

**МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ОБРАЗОВАНИЯ УКРАИНЫ
НАЦИОНАЛЬНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
«ХАРЬКОВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ»
Кафедра ИИТ**

**КУРС ЛЕКЦИЙ
по дисциплине:
«Информационно-измерительные системы»
для студентов заочной формы обучения**

Лектор: профессор Кондрашов С. И.

Харьков 2007

СТРУКТУРА ЭНЕРГОСИСТЕМЫ ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА. СРЕДСТВА ТЕЛЕМЕХАНИКИ

Структура управления ЭС

ЦДУ – центральное диспетчерское управление
1 – оперативные диспетчер-пункты ЭС (ОДУ)
2 – центральное диспетчерское управление ЭС (ЦДУ)
3 – ГЭС и ТЭУ
4 – диспетчерские пункты энергопредприятий
5,6 – оперативные дежурные участков и потребителей

Телемеханические системы используются для управления ЭС.

ВЫВОД: структура управления энергетической системы является сложной иерархической многоуровневой структурой. В такой системе необходимо передавать следующие виды информации:

1. сигналы состояния отдельных элементов – сигналы телесигнализации;
2. сигналы телеуправления (выдача командных сигналов);
3. речевые сообщения (диспетчерская связь);
4. текстовые сообщения (передача сводок, информации, распечаток и др);
5. сигналы измерительной и цифровой информации (измерение тока, напряжения, давления, $\cos \varphi$, f и др) – кодовой сигнал.

Сельское использование – 6кВ, городское – 10 кВ.

ВЫВОД: структура информационной системы для передачи перечисленных сообщений определяется структурой энергетической системы.

Общая характеристика телемеханических систем (ТМС)

ТМС обеспечивают получение информации и управление технологическим объектом на расстоянии.

Структура такой системы имеет вид:



ТМС делят:



Для управления необходимо передавать сигналы управления. Эти сигналы должны быть достаточно мощными, поэтому они используются редко.

Задача эффективного использования линий связи является центральной задачей теории связи.

Информация – это сведения, которые могут быть восприняты данным абонентом (т.е. информация без потребителя бессмысленна). Информация это не сообщение.

Сообщение – это форма представления информации (оптическая, графическая, текстовая, звуковая, видеоинформация).

Информацию всегда переносит *сигнал-переносчик* (оптический, звуковой, электрический).

Основные направления развития телекоммуникаций в энергетике.

1. В электроэлектронике на начало 21 века насчитывалось 149,5 тыс. каналов тональной частоты для передачи цифровой информации.

Перспектива: ВОПС (волоконно-оптические линии связи).

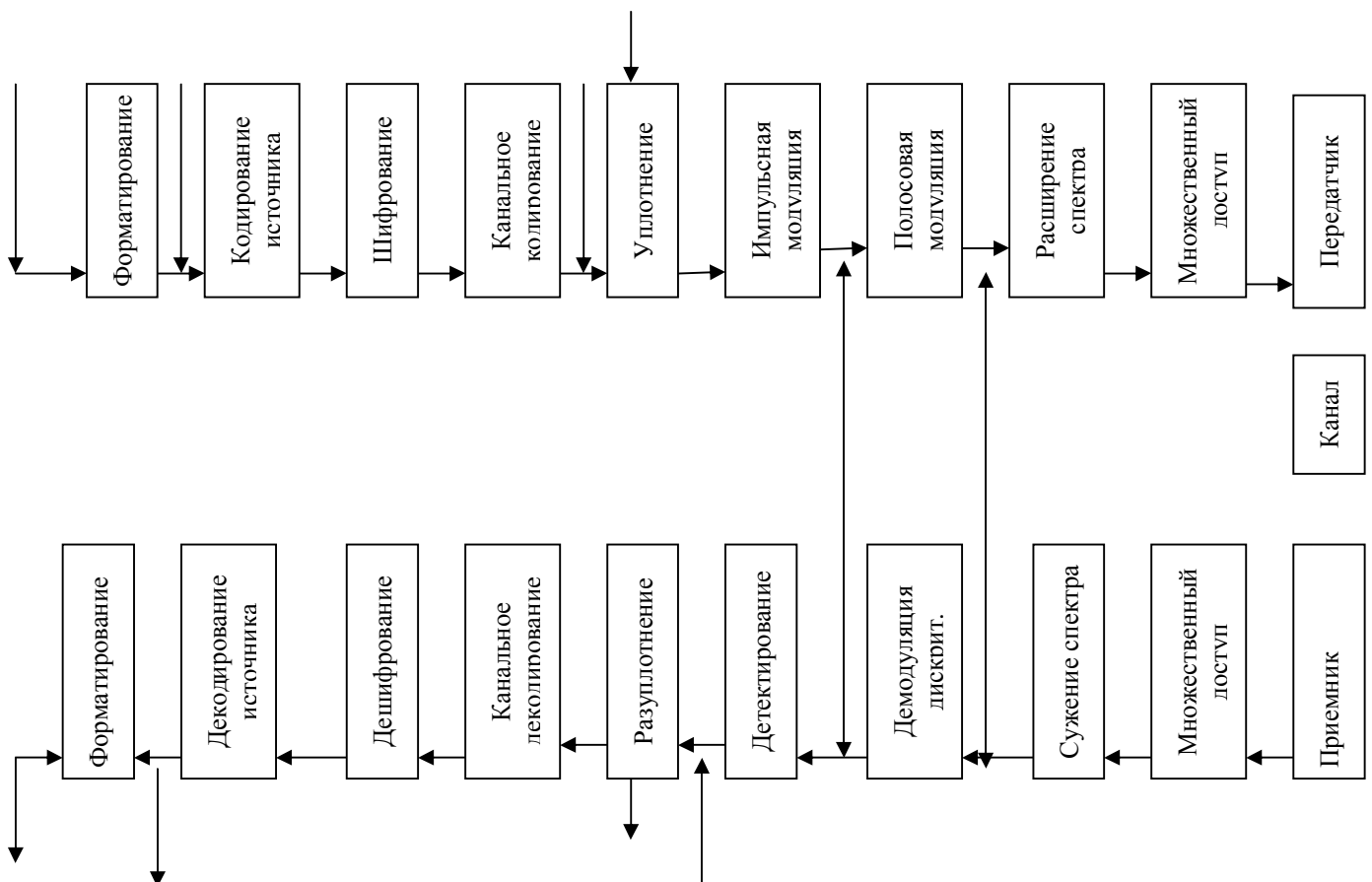
65% - цифровые каналы.

2. Повышение скорости передачи. Для передачи самой скоростной используется самые широкополосные каналы, скорость терабиты в сек (инфракрасные).

Недостаток – быстрое затухание каналов.

Виды связи:

1. традиционная электрическая – радиосвязь по ЛЭП (ВЧ связь – высокочастотная);
2. волновая линия связи ВОПС на ЛЭП;
3. подвижная радио связь в энергетике;
4. система нумераций в телекоммуникационных сетях;
5. коммуникационные узлы, их совершенствование.



□ - обязательный элемент

□ - необязательный элемент

К.св. – канал связи

1 – канал передачи

2 – канал приема

В системах телемеханики можно выделить следующие сообщения:

1. сообщение количественного характера (значения тока, напряжения, давления, $\cos \varphi$, f и др). Эти сообщения передаются в виде чисел в двоичной системе кодировки;
2. сигналы телесигнализации (сигналы состоящие из 0 или 1);
3. речевые сообщения;
4. видеосообщения (графические);
5. сигналы адресов, управления и телеуправляющих команд.

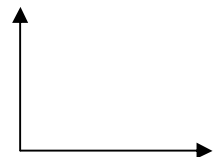
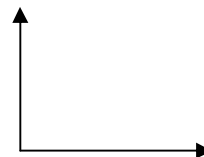
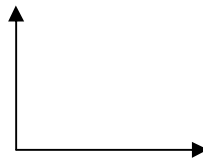
Процесс преобразования сообщения в сигнал является *процессом кодировки*.

Сигнал – материальный носитель информации.

Классификация сигналов

Сигналы

	0	1
A (амплитудный)	Непрерывные	дискретные
T (временной)	Непрерывные	дискретные



Почему цифровая связь?

Преимуществом цифровой связи является:

1. нечувствительность к искажению амплитуды сигнала, и возможность их регенерации.



Аналоговый сигнал имеет ∞ -ное число уравнений.
Цифровой сигнал – 0,1

2. возможность использования специализированных микросхем (БИС) – большие интегральные системы;

3. использование цифровой обработки сигналов и возможность подключения к др. цифровым сетям.

Различные сообщения перед передачей проходят специальные процедуры обработки, но в цифровой системе всегда передаются цифровые коды М-арные.

Бывают:

- 1- двоичный код (бинар), 1-ноарн. сигнал;
- 2- четверичный код (2-х арный),
- 3- восьмеричный код (3-х арный).

М	$2^1 - 1$ арн.	$2^2 - 2$ арн	$2^3 \dots\dots\dots$	$2^4 \dots\dots\dots$
М=К	2^K			

Системы исчислений

<u>$2^n \dots\dots 2^2, 2^1, 2^0$</u>	Число 96	6 5 4 3 2 1 0 1 1 0 0 0 0 0	$2^7 = 128$
	Число 173	7 6 5 4 3 2 1 0 1 0 1 0 1 1 1 1	IV ХМ $2^{10} = 1024$

Представление чисел в бинарной системе: 1; 0. Основные системы – 2.

$$X_{dec} = \sum_{i=0}^{n-1} 2^i \text{ - n-разр. число.}$$

Существует не только двоичная система, но и $8^{\text{ми}}$ -ричная и N -ричная. Каждый разряд самостоятельный.

2^i – самостоятельный

При приеме принимают отдельный сигнал (импю) 0 или 1.

АМ (амплитудная модуляция) – это поэлементная передача (передача 1-го символа).

НЧ (низкочастотный сигнал) – 2-5 км. Не может быть переносчиком информации на большие расстояния.

Пропускает только низкие частоты.

Рассмотрим синусоидальный сигнал – он имеет три параметра А, ω , φ .

$$\underline{A \sin(\omega t + \varphi)}$$

А, ω , φ

АМ – амплитудномодулируемый

ФМ – частотномодулируемый

ω М – фадомодулируемый

$$f_0 = 1 \text{ кГц}$$

$$f_1 = 2 \text{ кГц}$$

Если переключить ток мгновенно, то I изменится и станет другой полярности.

Если по закону синусоиды: вокруг проводника создается поле пульсирующее

со 100 кГц начинается радиоканал.
100 кГц соответствует длине волны 3 км.

Пример:

$$\lambda = CT = \frac{C}{f}$$

$$\lambda / \varphi = 750 \text{ м}$$

$$\lambda / \varphi = 75 \text{ м}$$

$$\lambda / \varphi = 0,75 \text{ м}$$

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{1 \cdot 10^6} = 300 \text{ м}$$

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{100 \cdot 10^6} = 3 \text{ м}$$

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{100 \cdot 10^3} = 3 \text{ км}$$

{ 1000 МГц
λ = 30 м
λ / φ = 7,5 см
100 кГц – 100 МГц = РК (радиоканал)
100 МГц – 5 ГГц = сотовая связь
5 ГГц – 20 ГГц = спутниковая связь
Оптический инфракрасный – невидимый диапазон.
Видимый свет (оптический диапазон)
λ = 1 – 10 мкм (микрон)
Ультрафиолетовое излучение
Рентгеновский диапазон

НЧ 0 – 20 кГц – звуковая связь
20 – 100 кГц УЗИ

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ

1. **Источник информации** (information source) – это устройства передающие информацию посредством системы.
2. **Цифровая система связи** (digital communication system) DCS. При цифровой передаче сообщение представляет собой последовательность цифр и символов, принадлежащих алфавиту источников.
3. **Текстовое сообщение** (textual message) – последовательность символов.
4. **Знак** (character) – элемент алфавита или набора символов. Знаки представляют собой последовательности двоичных символов. В различных кодах используются разные знаки.
5. **Коды** (которые используются в системах связи):
 - ASCII (American Standart Code for Information Interchange)
 - EBCPIC (Extended Binary Code Pigital Interchange Code) – расширенный двоичный код.
 - Код Холлерита
 - Код Бодо
 - Код Муррея

- Код Морзе
- Код телеграфный

Пример:

1. Сообщение HOW ARE YOU
 OK
 \$ 9567324.33.

2. Н, 9, \$
 Н $\underbrace{0001001}_{\text{Н}}$

4. Как кодируются эти знаки:

Это низкочастотные сигналы (baseband signal)
($f < 1\text{МГц}$ или $f < 1\text{Мбайт}$)

- 6. **Двоичная цифра** (binary digit) – бит.
- 7. **Поток битов** – 01101 (bit stream) – это последовательность двоичных нулей и единиц.
- 8. **Символ** (symbol) – digital message - цифровое сообщение.

$M = 2^k$, k – количество 0,1 в символе.

$m_i =$; $i=1, M$
 $k = 3$
 $2^3 = 8$ 8-ричная система.
 $K = 1$
 $M = 2^1$ бинарный код.

9. **Бод** – скорость передачи (1 импульс/сек).

10. Набор НЧ импульсов

$$i = \overline{1, M}$$

$$M = 2^k$$

K – количество символов в сообщении

11. Низкочастотные сигналы (НЧ) плохо передаются по линиям связи, поэтому они превращаются в высокочастотные цифровые.

