где n – номер блока.

Количество генераторов, выходов дешифратора равно числу блоков, т.е. 2^k .

Рассчитаем длительность блока:

$$t_{\text{бл}} = kt_d = 5 \cdot 26.04 \cdot 10^{-6} = 130.2 \cdot 10^{-6} \text{ (с)} = 130.2 \text{ (мкс)}.$$

Форма импульса на выходе модулятора определяется функцией $v(t)$.

Такой сигнал определяется произведением дискретного модулирующего сигнала на сигнал переносчик сообщения. Энергия ЧМ сигнала в пределах некоторого единичного интервала не равна. Такие сигналы называются сигналами с активной паузой.

Разнос частот между генераторами равен

$$\omega_p = \frac{8\pi}{t_{\text{бл}}} = \frac{8\pi}{130.2 \cdot 10^{-6}} = 193.0 \cdot 10^3 \left(\frac{\text{рад}}{\text{с}} \right).$$

Выберем частоту ГСННФ много больше величины ω_p

$$\omega_0 = 10 \cdot \omega_p = 10 \cdot 193.0 \cdot 10^3 = 1.93 \cdot 10^6 \quad \left(\frac{\text{рад}}{\text{с}} \right).$$

Примем амплитуду всех сигналов $V=1$ В.

Поясним работу схемы на рисунке 2 временными диаграммами (рисунок 3).

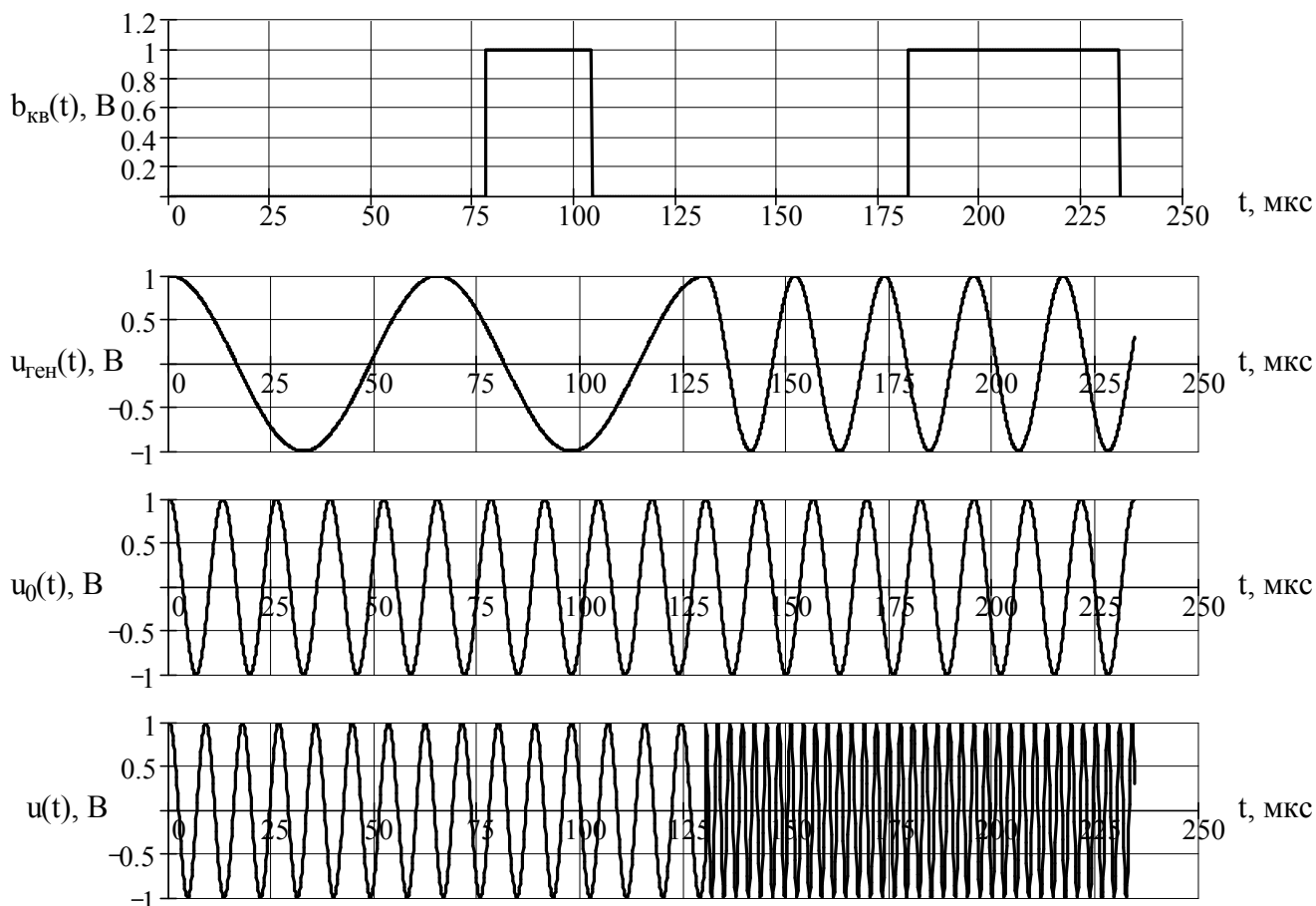


Рисунок 3. Временные диаграммы работы модулятора

Модуль спектральной плотности сигнала на выходе АЦП соответствует спектральной плотности одиночного видеоимпульса и описывается так:

$$S_d(\omega) = \left| V t_d \frac{\sin \frac{\omega t_d}{2}}{\frac{\omega t_d}{2}} \right|.$$

Спектральная плотность сигнала на входе перемножителя равна сумме спектральных плотностей сигналов каждого и ГПЧ. Так как сигнал i -го ГПЧ

представляет собой прямоугольный радиоимпульс, то спектр описывается выражением

$$S_i(\omega) = \frac{Vt_{\text{бл}}}{2} \left(\frac{\sin(\omega - i \cdot \omega_p) \frac{t_{\text{бл}}}{2}}{(\omega - i \cdot \omega_p) \frac{t_{\text{бл}}}{2}} + \frac{\sin(\omega + i \cdot \omega_p) \frac{t_{\text{бл}}}{2}}{(\omega + i \cdot \omega_p) \frac{t_{\text{бл}}}{2}} \right).$$

При преобразовании сигнала в перемножителе происходит смещение спектра сигналов ГПЧ на ω_0 в сторону положительных и отрицательных частот. При этом спектр сигнала i -го ГПЧ описывается выражением

$$S_i(\omega) = \frac{Vt_{\text{бл}}}{2} \left(\frac{\sin(\omega - i \cdot \omega_p - \omega_0) \frac{t_{\text{бл}}}{2}}{(\omega - i \cdot \omega_p - \omega_0) \frac{t_{\text{бл}}}{2}} + \frac{\sin(\omega + i \cdot \omega_p + \omega_0) \frac{t_{\text{бл}}}{2}}{(\omega + i \cdot \omega_p + \omega_0) \frac{t_{\text{бл}}}{2}} \right).$$

Огибающая суммарного спектра приближённо является прямоугольной.