$S_i(t)$ = ВЧ сигнал – цифровой сигнал

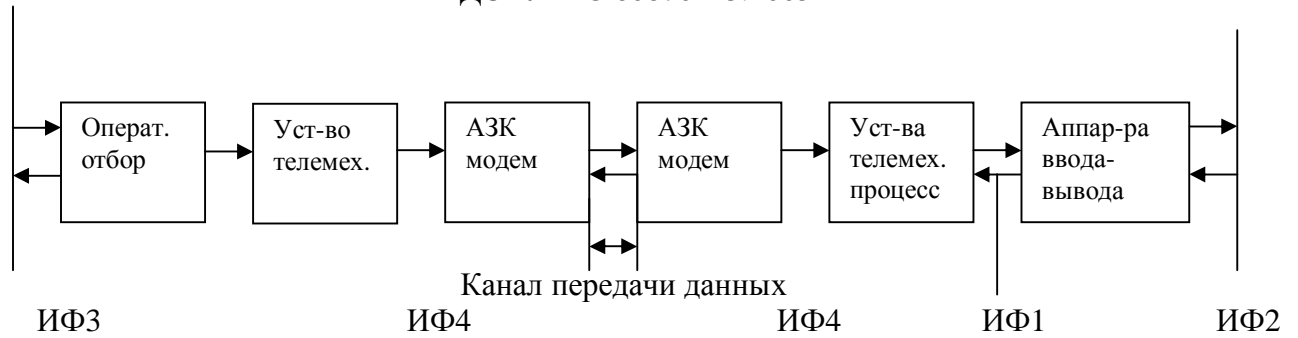
$$i = \overline{1, M}$$

Радиосвязь

Задача приемника определить, какой из возможных сигналов из множества M сигналов был передан.

12. **Скорость передачи данных** (Data, kate) – R бит/сек.

ИНТЕРФЕЙСЫ ТЕЛЕМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ДСТУ ІЕС 60870 – 3.2005



Интерфейс ИФ1 – стык аппаратуры телемеханики и внешних устройств.

ИФ2 – стык между аппаратурой ввода-вывода данных и процессором.

ИФ3 – стык между оператором и оперативно-диспетчерским оборудованием.

ИФ4 - стык между устройствами телемеханики и линиями связи иприемопередающей аппаратурой.

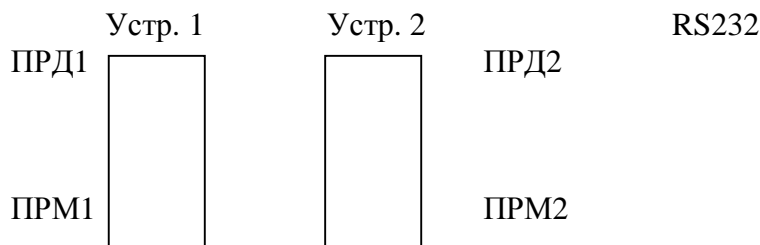
Типы данных:

1. ДСТУ ІЕС (державн. Стандарт Украины) устанавливает 2 типа данных:

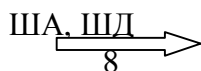
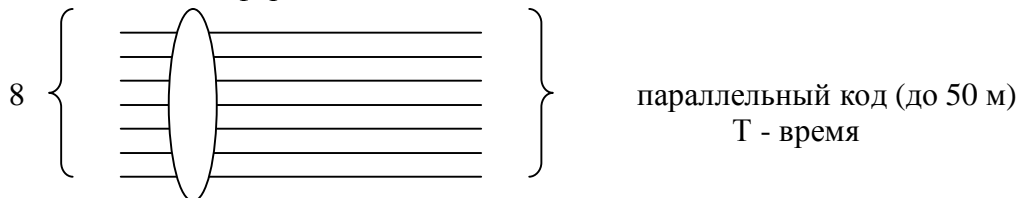
а) Дискрет (цифр.) – данные выбираются из ограниченного набора чисел $0 \div N$ (напр $0 \div 1024$).

б) Аналоговые данные – имеют бесконечный набор чисел, ∞ -набор (алфавит)ю

2. Интерфейсы бывают входные и выходные



Дискретные сигналы могут передаваться в интерфейсах в параллельной или последовательной форме.



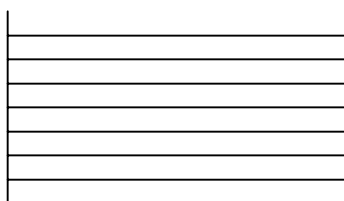
Последовательный код:

ТИПЫ ДИСКРЕТНЫХ ДАННЫХ СОСТОЯНИЙ

1. Сигналы состояния, которые свидетельствуют о состоянии аппаратуры:

- Одноэлементные данные 0, 1 (вкл/выкл);
 - Двухэлементные данные 01 – вкл, 10 – выкл
- | | | | |
|----|--------|----|-------------------------------------|
| 00 | ошибки | 00 | – промежуточные состояния элементов |
| 11 | | 11 | – обрыв линии связи |
- Многоэлементные двоичные коды – это информационные коды.
- 220 В – десят
 1 1 0 1 1 1 0 0 двоичн.
 220 дес. = 11011100 двоичн. Код

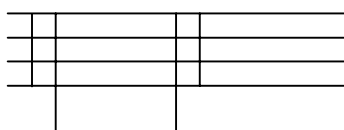
Диапазоны сигналов телемеханики



А – промежуточный диапазон сигнала

Б – рабочий диапазон сигнала

В – граничный диапазон



t_f – время фронта
 1 - $3 \div 5B$
 0 - $U < 1B$

Аналоговые сигналы бывают:

- | | | |
|----------------------|---------|---------------|
| - однополярные | класс 1 | 1 ÷ 5MA(+) |
| - двухполярные | класс 2 | 5 ÷ 10MA(+) |
| - сигналы тока | класс 3 | 10 ÷ 50MA(+) |
| - сигналы напряжения | класс 4 | 50 ÷ 100MA(+) |
- сигналы 2-х полярностей
 - 5MA – 0 - + 5MA

СИГНАЛЫ, СПЕКТРЫ, ЛИНЕЙНЫЕ СИСТЕМЫ

Электрические сигналы – это сигналы напряжения или тока, меняющиеся во времени.

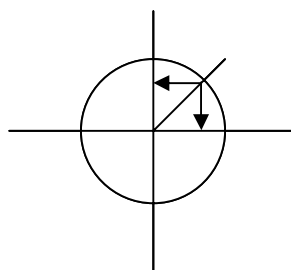
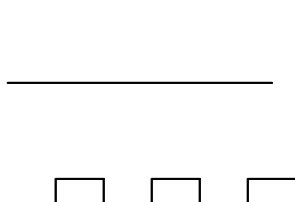
Существует две характеристики таких сигналов:

1. временные
2. частотные (спектральные).

Сигналы бывают:

- детерминированные;
 - случайные.
- } функции.
} Времени

Детерминированный сигнал – предсказуемые временные сигналы, это обычно периодические сигналы $X(t)$, $X(t+T)$ t - время, T – период.

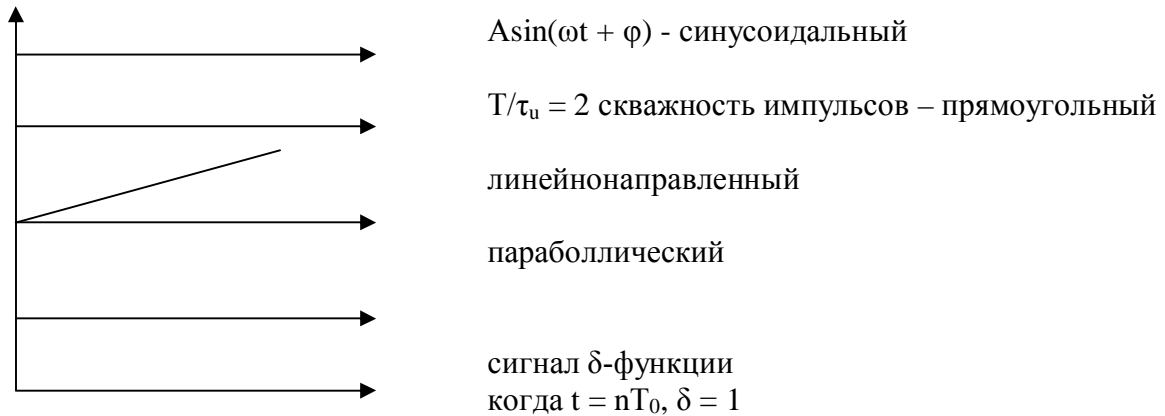


У детерминированного сигнала постоянная частота, амплитуда и фаза.

_____ А – случ. полярная
Амплитуда и знак сигнала случайные.

Случайный сигнал показать нельзя.

Канонические функции времени:

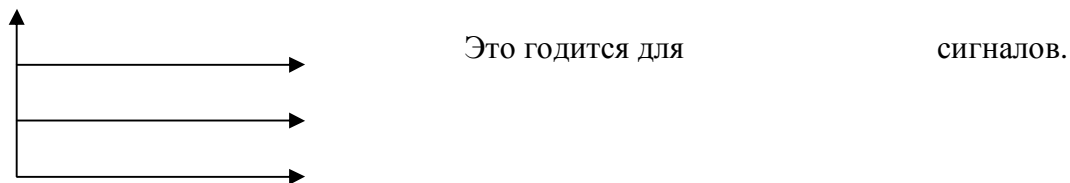


Должно быть всегда задано начало отсчета.

Детерминированные сигналы раскладываются в ряды Фурье, Вайвлет преобразование.

Разложение детерминированного сигнала в ряд Фурье:

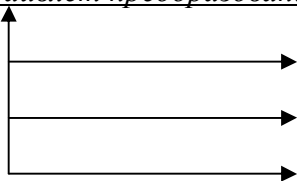
Ряд Фурье - разложение сигнала по гармоническим сигналам.



Разложение в ряд Фурье – это представление сигналов синусоидами.

Вайвлет преобразование:

Разложение по прямоугольникам – это разложение Уолта.



Детерминированные сигналы имеют временные и частотные характеристики.
Если разложить ряд по частотам – это *ряд Фурье*.

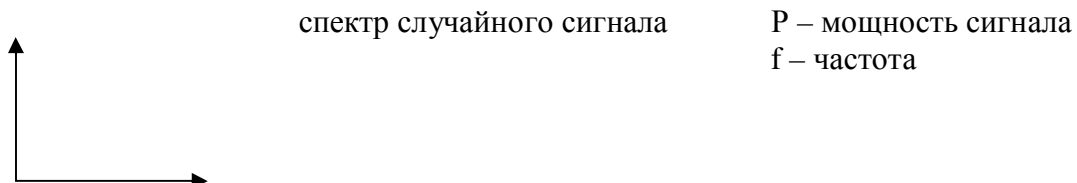
Спектр сигналов – представление сигнала в частотной области.

Спектры бывают непрерывные и дискретные.

Детерминированные сигналы имеют дискретный спектр.

Случайные сигналы – непрерывный спектр.

Речевой сигнал:



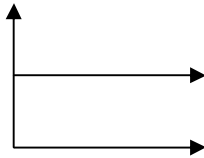
В практике связи рисуют:



Временное описание сигнала:
спектр сигнала $X(t)$



В речевом сигнале мощность размазана:



спектральная плотность

Детерминированные сигналы не несут информации.

$$Sd\omega = P$$

S – спектральная плотность «масла»



Случайные сигналы. Характеристики случайных сигналов. Элементы теории случайных процессов

Случайным процессом называют случайную функцию времени.

Пусть $X(t)$ – случайный процесс.

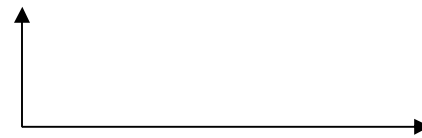
Ансамбль реализации

t – время наблюдений

Если наблюдать ансамбль реализации в какой-то момент времени (напр. t_1, t_2, t_3), то увидим множество значений

реализации случайного процесса:

$X_1(t_1)$	$X_1(t_2)$	$X_2(t_2)$	
$X_2(t_1)$	$X_3(t_3)$	$X_2(t_3)$	и т.д.



t_1 : $(X_1, X_2, X_3, \dots, X_n)$
набор случайных величин

Случайные величины изучали в теории вероятности, большими буквами обозначаем случайную функцию (X), а маленькими – значение ее реализации в данный момент времени x_1, x_2, \dots, x_n .

1. Среднее значение случайной функции:

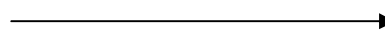
$\overline{X(t)}$ – среднее значение по ансамблю реализации

$\overline{X(t)} = m_x(t)$ m - математическое ожидание

$$m_x^*(t) = \overline{X(t)}^* = \frac{\sum_{i=1}^n x_i^2(t)}{n-1} \quad M[x(t)] - \text{математическое ожидание случайного процесса (СП)}$$

2. средний квадрат случайной функции(СП):

$$\overline{X(t)}^* = \frac{\sum_{i=1}^n x_i^2(t)}{n-1}$$

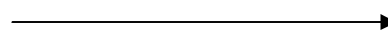


3. флуктуация – это центрированный процесс

$\Phi_x(t) = x(t) - \overline{x(t)}$

$$\overline{\Phi_x(t)} = \overline{x(t) - \overline{x(t)}} = \overline{x(t)} - \overline{x(t)} = 0$$

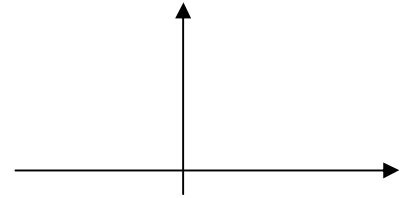
Среднее значение флуктуации равно - Φ



4. дисперсия случайной функции:

$$D_x(t) = \sigma_x^2(t) = \overline{\Phi_x^2(t)} = \overline{\chi^2(t)} = \overline{[x(t) - \overline{x(t)}]^2}$$

$$x(t) = M_x(t) + \chi(t)$$



5. автокорреляционная функция (АКФ)

Корреляционная функция – мера связанности процесса. Она характеризует скорость протекания процесса.

$$R_x(t, \tau) = \overline{\chi(t) \chi(t + \tau)}$$



Это детерминированное колебание $m_x = MO$

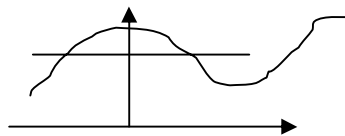
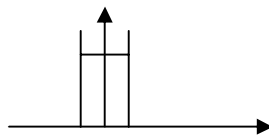
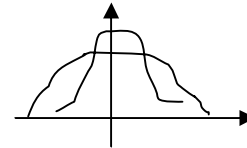
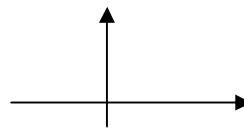
ускорение по ансамблю

$D_x = \sigma_x^2$ - дисперсия

σ - СКО

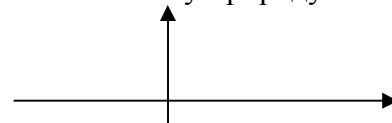
$R_x(\tau) = X(t)$

$R_x(\tau)$ - корреляционная функция белого шума



Спектральная плотность белого шума – «размазанное масло по бутерброду»

_____ - белый шум



Среднее значение процесса –

усреднение его ансамбля

$$\bar{X} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i$$

Разложение в ряд Фурье (практика)

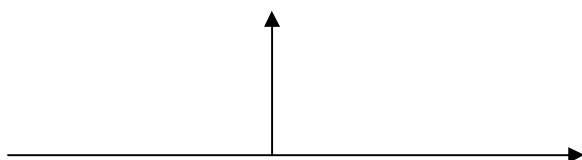
$$x(\lambda) = \frac{1}{2}a_0 + a_1 \cos \lambda + a_2 \cos 2\lambda + a_3 \cos 3\lambda + \dots + b_1 \sin \lambda + b_2 \sin 2\lambda + b_3 \sin 3\lambda + \dots =$$

$$= \frac{1}{2}a_0 + \left(\sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\lambda + b_n \sin n\lambda \right)$$

$$x(\lambda) = \frac{1}{2}a_0 + \left(\sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\lambda + b_n \sin n\lambda \right)$$



Спектр последовательности
прямоугольных импульсов

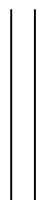
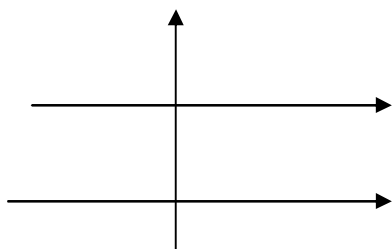


- а – уровень половинной мощности
- б – эквивалентная мощность
- в – 95% } уровни
- г – 99% } мощности
- Т – длительность импульсов
- Т₀ – период следования

$$x_p(t) = \frac{AT}{T_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sin c} \frac{nT}{T_0} e^{2\pi i n f_0 t}$$

$$T_0 = 0.01 \qquad f_0 = 100 \text{Гц}$$

У одиночного импульса сплошной спектр, это спектр плотности мощности. Если импульс широкий, то картинка расширяется, узкий – сужается.



Для передачи импульса – требуется широкая полоса.



Если длительность 1мсек, то полоса 1МГц. Если полоса 100 МГц, то 100млн. импульсов в секунду. Если 3кГц, то 3000 импульсов в секунду.

Разложение в ряд Фурье – это разложение по гармоникам.

Синусоида или косинусоида изображается линией на спектре.

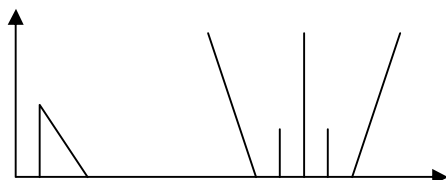
Пусть период Т = 0,1сек, а Т₀ = 0,01сек. (такого быть не может)

Т = 0,01сек } вмещается 10 спектров

Т₀ = 0,1 сек } (лепестков)

$$F_n = \frac{1}{T_u}, \text{ где } T_u \text{ – длительность импульса, } F_n \text{ – частота полосы}$$

Для передачи сигнала требуется 44кГц (музыка) – частота отчета.



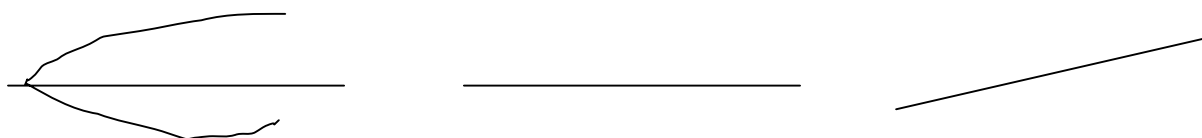
КЛАСС СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА (СП)



эргодинамические СП
стационарные СП (его характеристики не изменяются)

Стационарным – называется СП, у которого среднее значение математического ожидания и мощность дисперсии постоянны, а Корреляционная функция не зависит от времени, а зависит от τ .

$$\overline{M}_x = const - \text{мат. ожидание} \quad \overline{D}_x = const - \text{дисперсия} \quad R_x(t, \tau) = R_x(\tau)$$



Эргодинамические СП – это стационарные процессы.

Эргодинамические СП – это случайные процессы, для которых усреднение по ансамблю реализации можно заменить усреднением по времени для одной реализации.

$$\tau = \overline{1, N} \quad x_1, x_2, x_3, \dots, x_N$$

$$MX(t_i) = \tilde{x}(t)$$

$$\tilde{M}\tilde{X} = \overline{MX}$$

$$\tilde{D}\tilde{X} = \overline{DX}$$

$$R_x(\tau) = \overline{R_x(\tau)}$$



Далее будем рассматривать эргодинамические, стационарные случайные процессы.



$$F_d = 2,2 * 20 \text{кГц} = 44 \text{кГц}$$

Интеграл Фурье. Фурье преобразование для случайных сигналов

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) * e^{-2\pi f t} dt \quad - \text{спектр СП (прямое преобразование)}$$

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) * e^{2\pi f t} dt \quad - \text{обратное}$$

Равенство Парсеваля

$$P_X = \int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt \quad - \text{энергия сигнала не меняется}$$

Числовые характеристики эргодинамического СП :

$$m_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) dt \quad - \text{МО}$$

$$R_x = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) * x(t + \tau) dt \quad - \text{корреляционная функция СП}$$

$m_X = E|X(t)|$ - математич. ожидание СП

$m_X^2 = P_X = E|X^2(t)|$ - дисперсия, мощность СП

$E_X = m_X^2 + E_{X^0}$ - полная мощность СП

$$P_X = I_X^2 * R = P_{m_X} + P_{X^0}$$



$X(t)$ – набор

$x(t)$ - реализация

Передается переменная составляющая.

СВОЙСТВА

СПЕКТРА МОЩНОСТИ

$$G_X(f) \geq 0$$

$$G_X(f) = G_X(-f)$$

$G_X(f) \leftrightarrow R_X(f)$ - преобр. Фурье

$$P_X = \int_{-\infty}^{\infty} G_X(f) df$$

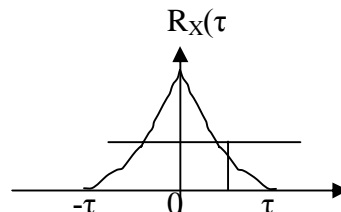
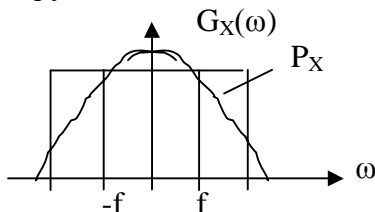
КОРЕЛЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ (КФ)

$$R_X(\tau) = R_X(-\tau)$$

$$R_X(\tau) \leftrightarrow G_X(f)$$

$$R_X(0) = G_X^2 = D_X = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} X^2(t) dt$$

Корреляционная функция и спектр связаны между собой. Мощность собирается по спектру.

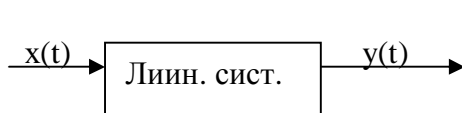


Спектральная функция и Корреляционная функция СП связаны преобразованием Фурье. Детерминированные сигналы можно разложить в ряд Фурье.

Форма СП – «вещь» бессмысленная.

Прохождение шумов через линейную систему

Рассмотрим линейную систему:



1

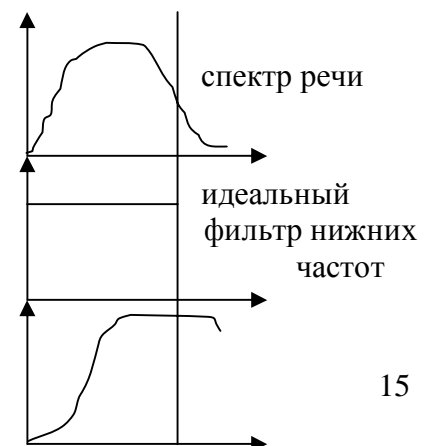
$h(t)$ – импульсная характеристика

$$y(t) = \int_0^{\infty} x(\tau) * h(t-\tau) d\tau$$

выход вход имп. х-ка

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)}$$

- частотная хха - ка системы



ФОРМАТИРОВАНИЕ СИГНАЛА

Бит – символ (0 или 1)

Love

L – 25 - 0011001

O – 121 - 1111001

V – 55 – 0110111 E – 83 – 1010011

$M = 8 = 2^k$ M-ричная последовательность

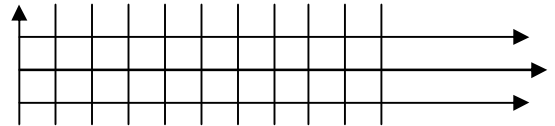
25 121

55 83

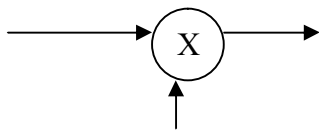
14 7 6 2 6 7 5 1 – форматирование сигнала

$[f] = \text{сек}^{-1}$

$\Omega = \text{рад/сек} = 6,28f$



Модулятор – переключатель 2-х сигналов



$$\int_{-\infty}^{\infty} \sin \lambda \cos \lambda d\lambda = 0 \quad \text{- условие ортогональности}$$

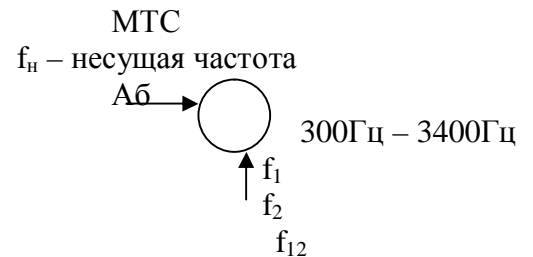
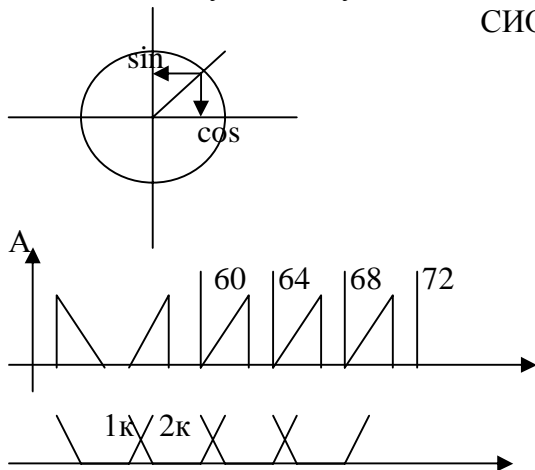
$$\int_{-\pi}^{\pi} \sin m\lambda \sin n\lambda d\lambda = 0 \quad \int_{-\pi}^{\pi} \cos m\lambda \cos n\lambda d\lambda = 0$$

$$\int_{-\pi}^{\pi} \sin \lambda \sin \lambda d\lambda = \int_{-\pi}^{\pi} \sin^2 \lambda d\lambda = 0$$

Синусоида и косинусоида не смешиваются.

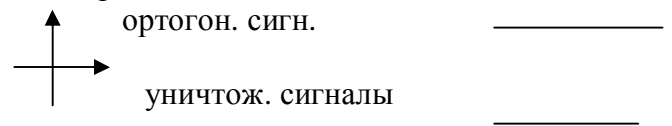
В связи должны использовать ортогональные сигналы, которые можно разделить и каждому абоненту дать свой сигнал.

СИО-12



Гармонические сигналы ортогональны, если имеют разные частоты

Фазовые ортогональные сигналы:



Формула Эйлера:

$$2 \cos \lambda = e^{j\lambda} + e^{-j\lambda}$$

$$e^{j\lambda} = \cos \lambda + j \sin \lambda$$

$$e^{-j\lambda} = \cos \lambda - j \sin \lambda$$

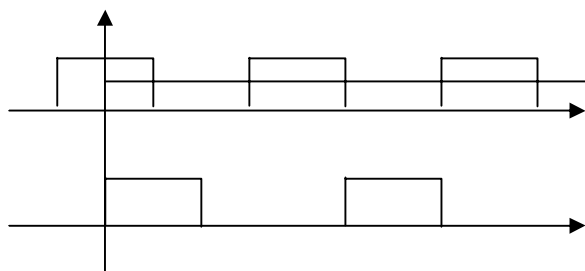
$$\cos \lambda = \frac{e^{j\lambda} + e^{-j\lambda}}{2}$$

$$\sin \lambda = \frac{e^{j\lambda} - e^{-j\lambda}}{2j}$$

Применим к функциям $\cos \lambda$ и $\sin \lambda$ преобразование Фурье

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-2\pi jft} dt \quad \text{- спектр}$$

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) e^{2\pi jft} dt \quad \text{- временная функция}$$

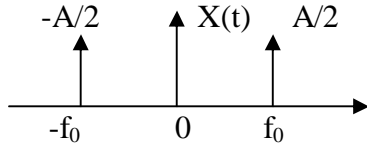


$$f(\lambda) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^m \cos n\lambda \quad f(\lambda) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^m \sin n\lambda$$

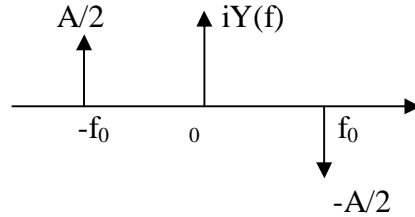
$$f(\lambda) = \frac{A_0}{2} + \sum_{i=1}^n (\cos n\lambda + \sin n\lambda) \text{ - преобразование Фурье}$$

$$f(\lambda) = \frac{A_0}{2} + \frac{\sum_{i=1}^n (e^{jn\lambda} + e^{-jn\lambda})}{2} + \frac{(e^{jn\lambda} - e^{-jn\lambda})}{2j} \text{ - комплексная форма преобразования Фурье}$$

Спектр сигнала $x(t) = A \cos 2\pi f_0 t$

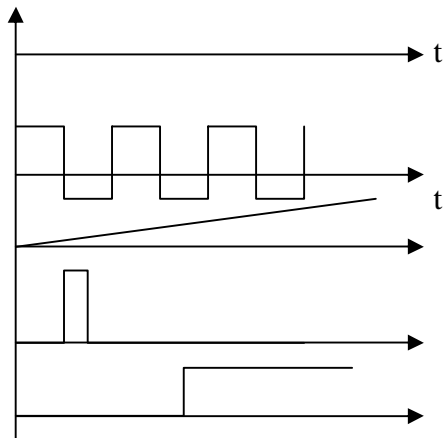


Спектр сигнала $y(t) = A \sin 2\pi f_0 t$



Канонические временные сигналы и их спектры

Временная характеристика



$A = \sin 2\pi f t$ – синусоидальный сигнал

- прямоугольн.