Спектральные диаграммы сигналов представлены на рисунке 4.

Ширину спектра сигналов носителей информации (сигналов на выходе ГПЧ) определим по формуле (2.2)

$$\begin{aligned} \Delta\omega_{\text{ГПЧ}} &= \omega_p(2^k - 1) + 2\Delta\omega_{\text{и}} = \frac{8\pi}{t_{\text{бл}}}(2^k - 1) + 2 \frac{2\pi}{t_{\text{бл}}} = \\ &= \frac{8\pi}{130.2 \cdot 10^{-6}}(2^5 - 1) + 2 \frac{2\pi}{130.2 \cdot 10^{-6}} = 6.08 \cdot 10^6 \left(\frac{\text{рад}}{\text{с}} \right). \end{aligned}$$

Очевидно, что ширина спектра сигнала на выходе модулятора равна

$$\Delta\omega = \Delta\omega_{\text{ГПЧ}} = 6.08 \cdot 10^6 \left(\frac{\text{рад}}{\text{с}} \right).$$

Базу модулированного сигнала определим по формуле

$$B = \frac{\Delta\omega}{2\pi} \cdot t_{\text{бл}} = \frac{6.08 \cdot 10^6}{2\pi} \cdot 130.2 \cdot 10^{-6} = 126.$$

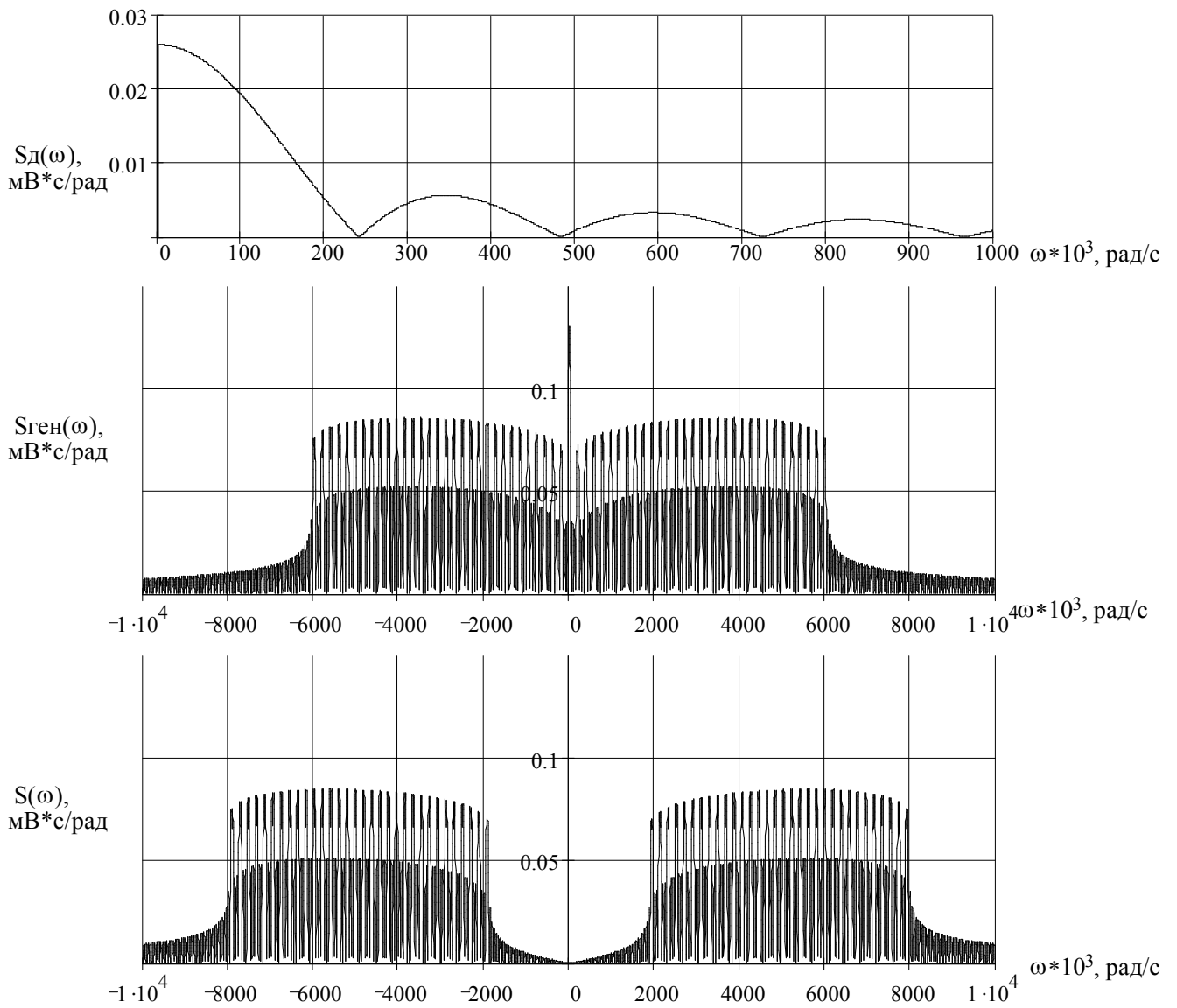


Рисунок 4. Спектральные диаграммы работы модулятора

$S_d(\omega)$ – на выходе АЦП; $S_{ген}(\omega)$ – на выходе генераторов ПЧ;

$S(\omega)$ – на выходе модулятора.

3. Задание 3

При передаче линейного сигнала по линии связи с шириной полосы 66 МГц на этот сигнал накладывается нормальный шум. Мощность шума равна $P_{ш}=0.1 \text{ В}^2$. Мощность сигнала на входе приёмника равна $P_c=0.094 \text{ В}^2$. Ширина полосы шума во много раз больше ширины полосы сигнала.

1. Выбрать и изобразить структурную схему оптимального приёмника для заданного линейного сигнала. Привести описание работы приёмника и временные, спектральные диаграммы;
2. Выбрать уровни порогов в приёмнике;
3. Определить вероятность ошибки;
4. Привести математическую модель двоичного канала связи.

Приёмник является когерентным, работающим по принципу согласованной фильтрации.

3.1. Выбор структурной схемы оптимального приёмника

Напомним, что сигнал на входе приёмника является смесью шума и гармонического колебания с известной амплитудой A_i , частотой ω_i и неизвестной (случайной) начальной фазой φ_i . В этом случае выражение для функции правдоподобия можно записать в виде (7.20 [1]):

$$\omega(\vec{y}/u_i, \varphi_i) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma)^n} e^{-\frac{1}{N_0} \int_0^{T_n} [z(t) - A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)]^2 dt}, \quad (3.1)$$

где

σ – среднее квадратичное отклонение нормального случайного шумового процесса;

N_0 – мощность шума, приходящаяся на единицу полосы;

$z(t) = u_i(t) + N(t)$ - смесь элемента сигнала и помехи.