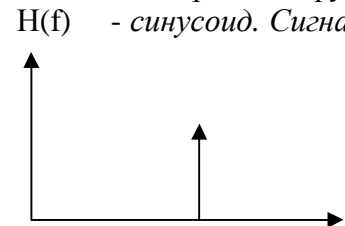
- линейно нарастающий

- δ - функция

- ступенчатая функция

Спектральная функция,

- синусоид. Сигнал:



1. $A \sin \omega t$

$$4. \delta(t - t_0) = \begin{cases} 1, & t = t_0 \\ 0, & t \neq t_0 \end{cases}$$

2. $\sum_{i=1}^n a_i (\cos i\omega + \sin i\omega)$

$$5. \delta(t) = \begin{cases} 1, & t \geq t_0 \\ 0, & t < t_0 \end{cases}$$

3. $f(t) = \alpha t$

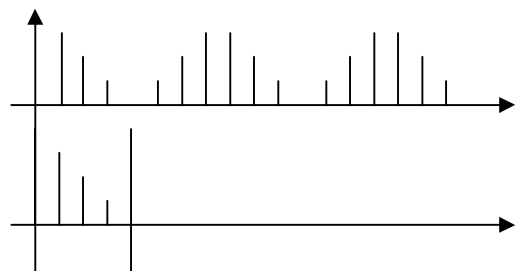
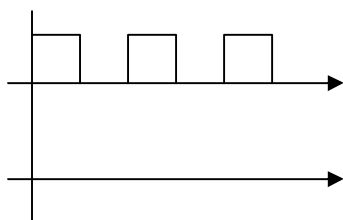
Спектр – распределение мощности по частотам. В спектре теряется фаза.

- *прямоугольный импульс:*

Чем уже импульс, тем шире спектр

$$\Delta f_{1-\text{го лпелестк}} = 1/\tau$$

Любой сигнал имеет бесконечный спектр



Частоты до 1000 МГц, (1 ГГц)

Импульс длительностью 1 мкс

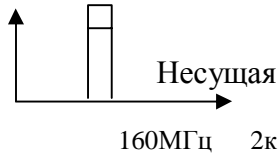


$$\Delta f = \frac{1}{\tau_u} = \left(\frac{2}{\tau_u} \right)$$

советская система 0,95 америк. система 0,99

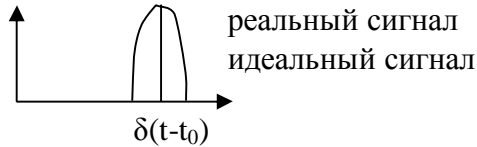
1 МГц – в сов. системе

2 МГц – в америк. Системе

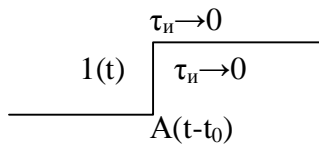


Несущий сигнал передаётся на расстоянии.

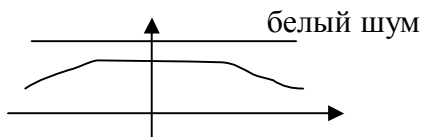
$$\delta(t) = \begin{cases} \infty, & t = t_0 \\ 0, & \text{др. } t \end{cases}$$



$$1(t-t_0) = \int \delta(t-t_0) dt$$



$$\frac{d}{dt} 1(t-t_0) = \delta(t-t_0)$$



Спектр космического излучения бесконечен.

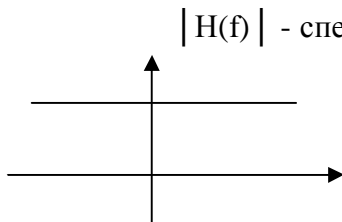
$$\Delta t \rightarrow 0 \quad \Delta F = \infty$$

В природе не существует сигналов, с бесконечным спектром.

Чем короче сигнал, тем более широкая полоса требуется для его передачи.

$$\frac{1}{\tau} = \Delta f \quad \tau \rightarrow 0 \quad \Delta f \rightarrow \infty$$

СПЕКТР БЕЛОГО ШУМА



$|N(f)|$ - спектр космического шума (теплошумы)

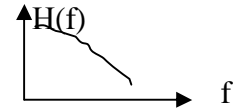
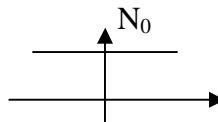
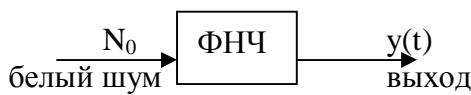
Белый шум – набор дельта-импульсов.

Белый шум – идеализация шума с спектром частот.



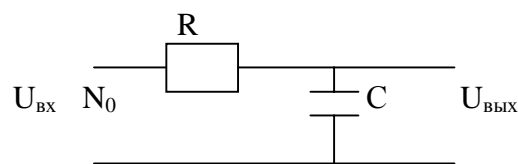
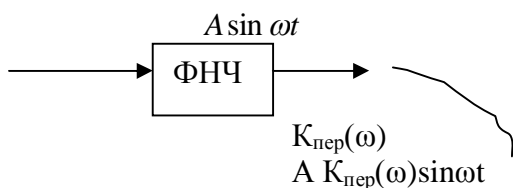
Прохождение шума через фильтр нижних частот (ФНЧ)

Это реальный фильтр нижних частот:



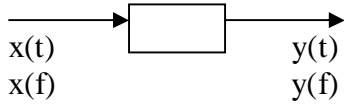
Спектральная плотность шума на выходе:

$$N_y = N_0 * \Delta f_{эф} = N_0 * |H(f)|^2$$



$$K = U_c / U_{вх}$$

$$U_c = I * R_c$$



Передаточная функция фильтра – это отношение выходного сигнала к входному.

$$z = R + jx_c; \quad x_c = \frac{1}{j\omega c}; \quad I = \frac{U_{ex}}{R + \frac{j}{\omega c}}$$

$$U_{вых} = I * x_c = I * \frac{1}{j\omega c} = \frac{U_{ex}}{R + \frac{1}{j\omega c}} * \frac{1}{j\omega c} = \frac{U_{ex}}{jR\omega c + 1}$$

По частоте синусоида не разворачивается.

$$K_{перед} = \frac{U_{вых}}{U_{ex}} = \frac{1}{1 + jR\omega c}; \quad \tau = RC; \quad K_{перед} = \frac{1}{1 + j\tau\omega}$$

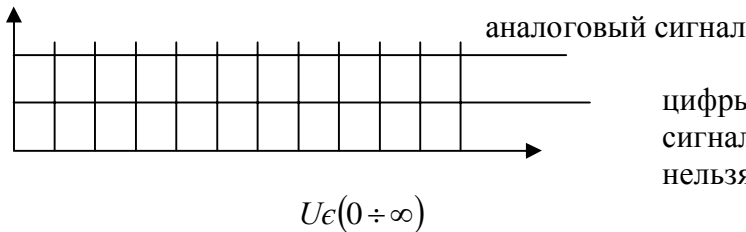
$$|K| = |H(f); \quad |K| - ? \quad \left| \frac{1}{1 + j\omega\tau} \right| - ? \quad \varphi|K| - ?$$

$$АЧХ |K(j\omega)| = K(\omega) \quad \PhiЧХ = \varphi|K(j\omega)|$$



$$\frac{1(1 - j\omega Rc)}{(1 + j\omega Rc)(1 - j\omega Rc)} = \frac{1 - j\omega Rc}{1 + \omega^2 R^2 c^2} = \frac{1}{1 + \omega^2 R^2 c^2} - j * \frac{\omega R c}{1 + \omega^2 R^2 c^2}$$

ФОРМАТИРОВАНИЕ АНАЛОГОВОЙ ИНФОРМАЦИИ



Должны передавать не сигнал, а цифры. Должны ограничить спектр сигнала. Непрерывный сигнал передавать нельзя.

Сигнал нужно отформатировать, прежде чем передать (аналоговый сигнал в бесконечность).

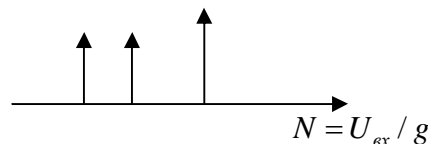
$$U_{дискр} \in t_i; \quad i = 1, N$$

$$\in U_j; \quad j = 1, L$$

- дискретизация (по времени)
- квантование



Погрешность квантования по амплитуде: $\Delta_{квант} \leq g / 2$
Дискретизация по времени:



Бесконечное множество точек превращается в конечное.

Чем реже сеточка, тем точнее описан сигнал, тем больше нужно передавать числа.

Относительная погрешность: $\delta_u \leq 0,1$

$$\left. \begin{array}{l} \text{дискретизация } T_d \\ \text{квантование } g \end{array} \right\} \delta_u \leq 0,1$$

$\delta_{дискрет.}, \delta_{квантов.}$ – погрешности аналогового форматирования (они связаны с потерей информации об исходном сигнале).

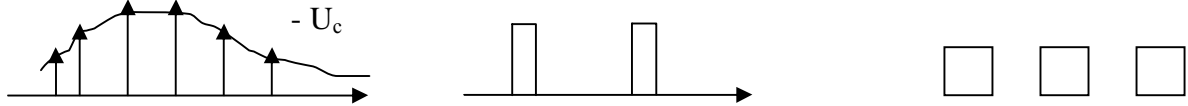
Цифровое преобразование – аналоговая величина превращается в код: $U \rightarrow N_U(t_i)$

$$15_m \rightarrow \frac{15_m}{15_{cm}} = 100$$

$$N_h = 100$$

2 задачи:

1. как выбрать время дискретизации сигналов по времени – **теорема отсчетов**



$\delta_{\text{дискрет}}$ Погрешность дискретизации связана с потерей информации во времени, т.е. часть информации теряем.

Существуют теоремы **Котельникова, отсчетов** или **Найквиста** – говорит, как выбрать частоту дискретизации $F_{\text{д}} = 1/T_{\text{д}}$ $F_{\text{д}} = 2,2F_{\text{сmax}}$

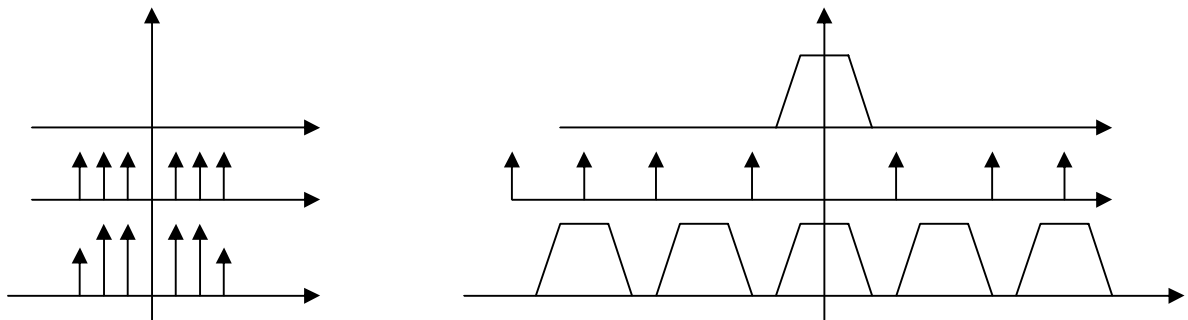
Пример:

$$F_{\text{с речи}} = 20 \text{кГц}$$

$$F_{\text{д}} = 2,2 * 20 = 44 \text{кГц}$$

$$F_{\text{д}} = 44 \text{кГц}$$

Любой сигнал имеет бесконечный спектр



- появление искажения

T_s, F_s, T_m, F_m – характеристики сигнала

1) – сигнал

2) – набор отсчетов

3) – модулированный сигнал δ -функции (амплитуда меняется по закону сигнала)

$S(x)$ – спектр сигнала

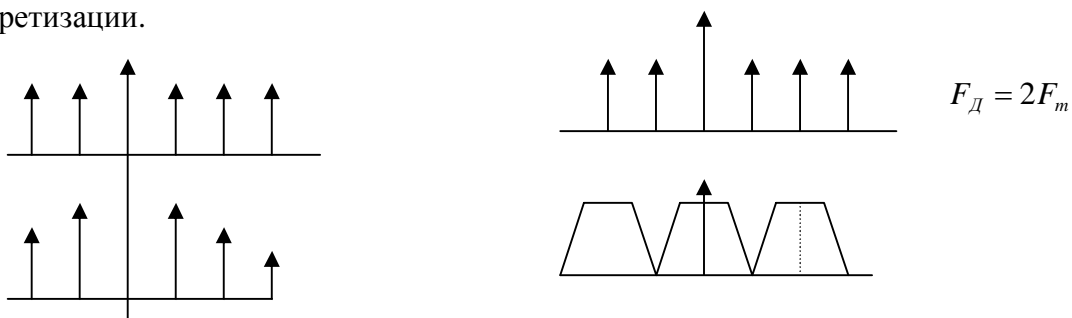
Причина искажений сигналов при дискретизации обусловлена тем, что реальные сигналы имеют бесконечный спектр $F_s \rightarrow \infty$, тогда $F_m \rightarrow 2\infty$.

Для устранения искажений входные сигналы перед передачей должны быть предварительно отфильтрованы, т.е. речевой сигнал пропускается через фильтр нижних частот (ФНЧ).

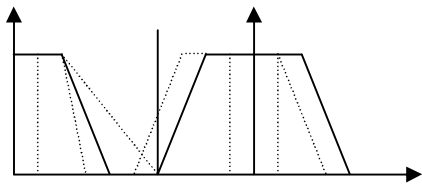
ФНЧ имеет f_{smax} – частота среза.

ТЕОРЕМА КОТЕЛЬНИКОВА утверждает, что частота взятия отсчетов, т.е. частота дискретизации должна быть, по крайней мере, в 2 раза больше чем $F_{\text{сигнmax}}$: $F_{\text{д}} \geq 2F_{\text{сmax}}$

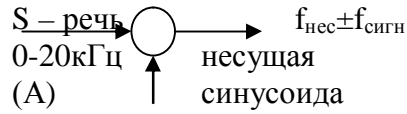
При дискретизации непрерывный во времени сигнал мы заменяем его отсчетами, взятыми через время $T_{\text{д}}$, при этом часть информации теряется – это причина появления погрешности дискретизации.



Если передаем постоянный сигнал, то F_d можно ставить как угодно (любая решетка).
 Но если появилась F_m - верхняя граница частоты сигнала, то тогда выбираем по графику.
 Система может работать при постоянном I – е.



НБП и ВБП – нижняя и верхняя боковая полоса

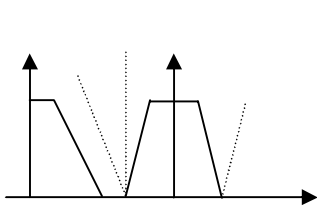


Причины искажений

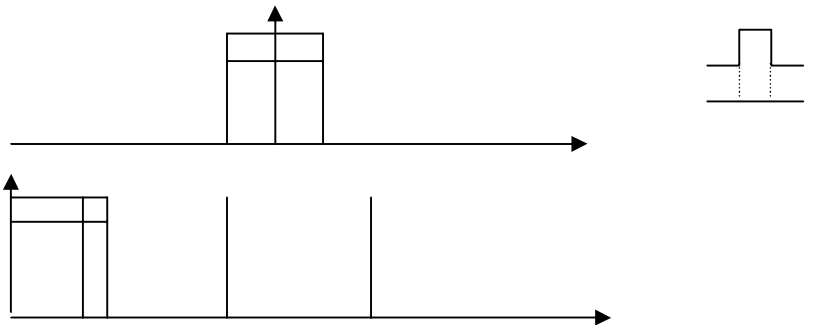
- 1) Плохая подготовка входного сигнала.
- 2) Низкая частота дискретизации.

Фильтрации можно делать (.....) поэтому несущую выбирают 176кГц.

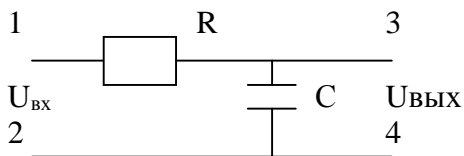
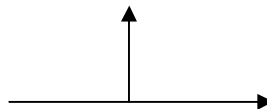
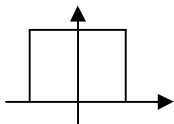
ПОНЯТИЕ ИДЕАЛЬНОГО ФИЛЬТРА



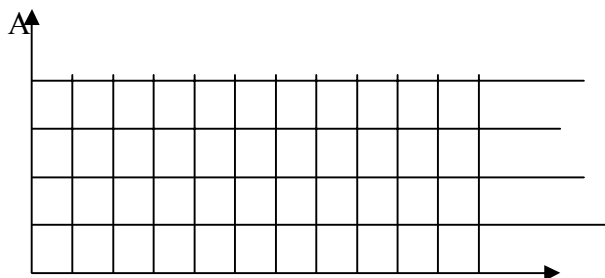
Нельзя реализовать фильтр с бесконечно крутыми срезами.



Идеальный фильтр имеет такую характеристику:



T-образная схема 4-х полосика



По амплитуде эти сигналы бесконечны, т.к. не проквантовали.

КВАНТОВАНИЕ СИГНАЛА

Уровни квантования

$$\frac{1}{720 * 60} = f_{монит}^{f_{дискр}} \text{ - в больницах не ставят}$$

g - шаг квантования (порция значения сигнала).
В цифровой системе передается число порций N_i .

$$x_i = N_i * g ; N_i - \text{код сигнала}$$

$$h = 23\text{м} \quad \frac{23}{15} = N_i + \underset{\substack{\text{остаток} \\ \Delta_{кв} \\ \text{(погр.квантов)}}}{0,3}$$

$$g = 0,15\text{м} \quad \Delta_{кв} < g$$

153 ступени по 15см.....+...4,5см

$$N_u = \frac{U_{вх}}{g} ; \quad N_u = \frac{U_{вх}}{g} + N_0$$

N_0 – шкала с нулем в середине; g – код сигнала.

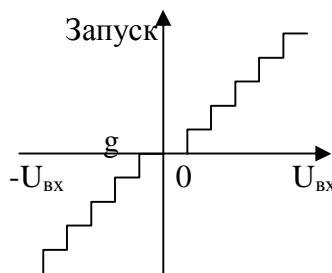
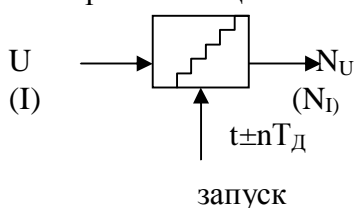
153 8бит – 1байт

1	0	0	1	1	0	0	1
---	---	---	---	---	---	---	---

Двоичный код

Устройство, которое делает это все одновременно – называется **АЦП**.

Вх. напряж. АЦП Вых. напряж.



$$(10,24) \quad -10\text{V} = -V_P$$

$$+10\text{V} = +V_P$$

$$\underline{2V_{PP} = 20,48\text{В}}$$

$$n = 10$$

$$N = 2^{10} = 1024$$

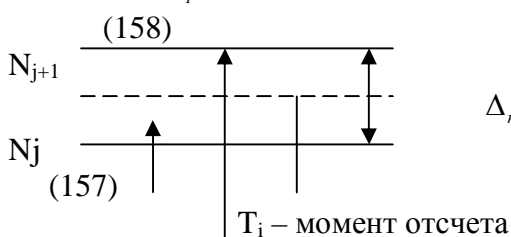
$$g_1 = \frac{2V_{PP}}{N} = \frac{20,48}{1024} = 20\text{мВ}$$

Если $n = 11$ разрядов, $N = 2^{11} = 2048$, то $g_2 = 20,48/2048 = 10\text{мВ}$

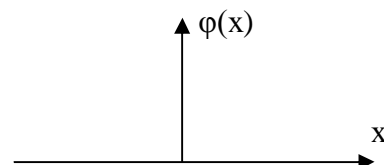
При увеличении n -разрядов АЦП получаем устройство преобразования.

Погрешность квантования

$$N_i = \frac{U_{вхi}}{N} + \underset{\substack{\Delta_{кв} \\ \text{погрешн остатка}}}{\Delta_{кв}} \quad \text{если } N \uparrow \text{ то и } \Delta_{кв} \downarrow ; \quad \Delta_{кв} < g$$

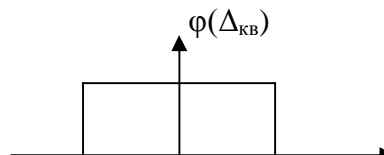


Закон распределения $\phi(\Delta_{кв})$ - погрешности квантования



$$\left. \begin{array}{l} M(\Delta_{кв}) = 0 \\ D(\Delta_{кв}) = g^2/2 \end{array} \right\} \text{числовые характеристики ошибки квантования}$$

Закон распределения ошибки квантования



РАСЧЕТ КОМПЛЕКСНОГО КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ И ФАЗОЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФИЛЬТРА НИЖНИХ ЧАСТОТ (ФНЧ)

(практика)

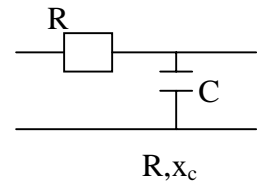
Задача 1

Дано: R, C – параметры фильтра

Определить: ККП – $K(j\omega)$ – комплексный коэф-т передачи

АХЧ – $C(\omega)$

ФХЧ – $\varphi(\omega)$



Решение:

$$X_L = j\omega L \qquad K(j\omega) = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}$$

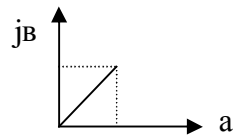
$$\dot{U}_2 = \dot{I} * x_c = \dot{I} * \frac{1}{j\omega c}; \qquad \dot{I} = \frac{\dot{U}_1}{R + x_c} = \frac{\dot{U}_1}{R + 1/j\omega c}; \qquad \dot{U}_2 = \frac{\dot{U}_1}{R + 1/j\omega c} * \frac{1}{j\omega c}$$

$$K(j\omega) = \frac{1}{R + 1/j\omega c} * \frac{1}{j\omega c} = \frac{1}{Rj\omega c + 1}; \qquad CR = \tau; \quad \tau - \text{ФНЧ}$$

$$K(j\omega) = \frac{(1 - j\omega Rc)}{(1 + j\omega Rc)(1 - j\omega Rc)}; \qquad c = a + j\theta$$

$$K(j\omega) = \frac{(1 - j\omega Rc)}{1 - (j\omega Rc)^2} = \frac{(1 - j\omega Rc)}{1 + \omega^2 R^2 c^2} = \underbrace{\frac{1}{1 + \omega^2 R^2 c^2}}_{\text{Re}} - j \underbrace{\frac{\omega Rc}{1 + \omega^2 R^2 c^2}}_{\text{Im}} = \text{Re} + j \text{Im}$$

$$K(j\omega) = \text{Re } x + j \text{Im } x$$



$$|K(j\omega)| = c(\omega) = \text{АХЧ}$$

$$c(\omega) = \sqrt{\left(\frac{1}{1 + \omega^2 c^2 R^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega c R}{1 + \omega^2 c^2 R^2}\right)^2} = \frac{\sqrt{1 + (\omega c R)^2}}{1 + \omega^2 c^2 R^2} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 c^2 R^2}}$$

$$\varphi(\omega) = \frac{\theta}{a} = \text{arctg} \frac{\omega Rc(1 + \omega^2 c^2 R^2)}{(1 + \omega^2 c^2 R^2) * 1} = \text{arctg}(-\omega c R) = \text{tg}(-\omega \tau)$$

$$c(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f Rc)^2}}$$

$$1/\sqrt{2} = 1/1,4 = 0,707$$

Если $\tau \uparrow$, то $f \downarrow$. Чем $\tau \uparrow$, тем уже фильтр.

$$f = 50 \text{Гц} \quad 50 = \frac{1}{2\pi Rc}; \quad Rc = \frac{1}{100\pi} = \frac{1}{3,14 * 100} = \frac{1}{314} = 3 * 10^{-3}$$

Если $R = 10 \text{кОм}$ $c = 3 * 10^{-6} \text{Ф} = 3 \text{мФ}$ (микроФарад)

С увеличением сопротивления емкость уменьшается.



Задача 2

$$f_c = 3,4 \text{кГц}$$

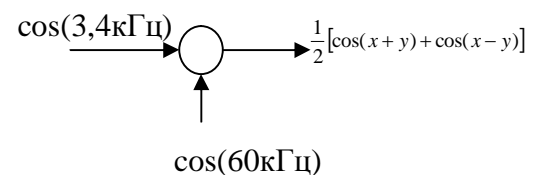
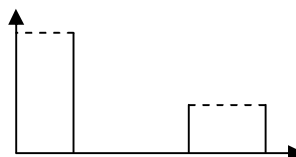
$$f_{\text{ш}} = 60 \text{кГц}$$

Построить спектр сигнала?

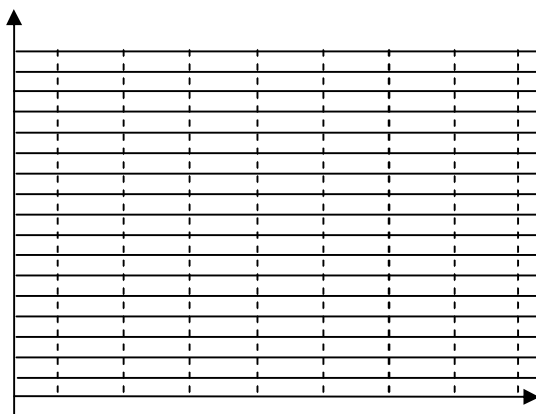
Можем настроиться на 56кГц

$$f_c = 2 \text{кГц}$$

$$F_g = 2 f_c = 4,4 \text{кГц}$$



Трехразрядный АУП $n = 3; n = 8 (0 \div 7)$



Знач. плуч. пп дискрит.

Знач. после квантов.

Код номер

Последов. РСМ

$$\Delta_{кв} \leq g / 2$$

$$\Delta_{кв} \leq 0,5B$$

$$M(\Delta_{кв}) = 0;$$

$$D_{кв} = \frac{g^2}{12} = \frac{1B^2}{12} = 0,08(B^2);$$

$$\sigma_{кв} = \sqrt{0,08} = 0,27B$$

КОДИРОВКИ ИСТОЧНИКОВ СИГНАЛОВ. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ИНФОРМАЦИИ

Для оценки качества систем передачи необходимы новые критерии. Традиционный энергетический критерий КПД (η) – оказался неприемлимым.