Отношение правдоподобия двух гипотез о том, что передаваемый сигнал $u_1(t)$ и $u_2(t)$, можно записать в виде (выражение 7.29 [1]):

$$\Lambda_{i,j} = \ln \left[\frac{I_0(2A_i M_i / N_0)}{I_0(2A_j M_j / N_0)} \right] > \ln \frac{p[u_j(t)]}{p[u_i(t)]} + \frac{E_i - E_j}{N_0}, \quad j \neq i; \quad i, j = 1, 2, \dots, m. \quad (3.2)$$

где

$$I_0 \left(\frac{2A_i}{N_0} M_i \right) = \int_0^{2\pi} e^{\frac{2A_i M_i}{N_0} \cos(\theta_i + \varphi_i)} d\varphi_i \quad - \quad \text{модифицированная функция Бесселя}$$

нулевого порядка;

$$M_i = \sqrt{X^2 + Y^2} = \sqrt{\left(\int_0^{\tau_n} z(t) \cos \omega_i t dt \right)^2 + \left(\int_0^{\tau_n} z(t) \sin \omega_i t dt \right)^2}; \quad (3.3)$$

$$E_i = \int_0^{\tau_n} A_i^2 \cos^2(\omega_i t + \varphi_i) dt \quad - \quad \text{энергия сигнала } u_i(t).$$

Сущность критерия максимума отношения правдоподобия здесь заключается в расчёте левой части неравенства (3.2) для каждой пары ортогональных сигналов $u_i(t)$ и $u_j(t)$ и выбора максимального $\Lambda_{i,j}$. Полученное максимальное $\Lambda_{i,j}$ определяет решение о приёме сигнала $u_i(t)$.

Для двоичной системы правило оптимального некогерентного приёма следует из (3.2) и определяется неравенством:

$$\ln \left[I_0 \left(\frac{2A_1 M_1}{N_0} \right) \right] + \ln p[u_1(t)] - \frac{E_1}{N_0} > \ln \left[I_0 \left(\frac{2A_2 M_2}{N_0} \right) \right] + \ln p[u_2(t)] - \frac{E_2}{N_0}. \quad (3.4)$$

При выполнении неравенства (3.4) на выходе регистрируется 1, в противном случае – 0.

В данном случае число блоков больше двух, поэтому критерий максимума отношения правдоподобия на основании (3.4) запишем в виде

$$\max \left(\ln \left[I_0 \left(\frac{2A_i M_i}{N_0} \right) \right] \right). \quad (3.5)$$

Алгоритм (3.5) довольно просто реализуется с использованием согласованных фильтров. Величину M , определяемую выражением (3.3), можно получить, пропуская колебание $z(t)$ через согласованный фильтр и выделяя огибающую на выходе фильтра амплитудным детектором с характеристикой $\ln I_0(x)$, где $x=2AM/N_0$. Структурная схема оптимального приёмника, построенного на согласованных фильтрах, приведена на рисунке 5.

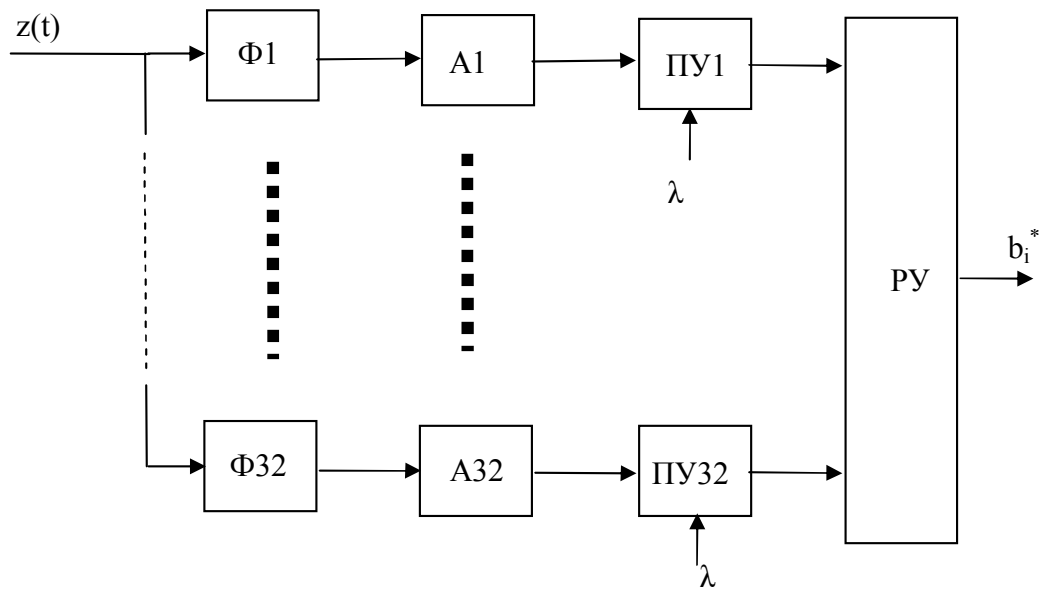


Рисунок 5. Структурная схема оптимального демодулятора, построенного на согласованных фильтрах;
 $\Phi 1 \dots \Phi 32$ – согласованные фильтры; $A 1 \dots A 32$ – амплитудные детекторы,
 $\text{ПУ} 1 \dots \text{ПУ} 32$ – пороговые устройства, РУ – решающее устройство.

Оптимальный демодулятор дискретного ЧМ сигнала содержит 2^k каналов. Работа каналов поясняется временными диаграммами, приведёнными на рисунке 6 и заключается в следующем.

Смесь сигнала и шума $z(t)$ поступает на входы всех согласованных фильтров. Накопление сигнала происходит только в том фильтре, который согласован с принимаемым сигналом (настроен на частоту сигнала). В амплитудном детекторе выделяется огибающая сигнала на выходе этого фильтра. Пороговое устройство пропускает сигнал лишь при превышении порога. В решающем устройстве происходит сравнение амплитуд огибающих сигналов со всех детекторов. Номер детектора с максимальной амплитудой сигнала определяет номер блока. Решающее устройство формирует двоичное слово, соответствующее номеру блока.