Техническая система – 10-20% КПД источника

20 – паровоз

40 – дизель и т.д.

Энергетический критерий: $\eta = \frac{A_{вых}}{E_{вх}}$

Рассмотрим радиолокатор:

$$\eta = 10^{-14} - \text{убрать}$$

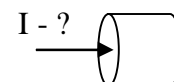
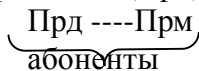
Традиционное представление КПД информационной системы не совпадает с КПД энергетической системы: $\eta_{информ сист} \neq \eta_{энерг сист}$

Необходимы новые критерии оценки качества информационных систем. Такую задачу поставил перед собой Хартли в 1928 году: *информ. системы – оценить качество информации.*

I – количество информации.

Хартли сформулировал **условия концепции выбора**:

1. Имеется передатчик (Прд) и приемник (Прм):



2. Известен алфавит: имеем числа букв, значения кодов: $\# \rightarrow ?$

Русский язык – 32 буквы.

Антидетифеант; должны знать число N – число возможных слов.

Позиции Хартли:

1. Число возможных сообщений, которые можно передать данной системе, считается известным: $N = 40000$ – число возможных сообщений.

N – известно до начала приема информации, т.е. известен алфавит.

2. Корреспондент на приемной стороне до получения сообщения не знает какой из возможных N сообщений ему передадут. Степень незнания абонента зависит от числа N . Чем больше N , тем больше степень незнания.

Степень незнания будем называть **неопределенность**.

После получения сообщения неопределенность снята.

Неопределенность – функция числа состояний $[f(N)]$. После получения сообщения неопределенность равна нулю.

$$I = f(N_1) - f(N); \quad I = f(N) \text{ - информация тождественна неопределенности.}$$

После получения сообщения неопределенность снимается. Т.об. – что сняло эту неопределенность? – полученная информация.

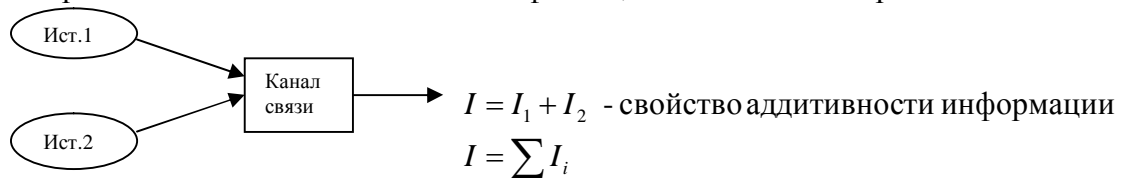
Неопределенность = количеству полученной информации.

Без потребителя информации не существует.

Если неопределенность - $f(N)$, то и количество информации - $f(N)$.

Концепция выбора по Хартли:

Выбираем возможные сообщения из алфавита, мы снимаем неопределенность $I = f(N)$.



$$I_1 = f(n_1)$$

$$I_2 = f(n_2)$$

$$\left. \begin{array}{l} n_1 \left\{ \begin{array}{ll} a & b \\ c & d \end{array} \right. \end{array} \right\} \begin{array}{l} aa, ab, ba, bb = \varphi = 2^2 \\ cd, dc, cc, dd = \varphi = 2^2 \end{array}$$

$$abcd = 16 = 2^4$$

Расширение алфавита

Вопрос: вид функции I ? Ее свойства:

1. свойство аддитивности $I = I_1 + I_2$

$$I = f(N_1, N_2) = I(N_1) + I(N_2)$$

2. $f - ?$ - Функция должна быть аддитивной – это ее 2-е свойство.

Единственная функция $I = \log N$

$$I = \log N_1 N_2 = \log N_1 + \log N_2$$

$$I = I_1 + I_2$$

Информация – это логарифмическая мера возможных состояний. $N = m^n$

m – основание кода (двоичный...); n – разрядность кода.

$$m = 2 \quad n = 10 \quad N = 1024 \quad N = 2^{10}$$

$$I = \log 2^{10} = 10 \text{ (бит)}$$

$$\lambda = \text{СТ} \quad I = \log_2 N \text{ - формула Хартли.}$$

$$N = 2 \quad (0.1) \quad \log_2 2 = 1$$

$$I = C$$

$$500 \text{ имы} \quad P(0) = P(1)$$

N – число равнозамещенных состояний (равновероятностных состояний).

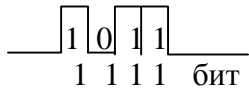
$$P(0) = P(1) = 1/2 = 0.5$$

$$P(N) = 1/N \quad I = 1/P(N)$$

$$I = \log(1/P(N)) = -\log P(N)$$

Для источника Хартли: $I = -\log P(N)$
 $I = -\log(1/N) = \log N$

Биты – это количество информации (ее единицы измерения). $I = \log_2 2 = 1(\text{бит})$
 1 ддв.е. → 1бит информации

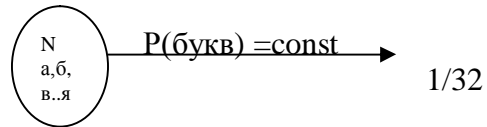


R = 4Бод (скорость передачи)
 I = 4Бит

Клод Шеннон распространил понятие теории информации на сообщения, состоящие из неравновероятных символов.

Пример:

1. $P(a) = P(\bar{o}) = P(\bar{b}) = \dots P(\bar{я})$



$I = -\log(1/32) = \log_2 2^5 = 5(\text{ббит/букв})$

$I = 3 * 5 = 15$

$I = 5 * 5 = 25$

о, а, е,ъ...я

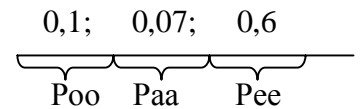
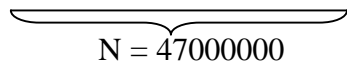
По вертикали "я" - не последняя

$P(o)$
 $P(a)$
 $P(e)$ } война и мир

Число страниц – х, число букв – N: $n_i/N = P(n_i)$

$P(o) = 0,1$

$P(a) = 0,07 \dots \dots \dots$



Сообщение характерное для ϕ : оооооооооо,аааааа,еееее...ъ:

частота появления букв - $P(h_i) = n_i / N \Rightarrow n_i = N * P(n_i)$

$P = P(o) * p(a) * p(e) \dots p(\bar{ь})$

$P = P_1^{n1} * P_2^{n2} * P_3^{n3} \dots P_n^n$ - вероятность средне статист. «слова» - сообщение

$P = \prod_{i=1}^m P_i^{n_i} = \prod_{i=1}^m P_i^{P * n_i}$; m - число букв алфавита

$I = \log N^\Theta$ - количество информации

$\Theta \log \frac{1}{\prod_{i=1}^m P_i^{P * n_i}} = \frac{1}{P}$; $N = \frac{1}{P}$

$I = \log N = -\log \prod_{i=1}^m P_i^{P * n_i} = -n \sum_{i=1}^m P_i \log P_i$

Формула Шеннона: $I = -n \sum_{i=1}^m P_i \log P_i$

$I = -[P(o) \log P(o) + P(a) \log P(a) + \dots P(\bar{ь}) \log P(\bar{ь})]$

$H_i = \frac{I_i}{n}$ - энтропия источника (производительность источника на символ)

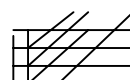
Источник Хартли:

$H_0 = I_0 / n = \log_2 N$ - источник Хартли $N \rightarrow \max$

$H_1 = I_1 / n = -\sum_{i=1}^n P_i \log P_i$ - источник Шеннона H - энтропия; $[H] = \frac{\text{Бит}}{\text{символ}}$

В источнике Шеннона каждая буква имеет разную вероятность.

Канал – сигнал



Сигнал – его информативность?

$$I_0 = n \log_2 m - \text{Хартли}$$

$$I_1 = -n P_i \log P_i - \text{Шеннона} \quad m = 2; n = 1; I_0 = 1 \text{ Бит}; \text{числ. 1 ББи} = 1 \text{ ББо}$$

$$H_0 = \frac{I_0}{n} = \log m; \quad \text{Энтропия} = \frac{\text{кол. во информации}}{\text{символ}}$$

Производительность источника

$$m = 2; \quad H_0 = 1 \left(\frac{\text{Бит}}{\text{символ}} \right); \quad 1 \text{ ББи} = 1 \text{ двоичн разряд} + H_0$$

$$H_1 = -P_i \log P_i - \text{энтропия или производительность Шеннона}$$

Бинарная система работает в кодах и символах.

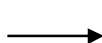
«0» или «1»

$m = 2$ – число символов

$n = 1$

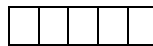
0

1



Прием «0» или «1»

+++++



Метод поэлементного приема (бинарный прием).

0,1 – ДА, НЕТ

00, 01, 10, 11
нет да/нет/можетбыть да

Свойства энтропии:

$$H_1 = -p_i \log P_i - \text{бинарная система}$$

$$P_i \in [0;1] \quad \log P_i \leq 0, \quad \text{тогда}$$

свойства:

$$1. H_1 = 0, \quad \text{или} \quad H_1 > 0 \quad \Rightarrow \quad H_1 \geq 0$$

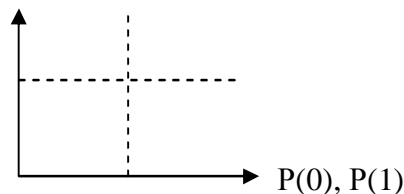
т.е. энтропия всегда положительна

$$2. H_1 = [P(0) \log P(0) + P(1) \log P(1)]$$

$$\underbrace{P(0)=1 \quad P(1)=0}_{H_1=0} \quad \left. \begin{matrix} P(0)=0 \\ P(1)=1 \end{matrix} \right\} H_1=0$$

Если передается только «0» или «1», то энтропия исчезает.

3. Максимальная H будет достигнута при $P(0) = P(1) = 0,5$ – энтропия хаоса.



$$4. H_1 = \max = 1 \quad \text{при} \quad H(0) = H(1) = 0.5$$

$$H_1 = -[P(0) \log P(0) + P(1) \log P(1)] = \left[-\frac{1}{2} \log \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \log \frac{1}{2} \right] \Rightarrow$$

$$H_1 = 1 (\text{Бит} / \text{симв})$$

$$H_1 \rightarrow H_0 \rightarrow P(0) = P(1)$$

энтропия Шеннона энтропия Хартли

Марковский источник

Л.Н. Толстой Все счастливые семьи похожи, а несчастливые каждая по своему.....

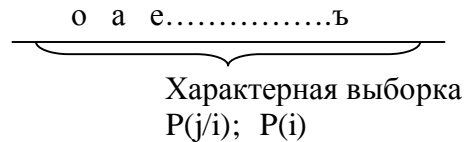
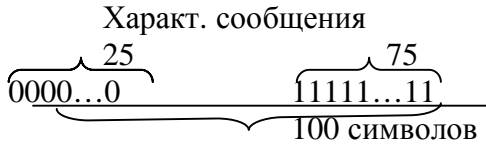
Перед. Все счастливые семьи

Инф. Похожи

Пример:

Источник Шеннона $P(0) = 1/4$; $P(1) = 3/4$; $H_1 = ?$

$$H_1 = -[P(0) \log P(0) + P(1) \log P(1)] = -[1/4 \log 1/4 + 3/4 \log 3/4] = -[1/4(-2) + 3/4(\log 3 - \log 4)] = 0.5 + 0.75(1.585 - 2) = 0.5 + 0.315 = 0.815$$



Марковский источник:

Все счастливые семьи похожи

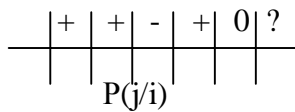
j, i – событие

$P(j, i)$ – вероятность появления j после

$i = a$; $P(a/a), P(a/b), \dots, P(b/a)$

$i = b$; $P(b/b), P(b/a), \dots, P(b/b)$

I_2, H_2 – источник Маркова. Цепь Маркова – последовательность событий, которые зависят только от предыдущего события.



i, j – коррелиров. события

Цепь событий Маркова:

$$H_2 = -\sum_{i=1}^n P(i) \sum_{j=1}^n P(j/i) \log P(j/i)$$

00, 01, 10, 11

[условия	P(0)	исходы	{	$P(0/0); P(1/0)$
				$P(1/1); P(0/1)$

$H_2 \langle H_1 \langle H_0$

М Ш X

$$H_2 = -\sum_{\text{условие}} P(0) \left[\underbrace{P(1/0) + P(0/0)}_{\text{исх.1}} + P(1) \underbrace{* [P(0/1) + P(1/1)]}_{\text{исх.2}} \right]$$

Энтропия

Производительность – мера хаоса.

$I = const$

$$H_0, H_1, H_2 \quad n_0, n_1, n_2 \quad n_0 H_0 = n_1 H_1 = n_2 H_2$$

Избыточность источника X, Ш, М.