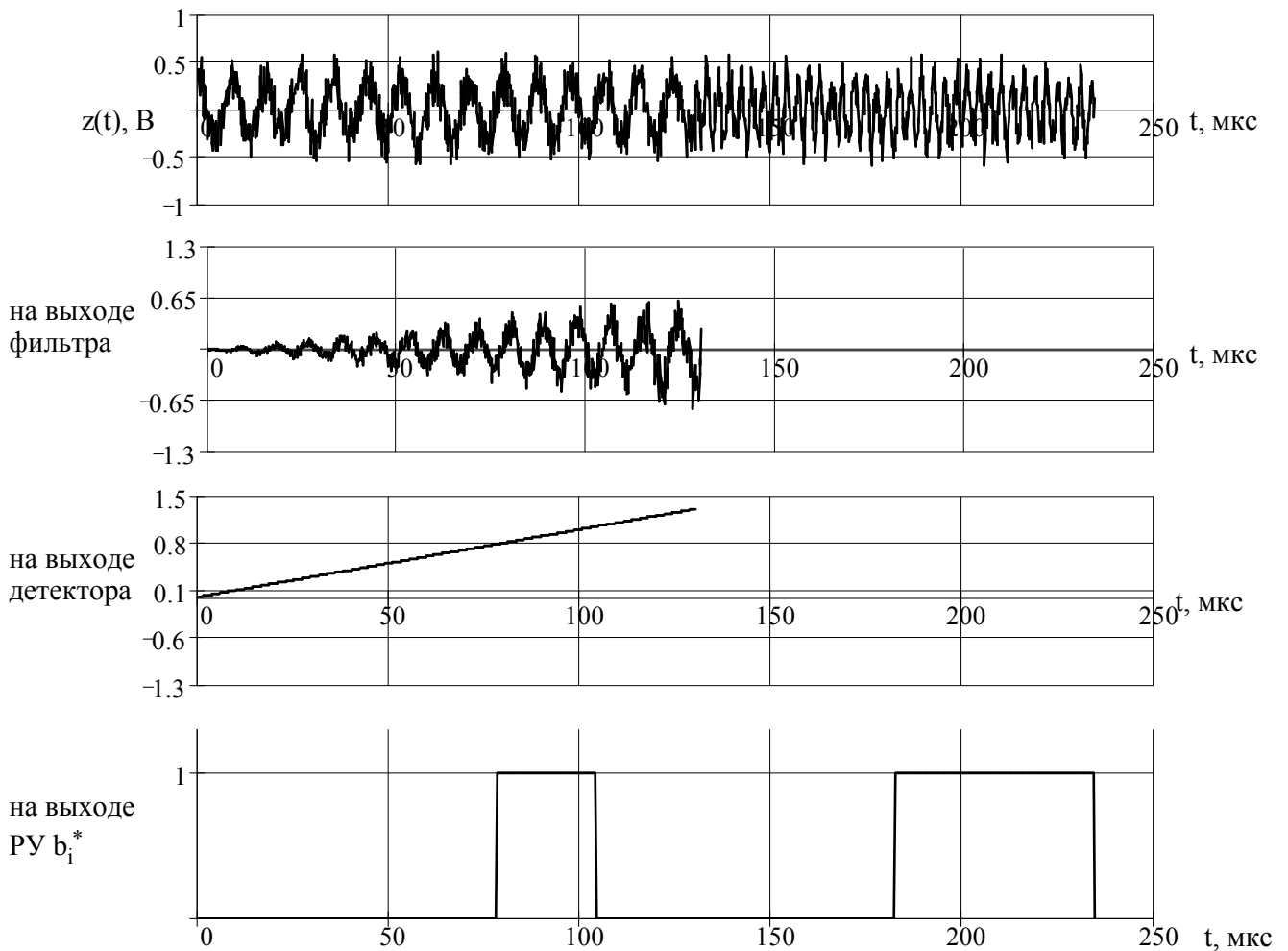


Рис. 6. Временные диаграммы работы оптимального демодулятора ЧМ сигнала со случайной начальной фазой

Спектральные диаграммы приведены на рисунке 7. На первом рисунке изображены спектральная диаграмма полезного сигнала и шума. На втором – спектральная диаграмма выходного сигнала приёмника.

3.2. Выбор уровня порога

Значение порога, необходимого для работы решающего устройства, в соответствии с выражением (3.4) рассчитывается по формуле:

$$\lambda = \frac{E}{N_0}. \quad (3.6)$$

Определим величину спектральной плотности шума

$$N_0 = \frac{P_{ш}}{\Delta f_{ш}} = \frac{2\pi \cdot P_{ш}}{\Delta \omega_{ГПЧ}} = \frac{2\pi \cdot 0.1}{6.08 \cdot 10^6} = 1.03 \cdot 10^{-7} \text{ (Вт/Гц)}.$$

Рассчитаем амплитуду сигнала:

$$A_m = \sqrt{P_c} = \sqrt{0.094} = 0.307 \text{ (В)}.$$

Определим энергию E по формуле, взятой из [1], 2.3:

$$E = \int_0^{t_{бл}} u^2(t) dt = \int_0^{t_{бл}} A_m^2 \cos^2(\omega t) dt = \frac{A_m^2 t_{бл}}{2} = \frac{0.307^2 \cdot 130.2 \cdot 10^{-6}}{2} = 6.12 \cdot 10^{-6} \text{ (В}^2 \cdot \text{с)}.$$

Определим величину порога

$$\lambda_1 = \frac{E}{N_0} = \frac{6.12 \cdot 10^{-6}}{1.03 \cdot 10^{-7}} = 59.2 \text{ (В}^2 \cdot \text{с)}.$$

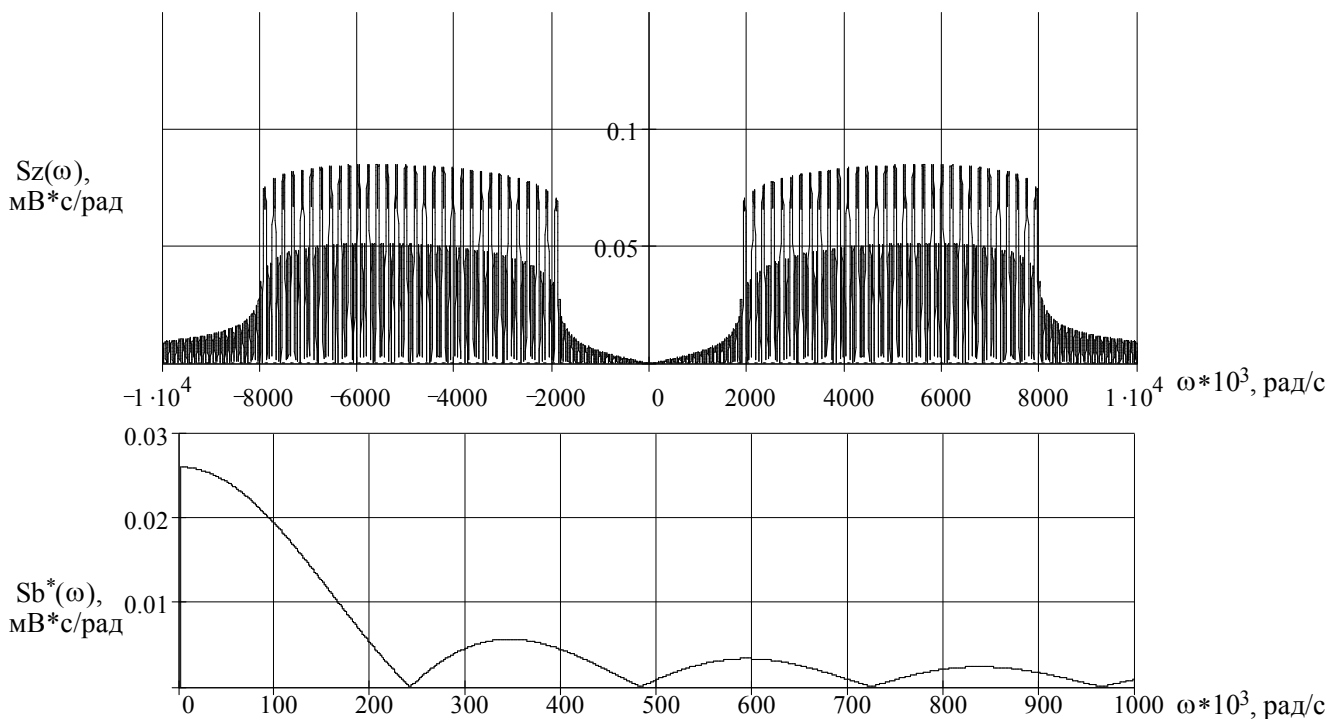


Рисунок 7. Спектральные диаграммы работы приёмника

3.3. Определение вероятности ошибки

Выражение для расчёта вероятности ошибки при приёме двоичных ЧМ сигналов со случайной начальной фазой представлено в [1], 7.48:

$$p = 0.5e^{-0.5h^2}.$$

Рассчитаем отношение сигнал/шум

$$h = \sqrt{\frac{E}{N_0}} = \sqrt{\lambda} = 7.70 \text{ (В} \cdot \text{с}^{-1/2}\text{)}.$$

Так как $h \gg 1$, то в случае 2^k возможных ортогональных сигналов (равно числу блоков) вероятность ошибки при приёме дискретных ЧМ сигналов равна

$$p = \frac{m-1}{2} e^{-0.5h^2} = \frac{2^k-1}{2} e^{-0.5h^2} = \frac{32-1}{2} e^{-0.5 \cdot 7.70^2} = 2.14 \cdot 10^{-12}.$$

3.4 Математическая модель канала связи

Для того чтобы дать математическое описание канала, необходимо и достаточно указать множество сигналов, которые могут быть поданы на его вход, и для любого допустимого входного сигнала задать случайный процесс (сигнал) на его выходе. Задать процесс — это значит задать в той или иной форме распределение вероятностей.

Математическая модель канала связи, необходимая для проведения исследований, считается заданной, если известны оператор преобразования, а также условия и ограничения, накладываемые как на канал, так и на входные и выходные сигналы. Математическая модель реального канала связи является достаточно сложной. Это объясняется следующими причинами:

1. Оператор L , кроме линейных, содержит также нелинейные и параметрические преобразования.
2. В канале присутствуют помехи.
3. Входной сигнал может быть случайным.

Точное математическое описание любого реального канала весьма сложное. Вместо этого используют упрощенные математические модели, которые позволяют выявить все важнейшие закономерности реального канала, если при построении модели учтены наиболее существенные особенности канала и отброшены второстепенные детали, мало влияющие на ход связи. Полезным является также выделение из канала его дискретной, непрерывной и дискретно-непрерывных частей.

Результаты анализа во многом зависят от условий и ограничений, которые накладываются на сигналы помехи. Это касается законов их распределения и физических характеристик сигналов, таких как длительность, ширина спектра, мощность.

В дискретном канале связи всегда содержится непрерывный канал, а также модем. Последний можно рассматривать как устройство, преобразующее непрерывный канал в дискретный. Поэтому, в принципе, можно вывести математическую модель дискретного канала из моделей непрерывного канала и модема. Такой подход часто является полезным, однако он приводит к сложным моделям. Рассмотрим простые модели дискретного канала, при построении которых свойства непрерывного канала и модема не учитываются.

Математическая модель m -ичного канала связи определяется:

а) алфавитом кодовых символов на входе $\{a_i\}$, $i = 1, 2, \dots, m$ и выходе $\{b_i\}$, $i = 1, 2, \dots, n$;

б) априорными вероятностями появления символов на входе канала;

в) вероятностями перехода $P(b_j / a_i)$, которые определяют вероятность того, что при передаче символа a_i на выходе канала появится символ b_j .

Если вероятность $P(b_j / a_i)$ не зависит от времени, то такой канал называется однородным.

Симметричный канал без памяти определяется как дискретный канал, в котором каждый переданный кодовый символ может быть принят с фиксированной вероятностью p и правильно с вероятностью $p-1$, причем в случае вместо переданного символа b может быть с равной вероятностью принят любой другой символ, вероятности перехода определяются равенствами

$$P(b_j / a_i) = \begin{cases} p/m - 1 & \text{при } i \neq j, \\ 1 - p & \text{при } i = j. \end{cases} \quad (3.7)$$

Любой символ a_i ($i = 1, 2, \dots, m$) может перейти в другой символ b_j ($i = 1, 2, \dots, m$) с равной вероятностью p . Эти переходы определяют вероятность ошибки, равную p . Кроме того, любой символ a_i может с вероятностью $1-p$ перейти в символ b_j , т.е. принят правильно.

Предполагается, что используемый канал является однородным каналом без памяти. Тогда на основании (3.7) для него имеем

$$P(b_j/a_i) = \begin{cases} p/m - 1 & \text{при } i \neq j, \\ 1 - p & \text{при } i = j. \end{cases} = \begin{cases} 6.91 \cdot 10^{-14} & \text{при } i \neq j, \\ 1 - 2.14 \cdot 10^{-12} & \text{при } i = j. \end{cases} \quad (3.8)$$

Вероятности перехода (3.8) схематично показаны на рис. 8. Вероятность перехода числа в само себя (вероятность правильного приёма) равна $1 - 2.14 \cdot 10^{-12}$, а числа в другое число – равна $6.91 \cdot 10^{-14}$.

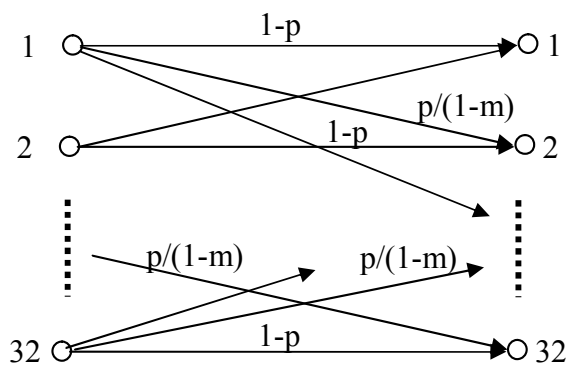


Рис. 8. Переходные вероятности в симметричном канале без памяти.

Несимметричный однородный канал без памяти отличается от рассмотренного тем, что вероятности перехода зависят от того, какой символ передается. В этом случае $P(b_j/a_i) \neq P(a_j/b_i)$.