Если $H_0 > H_1 > H_2$ $n_0 < n_1 < n_2$

$$n_0 = \frac{I_0}{H_0}; \quad n_0 = \frac{I_0}{H_0}; \quad n_0 = \frac{I_0}{H_0};$$

Избыточность	$r = \frac{n_2 - n_0}{n_1} = 1 - \frac{n_0}{n_2}$	Общая избыточность	$r = 1 - \frac{H_2}{H_0}$
--------------	---	--------------------	---------------------------

$$r_\varphi = 1 - \frac{H_1}{H_0}; \quad r_p = 1 - \frac{H_2}{H_0} \quad - \text{Марковская избыточность}$$

$$1 - \frac{H_2}{H_1} * \frac{H_1}{H_0} = 1 - (1 - r_p)(1 - r_\varphi) \quad \Rightarrow \quad r = r_p + r_\varphi - r_p * r_\varphi$$

Пример:

$$r_\varphi = 0,815 \quad - \text{ по Ш}; \quad r_p = 0,16 \quad - \text{ изб. по М}; \quad H_1 = 0,815; \quad \frac{H_1}{H_0} = \frac{0,815}{1}$$

$$r = 0,185 + 0,16 - 0,185 * 0,16 = 0,315$$

$$r = 0,315 \Rightarrow 31,5\%$$

ФИЗИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛА СВЯЗИ И СИГНАЛОВ

V_c - объем сигнала; V_k - объем канала; D_c - динамический объем канала

$$V_c = A * F * T = D_c * F * T; \quad D_c = \lg \frac{P_c}{P_0} = 10 \lg \frac{P_c}{P_0} = 20 \lg \frac{U_c}{U_0}; \quad P_c = U_c^2$$

$$\text{Непер} - \ln; \quad \text{Белл} - 1 \quad P_0 \begin{cases} P_0 = 1 \text{ мВт} \\ R = 600 \text{ Ом} \end{cases}$$

Мера информации:

$$\log_2 - \text{бит}; \quad \ln - \text{нит}; \quad \lg - \text{дит.}$$

Как посчитать количество N источников по Хартли?

$$\log_2 1024 = 10 \text{ бит}; \quad \ln_e 1000 = 7 \text{ нит}; \quad \lg_{10} 1000 = 3 \text{ дит.}$$

$K_n = 120 \text{ Дб}$ – помехи общего вида

$$K = -120$$

$$\frac{U_c}{U_n} = 10^6; \quad \lg \frac{U_c}{U_n} = 6$$

$$K_n = 20 * 6 = 120; \quad K = -120 \text{ Дб}$$

Усиление в 10 раз – это 20Дб.

Помеха общего вида – 50Гц.

$$V_c = D_c * F_c * T_c; \quad V_c \leq V_k; \quad D_c \langle D_k$$

$$V_k = D_k * F_k * T_k; \quad F_c \langle F_k; \quad T_c \langle T_k \quad \text{возможен обмен}$$

$$V_k = V_c; \quad D_k = D_c; \quad \frac{F_c}{F_k} = \frac{T_k}{T_c}; \quad F_c T_c = F_k T_k \quad \text{возможен обмен}$$

Связь объема сигнала с количеством информации

$$\Delta t = \frac{1}{2F_{CM}} = \frac{1}{2Fm}$$

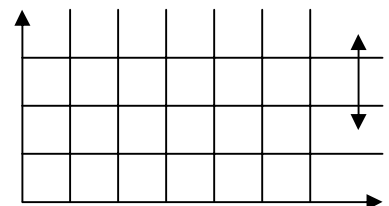
$n = 2FmT_c$ – количество отсчетов сигналов

$$P_c = \frac{\delta^2}{6} (m-1)(2m-1); \quad m - \text{число уровней квантования.}$$

Все уровни имеют равную вероятность.

$P_{ш}$ – мощность шума.

a – коэффициент, указывающий на соотношения уровней.



q – толщина подошвы.

$$\frac{U_p}{q} = m; \quad U_p - \text{предельное}$$

$$I_c = \underbrace{n \log m}_{1 \text{ jncxtm}} - \text{источник Хартли}$$

$$I_c = F_c T_c \log a \underbrace{\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}}_{D_c} = F_c T_c D_c \quad I_c \approx V_c$$

Чем больше V сигнала, тем большее количество информации он переносит. Увеличение объема сигнала приводит к увеличению количества сигнала.

Пропускная способность канала связи. Формула Шеннона.

$$C = \frac{I_{\text{max}}}{T} - \text{пропускная способность; } T - \text{время передачи.}$$

$$C_{\text{чел}} = 50 \text{ (Бит/сек); } \quad 1 \text{ прибор} = 7 \text{ Бит}$$

$$I = I_c + I_{\text{ш}}; \quad Y = Y_c + Y_{\text{ш}} - \text{суммарное количество информации}$$

$$Y_c = Y - Y_{\text{ш}}$$

$$I_c = F_c T_c \underbrace{\log(P_c + P_{\text{ш}})}_Y - \underbrace{F_c T_c \log(P_{\text{ш}})}_{Y_{\text{ш}}} \quad \Rightarrow I_c = F_c T_c \log\left(1 + \frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)$$

$$\text{Формула Шеннона: } Y = F_c T_c \log\left(1 + \frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)$$

$$1) \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} = 0; \quad Y = 0$$

Свойства:

$$2) \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \neq 0; \quad Y \neq 0$$

Полученная формула позволяет оценивать реальные каналы связи с точки зрения их предельной пропускной способности.

$$C = \frac{Y_c}{T_c} = F_c \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right) \rightarrow \left[\frac{\text{инф.}}{\text{ед.врем.}} \right] = \left[\frac{\text{Бит}}{\text{сек}} \right]$$

Пример:

$$P_c/P_{ш} = 10^3$$

$$C = F_c \log_2 10^3 = 10F_c; \quad F_c = 3\text{кГц}; \quad \text{т } C = 3000 \text{ Бит/сек}$$

R – скорость модуляции [Бод]; C – скорость передачи [Бит/сек].

Чем чище канал, тем больше он информативен.

Чем хуже канал, тем меньше информации он переносит.

Выводы из формул:

1. формула позволяет оценить существующие системы связи с точки зрения их приближения потенциально возможной пропускной способности. Это позволяет оценить резервы для совершенствования реально существующих систем $C_p < C_{пред}$

2. Формула утверждает факт возможности передачи информации по сколь угодно плохому каналу.

Интегральный накопительный прием позволяет накапливать сигнал и осуществлять интегральный прием при любых шумах.

МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Метод декорреляции сообщений

Статистика источника: (Источник Маркова):

$$P(a) = 3/4$$

$$P(a/a) = 2/3$$

$$\Sigma = 1$$

$$P(b/a) = 1/3$$

$$P(b) = 1/4$$

$$P(a/b) = 1$$

$$\Sigma = 1$$

$$P(b/b) = 0$$

a, б – алфавит

0, 1

$$P(a/a) - P(b/b) = 1$$

$$P(a) + P(b) = 1$$

условная вероятность

Парная корреляция $aa \left| \begin{array}{c} l \\ \hline m \\ \hline n \\ \hline \dots \\ \hline k \end{array} \right| \begin{array}{c} m \\ \hline n \\ \hline \dots \\ \hline k \end{array} \left| \begin{array}{c} n \\ \hline \dots \\ \hline k \end{array} \right| \begin{array}{c} k \\ \hline \dots \\ \hline k \end{array} \left| \begin{array}{c} k \\ \hline \dots \\ \hline k \end{array} \right|$

$$\begin{cases} aa = P(a)P(a/a) \\ ab = P(a)P(b/a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} P(bb) = P(b)P(b/b) \\ P(ba) = P(b)P(a/b) \end{cases}$$

$$H_2 \langle H_1 \langle H_0$$

Задача: повысить энтропию → необходимо разрушить парную корреляцию(связи).

Путь: изменить алфавит

Введем новые буквы:

$$l = aa$$

$$P(l) = P(a)P(a/a)$$

$$n = ба$$

$$P(n) = P(b)P(a/b)$$

$$m = аб$$

$$P(m) = P(a)P(b/a)$$

$$k = бб$$

$$P(k) = P(b)P(b/b)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} P(l) = 1/2 \\ P(m) = 1/4 \\ P(n) = 1/4 \\ P(k) = 0 \end{array} \right.$$

от источника Маркова пришли к источнику Шеннона $H_1 = -\sum P_i \log P_i$
 $P_i \rightarrow \begin{matrix} P(l) \\ P(m) \\ P(n) \\ P(k) \end{matrix}$

$$H_1 = -\sum P_i \log P_i = [P(l) \log P(l) + P(m) \log P(m) + P(n) \log P(n) + P(k) \log P(k)] = 1.5 \text{ (Бит)}$$

Учтем, что укрупнили алфавит и использовали два символа вместо одного:

$$\frac{P(\bullet)}{P(a), P(b)} = 0,75 \text{ (бит / симв)}$$

$$\frac{2 \text{ буквы} - 2}{2^2 = 4 \text{ буквы}}$$

$$\frac{m^r - \text{объем алфавита}}{40000 \text{к} 0000 \text{ских иероглифов}}$$

**Способ кодирования источника информации.
Метод перекодирования**

$$\begin{aligned} H_1 &\rightarrow H_0 \\ P(0) &= 1/3 \\ P(1) &= 2/3 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H_1 &= -[1/3 \log 1/3 + 2/3 \log 2/3] \\ H_0 &= P(0) \log P_0 + \underbrace{P(1) \log P_1}_{1/2} \end{aligned}$$

Перекодирование:

$$\begin{array}{l} \text{1 код: } \begin{cases} 01 \\ 10 \\ 01 \\ 00 \end{cases} \quad \xrightarrow{\hspace{2cm}} \quad \begin{array}{l} 001111 \\ 011011 \end{array} \\ \text{2 код: } \begin{array}{l} 011 \\ 0011 \end{array} \quad \begin{array}{l} P(0) = 1/2 \\ P(1) = 1/2 \end{array} \quad H_1 \rightarrow H_0 = 1 \text{Бит} \end{array}$$

$$\begin{aligned} 001111 &\rightarrow 000011 & P(0) &= P(1) \\ 011011 &\rightarrow 00110011 \end{aligned}$$

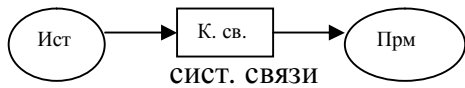
Метод перекодирования позволяет устранить влияния Шеннона. 00 | 1 | 0001101
Недостаток этого метода – появление неравномерных кодовых последовательностей с разным числом «0» и «1». Необходимы метки для обозначения начала и конца символов, а это снижает пропускную способность.

$$\begin{array}{ccc} M & \rightarrow & H & \rightarrow & X \\ \text{Марков} & & \text{Шеннон} & & \text{Хартли} \end{array} \quad \begin{array}{l} H_0 \rangle H_1 \rangle H_2 \\ \max \quad \quad \min \end{array}$$

H_0 – энтропия Хартли (некоррелиров)
 H_1 – энтропия Шеннона (коррелиров)
 H_2 – энтропия Маркова (некоррелиров M со связью символов).

Сообщение: 011Ø1111100 – Ш
00001111 – X

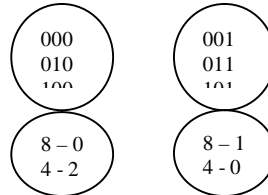
H – энтропия (информационная производительность η источника)



H – информационная нагрузка на 1 символ.
Хартли отождествил 1бод и 1бит.
Система связи: → физическая система
→ информационная система.

Уменьшение избыточности

1. Декоррелированные сообщения
2. Перекодирование



**Декорреляция сообщений
методом перекодирования**

$$\begin{aligned} h_n, h_{n-1}, \dots, h_k, h_2, h_1, h_0 &\text{ - ряд значений} \\ h_n &= \Psi(h_n, h_{n-1}, \dots, h_k, h_2, h_1, h_0) \end{aligned}$$

h_n - функция предыдущего символа.



Уменьшение чисел приводит к уменьшению разрядности сообщений

$$\varepsilon = h_0 - h_n - \min$$

Декорреляция сообщения методом перекодирования предполагает предсказание следующего значения на основании статистики предыдущих сообщений.

n – номер значения.

h_0 – символ передаваемый в начальный момент.

Если «история» процесса нам известна, то можно попытаться предсказать следующий символ, т.е. h_n - функция от предыдущих значений.

Задача состоит в том, что нужно выбрать правило предсказания – нужно минимизировать ошибку предсказания.

Предсказание – экстраполяционная задача.

Экстраполяция – предсказание на будущее.

Интерполяция – внутреннее предсказание.

Экстраполяция касается только одного счёта.

Глубина предсказания 1 шаг и совершает ошибку.

E – ошибка – минимальная.

Выберем правило предсказания – линейным:

$h_n = a_1 h_1$ - линейная экстраполяция предсказания

Выбрать a_1 - ? при $\epsilon \min$

$\epsilon = h_0 - a_1 h_1$ - расхождение между реальным значением и предсказанным

Минимизируем мощность ошибки:

$$\epsilon^2 = h_0^2 - 2h_0 a_1 h_1 + (a_1 h_1)^2$$

$$\epsilon^2 = R(0) - 2R_1 + a_1^2 T_0 = R_0(1 + a_1^2) - 2a_1 R_1$$
 - среднеквадрат. ошибки

ФП – функция потерь

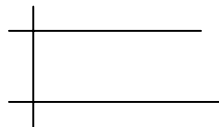
$$\frac{d\epsilon^2}{da_1} = 2a_1 R(0) - 2R_1 = 0$$

$$a_1 = \frac{R_1}{R(0)} = \rho(1)$$

Предсказание определяется внутренними корреляционными связями процесса.

Для 100% коррелированного процесса коэффициент $a_1 = 1$

Ширина расхождения
(свобода поведения корреляции)



$U_{ст}$ – перекодир.

- метод укрупнения алфавита

010, 11 – вых. Код. Комб.