4. Задание 4

1. Вычислить производительность источника непрерывных сообщений.
2. Вычислить пропускную способность канала и системы связи.
3. Вычислить частотную и энергетическую эффективность канала связи и сравнить эти характеристики с характеристиками идеальной системы связи.
4. Дать обоснованные ответы на вопросы: 1) сколько может быть организовано каналов в рассчитанном варианте системы связи? 2) Какой способ разделения сигналов в этой системе является наиболее целесообразным?
5. Нарисовать структурную схему системы передачи непрерывных сообщений цифровым методом.
6. Привести описание работы системы с временными и спектральными диаграммами.

4.1 Производительность источника непрерывных сообщений

Производительность источника непрерывных сообщений можно определить как количество информации, которое необходимо передать в единицу времени, чтобы восстановить сообщение при заданном критерии эквивалентности. Для гауссовского источника энтальпия-производительность равна

$$H'_e(b) = F_c \log \rho,$$

где $\rho = \frac{P_c}{P_{ш}}$ - отношение сигнал/шум,

$P_{ш}$ – мощность помех, возникающих в результате преобразования непрерывного сигнала:

$$P_{ш} = P_{ош} \cdot (\Delta b)^2 \sum_{i=1}^n 2^{2(i-1)} + P_{кв}.$$

В последнем выражении $n=8$ – разрядность слова на выходе АЦП.

Тогда

$$P_{ш} = P_{ош} \cdot (\Delta b)^2 \sum_{i=1}^n 2^{2(i-1)} + P_{кв} = 3.05 \cdot 10^{-6} \text{ В}^2.$$

Отсюда видно, что шумы определяются шумами квантования сигнала.

Определим эpsilon-производительность источника непрерывных сообщений

$$H'_\epsilon(b) = F_c \log \rho = F_c \log \frac{P_c}{P_{ш}} = 2400 \cdot \log \frac{0.094}{3.05 \cdot 10^{-6}} = 35786 \frac{\text{бит}}{\text{с}}.$$

4.2 Пропускная способность канала и системы связи

Под пропускной способностью дискретного канала связи C_0 понимают максимальное количество переданной информации.

При этом из всего множества дискретных источников пропускную способность определяет только такой источник, распределение вероятностей $P(A)$ которого обеспечивает максимальное значение передаваемой информации:

$$C_0 = \max I(A, B) = \max [H(B) - H(A)], \text{ бит}.$$

Известно, что, если отдельные случайные величины распределены по нормальному закону, то их сумма тоже распределена по нормальному закону. Поэтому пока плотность сигнала $\omega(x)$ подчиняется нормальному закону, плотность распределения смеси сигнала и шума также подчиняется этому закону, а энтропия $H(z) < H_{\max}(z)$.

Пропускную способность непрерывного канала определим по формуле Шеннона:

$$C = F \log \left(\frac{P_c + P_{ш}}{P_{ш}} \right) = F \log \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right),$$

где F - ширина полосы канала, равная ширине спектра передаваемого сигнала

$$F = \frac{\Delta \omega_{\text{ГПЧ}}}{2\pi} = \frac{6.08 \cdot 10^6}{2\pi} = 967.7 \text{ (кГц)}.$$

Тогда

$$C = F \log \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right) = 967.7 \cdot 10^3 \cdot \log \left(1 + \frac{0.094}{0.1} \right) = 925.2 \left(\frac{\text{кбит}}{\text{с}} \right).$$

Пропускная способность непрерывного канала связи растет с ростом ширины полосы канала F и отношения сигнал/шум.

4.3 Частотная и энергетическая эффективность канала связи

Предварительный анализ систем можно вести по небольшому числу показателей качества. Обычно в их качестве берут скорость передачи R (бит/с) и верность передачи, определяемую вероятностью ошибки p при передаче дискретных сообщений или отношением сигнал/шум на выходе демодулятора при передаче непрерывных сообщений.

Введём коэффициенты использования канала по мощности β и по полосе частот γ . Эти коэффициенты определяют соответственно эффективность использования энергии сигнала (энергетическая эффективность) и эффективность использования полосы канала (частотная эффективность) системы связи по формуле:

$$\beta = \frac{R}{\rho_0}, \quad (4.1)$$

где β – энергетическая эффективность,

R – скорость передачи, бит/с

ρ_0 – отношение сигнал/шум по мощности, которое рассчитывается по формуле

$$\rho_0 = \frac{P_c}{N_0}. \quad (4.2)$$

Подставив необходимые значения в формулы (4.1) и (4.2), получим:

$$\rho_0 = \frac{P_c}{N_0} = \frac{0.094}{1.03 \cdot 10^{-7}} = 909.6 \text{ (кГц)},$$

$$\beta = \frac{R}{\rho_0} = \frac{37062}{909.6 \cdot 10^3} = 0.0407.$$

Рассчитаем частотную эффективность системы связи по формуле:

$$\gamma = \frac{R}{F}, \quad (4.3)$$

где F-ширина полосы канала.

Подставив исходные значения, получим:

$$\gamma = \frac{R}{F} = \frac{37062}{967.7 \cdot 10^3} = 3.83 \cdot 10^{-2}.$$

Проанализируем полученные значения энергетической и частотной эффективности системы связи и сравним их с идеальной.

Первоначально проведём сравнительный анализ с помощью коэффициента использования пропускной способности. Данный коэффициент вычисляется

$$\eta = \frac{R}{C}.$$

Для идеальной системы связи этот коэффициент должен сколь угодно приближаться к единице при сколь угодно малой вероятности ошибки, а в нашем случае он равен:

$$\eta = \frac{R}{C} = \frac{37062}{9.25 \cdot 10^5} = 0.0401.$$

При $\eta=1$ (идеальная система) получена зависимость между β и γ

$$\gamma = \log\left(\frac{\gamma}{\beta} + 1\right). \quad (4.4)$$

Проверим данное условие

$$3.83 \cdot 10^{-2} = \log\left(\frac{3.83 \cdot 10^{-2}}{0.0407} + 1\right) \quad \text{или} \quad 3.83 \cdot 10^{-2} = 0.956.$$

В нашем случае эта зависимость не выполняется, что позволяет говорить о неидеальности системы.

Выражение (4.4) перепишем в виде

$$\beta = \frac{\gamma}{2^\gamma - 1}. \quad (4.5)$$

Построим зависимость (4.5) $\beta = f(\gamma)$, которая определяет зависимость между энергетической и частотными эффективностями идеальной системы связи (рисунок 9, кривая 1).

Для сравнительной оценки эффективности исследуемой системы рассчитаем аналогичную кривую $\beta = f(\gamma)$, подставляя вместо скорости R выражение для пропускной способности канала этой системы. При этом получим выражение

$$\beta = \frac{\gamma}{2^{\frac{\gamma}{n}} - 1}. \quad (4.6)$$

Построим зависимость (4.4) $\beta = f(\gamma)$, которая определяет зависимость между энергетической и частотными эффективностями реальной системы связи (рисунок 9, кривая 2).

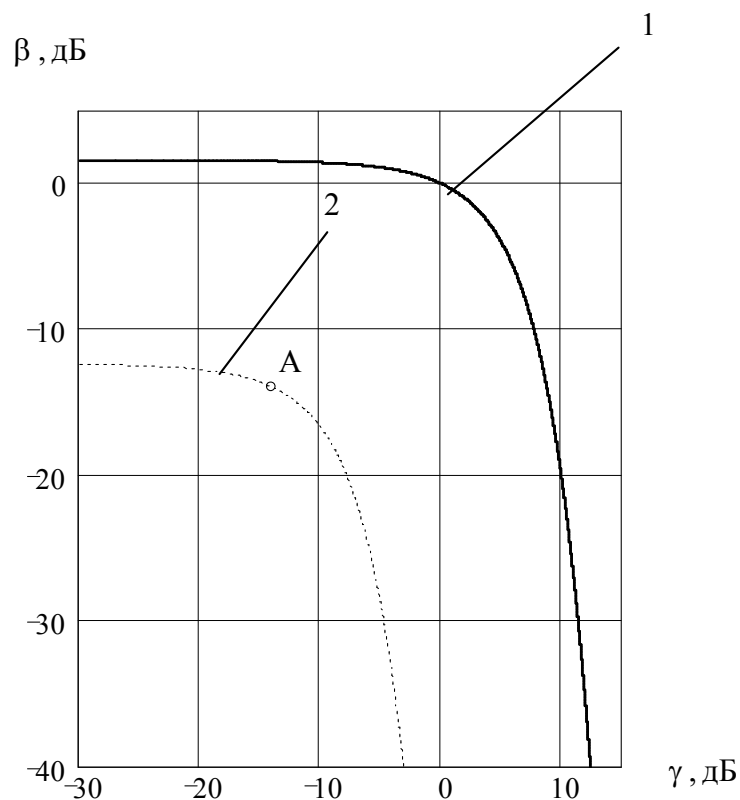


Рисунок 9. Кривые эффективности идеальной и реальной систем связи

На кривой 2 отметим точку А, соответствующую заданным уровням сигнала и шума.

В реальной системе связи коэффициент использования канала $\eta < 1$, а вероятность ошибки имеет конечное значение. Из рисунка 9 видно, что полученная кривая 2 для реальной системы располагается ниже кривой 1, соответствующей идеальной системе.

4.4 Организация многоканальной связи

Существует три основных вида разделения сигналов: частотное, временное и фазовое. Временное разделение подразумевает уплотнения передаваемого высокочастотного сигнала по времени, т.е. информация передаётся в интервалах, свободных от передачи другой информации. Так как все интервалы при последовательной передаче заняты, то временное разделение не применимо. Фазовое разделение также неприменимо, т.к. приёмник не учитывает фазовые различия импульсов. Поэтому целесообразно применить частотное разделение.

Ширина полосы линии связи равна $F_0=66$ МГц. Максимальное количество каналов, организуемых при использовании данной линии связи, равно

$$N_k = \frac{F_0}{F} = \frac{66 \cdot 10^6}{967.7 \cdot 10^3} = 68.$$

4.5 Структурная схема системы передачи непрерывных сообщений цифровым методом

Для передачи непрерывных сообщений можно воспользоваться дискретным каналом. При этом необходимо преобразовать непрерывное сообщение в цифровой сигнал, т.е. в последовательность символов, сохранив содержащуюся в сообщении существенную часть информации. Чтобы преобразовать непрерывное сообщение в цифровую форму используются операции дискретизации и квантования (оцифровка). Полученная таким образом последовательность квантованных отсчётов кодируется и передаётся по дискретному каналу. На приёмной стороне непрерывное сообщение после декодирования восстанавливается. В соответствии с вышеизложенным структурная схема системы передачи представлена на рисунке 10.

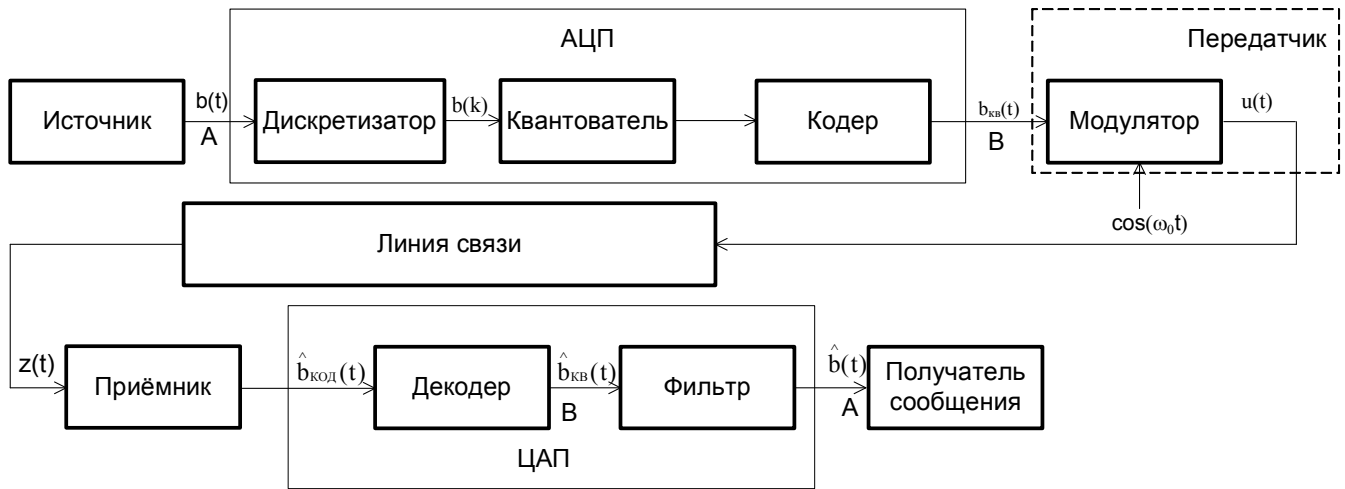


Рисунок 10. Структурная схема системы передачи информации

Непрерывное сообщение $b(t)$ с источника поступает на дискретизатор на выходе которого получается сигнал дискретный по времени, но не по уровню. Интервалы между дискретными отсчётами определяется с помощью теоремы Котельникова. Затем этот сигнал $b(k)$ поступает на квантователь, где происходит “округление” отсчётов до определённых разрешенных амплитудных значений – квантование. Количество этих уровней определяется видом непрерывного входного сигнала и требуемым качеством связи. Сигнал с выхода квантователя поступает на кодер. В кодере соответствующие уровни отсчётов представляются в двоичном виде, то есть в виде последовательности двоичных символов.

Каждая последовательность соответствующая определённому уровню квантования называется кодовой группой. Количество символов в кодовой группе определяет её разрядность. Процесс преобразования квантованных амплитудных значений сигнала в последовательность кодовых групп называется кодированием.

Такое преобразование называется ИКМ модуляцией. ИКМ сигнал затем поступает на вход передатчика. Здесь производится помехоустойчивое кодирование и модуляция для наилучшей передачи по линии связи.

В приёмнике производится выделение огибающей ВЧ-сигнала, которая передаётся в ЦАП. Аналоговый сигнал с выхода ЦАП поступает к получателю сообщения.

4.6 Описание работы системы с временными и спектральными диаграммами

Опишем работу схемы (рис. 10) с помощью временных диаграмм. На рисунке 11 изображены временные диаграммы работы АЦП. Работа передатчика описывается диаграммами на рисунках 3 и 4. Работа ЦАП аналогична обратной работе АЦП.

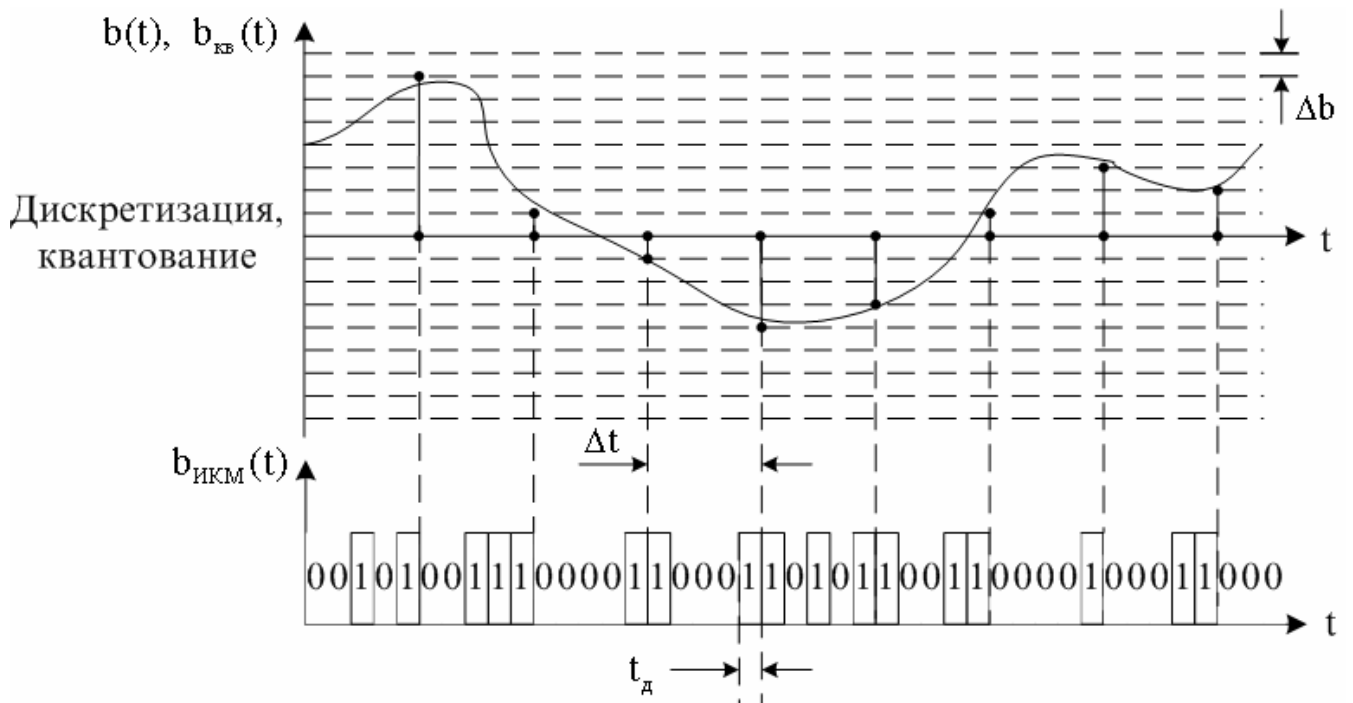


Рисунок 11 Графики, поясняющие оцифрование сигнала.

На приёмной стороне линии связи сигнал поступает на приёмник, где преобразуется в двоичный сигнал. На рисунке 6 и 7 изображены временные и спектральные диаграммы работы приёмника.

Сигнал $\hat{b}_{ИКМ}(t)$ поступает на декодер, где восстанавливается сигнал дискретный по времени и по уровню. Затем сигнал поступает на фильтр, который восстанавливает исходный сигнал $\hat{b}(t)$ и передаёт его получателю сообщения.

Сигнал $\hat{b}(t)$ отличается от начального входного сигнала $b(t)$, т.к. существует шум квантования, ошибка преобразования в приёмнике и декодере, влияние помех на сигнал в линии связи.

В структурной схеме ЦСП можно выделить два вида канала: непрерывный и двоичный. Непрерывный канал связи в схеме определён между источником и квантователем, смесителем и пороговым устройством, фильтром и потребителем сигнала. Двоичный канал определён между квантователем и смесителем, пороговым устройством и фильтром.

Заключение

Фундаментальными работами В.А.Котельникова и К.Шенонна было положено начало современной теории передачи сообщений. Классическая теория помехоустойчивости при флуктуационных помехах развита для каналов со случайно изменяющимися параметрами и продолжает развиваться в направлении учета реальных характеристик сигналов и помех, в том числе нестационарных. Вопросы синтеза оптимальных приемников непрерывных и импульсных сигналов успешно решаются на основании теории нелинейной фильтрации. Дальнейшим шагом является разработка и применение методов построения оптимальных схем, позволяющих обеспечить высокую достоверность передачи сообщений в каналах с переменными параметрами при неполной априорной информации о сигналах и помехах.

Современная теория передачи сообщений позволяет достаточно полно оценить различные системы связи по их помехоустойчивости и эффективности и тем самым определить, какие из этих систем являются наиболее перспективными. Теория достаточно четко указывает не только возможности совершенствования существующих систем связи, но и пути создания новых, более совершенных систем.

В настоящее время речь идет о создании систем, в которых используются показатели эффективности, близкие к предельным. Одновременное требование высоких скоростей и верности передачи приводит к необходимости применения систем, в которых используются многопозиционные коды и мощные корректирующие коды.

В реальных условиях системы связи должны выполнять большой объем вычислений и логических операций, связанных с изменением и регулированием параметров сигнала, а также с операциями кодирования и декодирования. Наиболее совершенная система связи должна быть сложной саморегулирующейся системой. Практически реализация таких систем должна базироваться на использовании микропроцессоров и ЭВМ.

Литература

- 1) Ключев Л. Л. "Теория электрической связи"-Минск."Дизайн ПРО",1998г.
- 2) Кловский Д. Д., Шилкин В. А. "Теория электрической связи. Сборник задач и упражнений"; - М.; Радио и связь, 1990.
- 3) "Передача дискретных сообщений" В. П. Шувалов, Н.В. Захарченко, В.О. Шварцман и др.; Под ред. Шувалова - М.; Радио и связь, 1990.
- 4) Зюко А. Г., Кловский Д. Д., Назаров М. В., Финк Л. М. " Теория передачи сигналов". - М.; радио и связь, 1986.