$P(0) = P(1)$

$P(i/j) = 0$

Min n – число разрядов кода

I_{max} – максимальный критерий информации

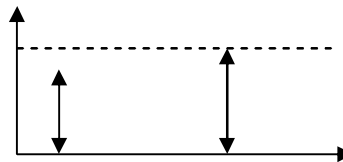
Др. задачи

$$V_c, V_k \quad \begin{cases} T_k = T_c \\ F_k = F_c \\ D_k = D_c \end{cases}$$

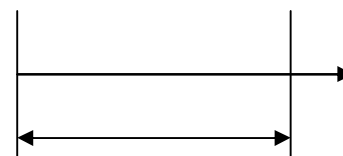
Это разностные методы передач (дифф)

$$\sum_{U_0}^0 - \delta \quad \text{АЦП} \quad U_c \downarrow$$

$$\epsilon_{\min}^2 - ? \quad \frac{\partial \epsilon^2}{\partial a_1} = 0$$



$$U = U_{\text{пост}} + U_{\text{флукт}}^0$$





a_1 h_1
 параметр экстраполяционный полином 1-ой степени
 a_1 – угол наклона линии предсказания

$$\varepsilon^{-2} = h_0^2 - 2a_1 \overline{h_0 h_1} + \overline{a_1^2 h_1^2}; \quad \varepsilon^{-2} = \overline{(h_0 - a_1 h_1)^2}$$

$$\frac{\partial \varepsilon^2}{\partial a_1} = R_0(1 + a_1^2) - 2a_1 R(1)$$

$$R(0) = \overline{h_0^2} = \overline{h_1^2} \quad - \text{ мощность посылки}; \quad a_1 = \frac{R(1)}{R(0)} = \rho(1)$$

ρ - нормированный коэффициент автокорреляции

a_1 – коэффициент предсказания (угол наклона)

Коэффициент корреляции равен углу наклона

$$\rho = 60\% \rightarrow a_1 = 0,6$$

$$\rho = 40\% \rightarrow a_1 = 0,4$$

$$\varepsilon_{\min}^2 \text{ при } a_1 = \frac{R(1)}{R(0)}$$

$$\varepsilon_{\min}^2 = R(0) * \left(1 + \frac{R^2(1)}{R^2(0)} \right) - 2 \frac{R^2(1)}{R(0)} = R(0) * [1 - \rho^2(1)]$$

Выигрыш по мощности $K = \frac{1}{1 - \rho^2(1)}$

$\rho(1) \neq 0$ при $K > 1$; $\varepsilon \langle h_0 h_1 = U_0$ - постоянная уходит

(рис.1)

В таких системах коэффициент a_1 определяется с учетом коэффициента корреляции, т.е

$$a_1 = \frac{R(1)}{R(0)}$$

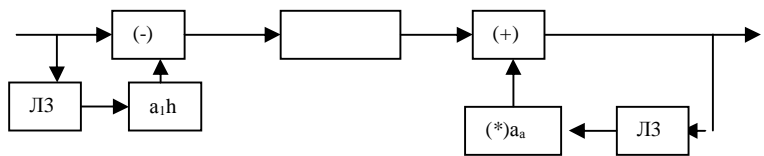


Схема системы передачи на рис. 1.

ЛЗ – линия задержки

ΔT – длительность импульсов

Л.св. – линия связи

(-) – вычитатель (*) – умножитель (+) – сумматор

$a_1 = \rho(1)$

Система с δ -модуляцией

$$a_1 = 1$$

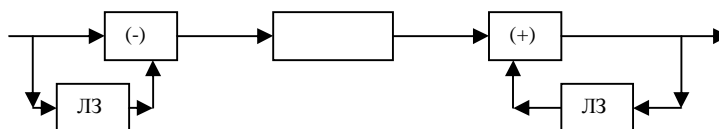
Рассмотрим систему связи, в которой предсказание производится бз учета статических связей.

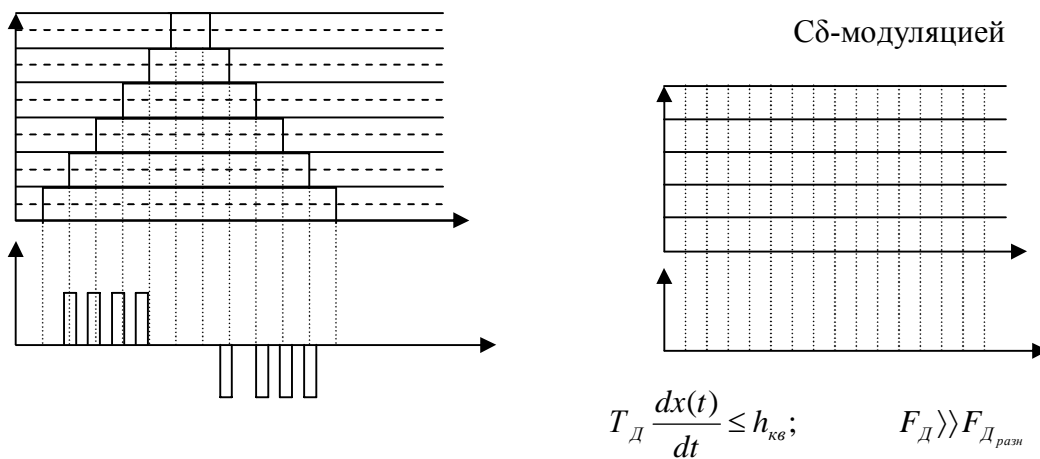
$$h_n = h_1 \Rightarrow \varepsilon = h_0 - h_1$$

$$\varepsilon^2 = h_0^2 - 2h_1 h_0 + h_1^2 = 2[R(0) - R(1)]$$

$$K = \frac{R(0)}{\varepsilon^2} = \frac{1}{2[1 - \rho(1)]} \quad K > 1, \quad \text{тлько } \rho > 0,5$$

Система передачи:





Задача передачи сигнала с разностным контуром.

Виды М-арных последовательностей. Системы с импульсной модуляцией.

Рассмотрим простейший вид амплитудной модуляции:

HOW ARE YOU?

H 0 0 0 1 0 0 1

O 1 1 1 1 0 0 1



Поэлементная передача – это двоичный код, при двоичном коде передаем сигналы в виде 0 и 1.

K = 2 2^K = M = 4 - четырехарная последовательность

K = 1 M = 2 - бинарная последовательность

0 1 0 8-арная последовательность

S₁ S₂ S₃

AM

ЧМ

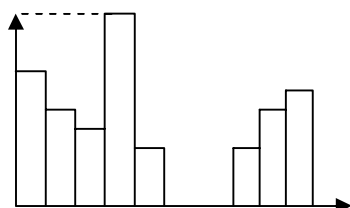
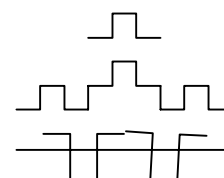
ФМ

При кодировании НЧ сигналов
используются различные формы
представления:

Наша задача передать числа: от 0 до 7.

Будем использовать амплитудную

модуляцию: 8-арная система



6 4 3 7 2 0 0 2 4 5
110 100 011 111 010 000 000 010 100 101

$$F_{s_{max}} = 2 \Gamma \psi \quad F_D = 4 \Gamma \psi \quad \Delta T_D = 1/4 = 0,25$$

$$\begin{array}{c|c|c|c} 0 & 4 & 7 & 6 \\ \hline 000 & 100 & 111 & 100 & 01 \end{array}$$

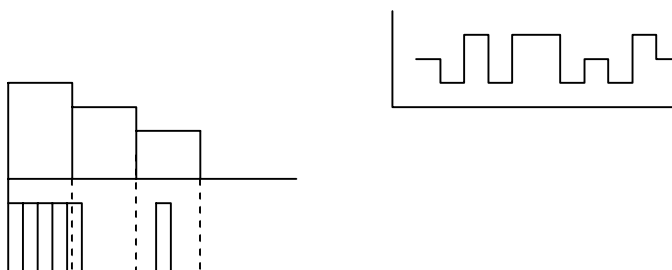
0476

1) время дискретизации определяется по теореме Котельникова, т.е оно максимально.

Недостаток: $D = \frac{U_{max}}{U_{min}}$; $D = 7/1 = 7$

Для того чтобы различать состояния 1-7 нужно различающее устройство, которое имеет 8 устойчивых состояний. Из-за большого числа квантов устройство будет слабо помехозащищено.

Эти недостатки можно убрать, если использовать 2, 3 уровня.



Система с импульсно-кодовой модуляцией требует расширения полосы пропускания в «к» раз: $F_{сум}^{ИКМ} = KF_{д}$; K – число передаваемых символов

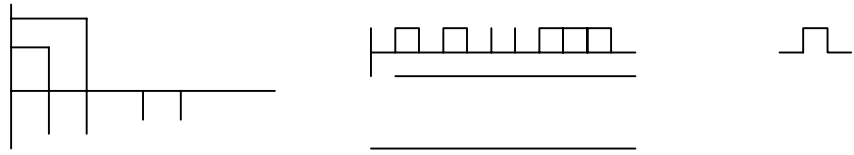
Спектр речи ограничен полосой в 20кГц. По теореме Найквиста $20 * 2,2 = 44,4кГц$

$T_{д} = 25мксек$

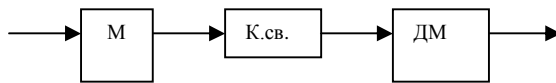
АЦП, n = 10

K = 10

$M = 2^K = 2^n = 1024$



ДЕМОДУЛЯЦИЯ, ДЕТЕКТИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ. ОПТИМАЛЬНЫЙ ПРИЕМНИК СИГНАЛОВ



Задача: с минимальной ошибкой распознать «0» или «1» которые передавались.

Ошибки: 0→1 (ложная единица - ложная тревога) – 1-го рода

1→0 (пропущенная единица – ошибка пропуска) – 2-го рода.

$$P_{ош} = \frac{P(0) * P(0/1)}{иск.1} + \frac{P(0) * P(1/0)}{иск.0}$$

$$P_{ош} = P_{1ош} + P_{2ош} = P_{лт} + P_{пр}$$

$$P_{ош} \rightarrow \min$$

Задача: сделать $P_{ош}$ минимальным и выбрать правило решения (детектирование).

Рассмотрим, когда $y(t)$ – принятый сигнал

$y(t) = \alpha S(t) + n(t)$; $\alpha = 1$ при 1; $\alpha = 0$ при 0

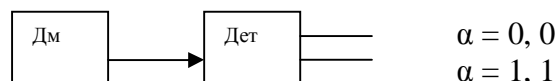
$y_0(t) = n(t)$ - пассивная пауза

$y_1(t) = S(t) = n(t)$

α – модулирующий параметр «0» и «1»

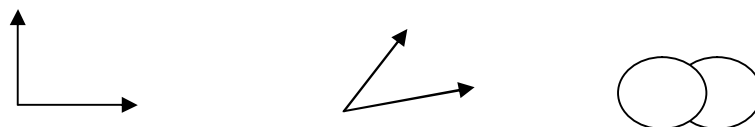
Детектировать сигнал – значит определить параметр α .

α - ? (Детектирование)



Прием сигналов на фоне шумов – это частный случай теории принятия решений..

Теория принятия решений – классифицировать сигнал.



Оптимальный приемник.

В теории классификации имеет место 2 теории (альтернативные гипотезы):

- 1) H_0 – сигнала нет, $\alpha = 0$ $y = n$
- 2) H_1 – сигнал есть, $\alpha = 1$ $y = Sn$

либо H_1 либо H_0 – какое решение?

$P(Sn/y)$ либо $P(n/y)$ – вероятности принятия решений (меры)

$$\Lambda = \frac{P(Sn/y)}{P(n/y)} \begin{cases} > 1; \\ < 1; \end{cases} \quad \Lambda > 1 - \text{сигнал есть}; \quad \Lambda < 1 - \text{сигнала нет}$$

Λ - критерий идеального наблюдателя.

Идеальный приемник – приемник, который ошибается с наименьшей вероятностью в данных условиях.

$P(Sn/y)$

$P(n/y)$

$$P(Sn, y) = P(y) * P(Sn/y) = P(Sn) * P(y, Sn)$$

$$P(n, y) = P(y) * P(n/y) = P(n) * P(y/n)$$

Заменим вероятности критерия наблюдателя на рефлексные:

$$\Lambda = \frac{P(Sn/y)}{P(n/y)} \begin{cases} > 1 \\ < 1 \end{cases}$$

$$\Lambda = \frac{P(Sn)P(y/Sn) * P(y)}{P(n)P(y/n) * P(y)}; \quad \Lambda = \frac{P(Sn)P(y/Sn)}{P(n)P(y/n)} \begin{cases} > 1 \\ < 1 \end{cases}$$

$$P(Sn) = P(1); \quad P(n) = P(0)$$

$$\Lambda = \frac{P(1) P(y/Sn)}{P(0) P(y/n)} \begin{cases} > 1 \\ < 1 \end{cases}$$

$$P(n) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{n_0}{\sigma_0} \right)^2 \right]$$

$$P(y/S_1) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{y - S_1}{\sigma_0} \right)^2 \right]$$

$$P(y/S_2) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{y - S_2}{\sigma_0} \right)^2 \right]$$

Примем закон распределения шума нормальным:

Закон распределения шума n – нормальный закон распределения

$$S_1 = 0 \quad S_2 = \emptyset \quad S = 1$$

$$P(y/0) = P(y/n) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{y}{\sigma_0} \right)^2 \right]; \quad P(y/1) = P(y/S) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{y - S}{\sigma_0} \right)^2 \right]$$

$$\Lambda = \frac{P(1) * \exp \left[-1/2 \left((y - S) / \sigma_0 \right)^2 \right]}{P(0) * \exp \left[-1/2 \left(y / \sigma_0 \right)^2 \right]} \begin{cases} > 1 \\ < 1 \end{cases}$$

$$\Lambda = \frac{P(1)}{P(0)} * \exp \left[-1/2 \left((y - S) / \sigma_0 \right)^2 + -1/2 \left(y / \sigma_0 \right)^2 \right] \begin{cases} > 1 \\ < 1 \end{cases}$$

$$\ln \lambda = 0 = \ln \frac{P(1)}{P(0)} + \left[-1/2 \left((y - S) / \sigma_0 \right)^2 + -1/2 \left(y / \sigma_0 \right)^2 \right]$$

$$0 = \ln \frac{P(1)}{P(0)} - \left[\left(\frac{1}{2} * \frac{y^2}{\sigma_0^2} - \frac{2yS}{\sigma_0} \right) + 1/2 \left(\frac{y^2}{\sigma_0^2} \right) \right]$$

$$0 = \ln \frac{P(1)}{P(0)} + \frac{1}{\sigma_0} yS - \frac{S^2}{2\sigma_0^2};$$

$$\frac{P(\delta)}{2\sigma_0^2} = \ln \frac{P(1)}{P(0)} + \frac{yS}{\sigma};$$

$$\int_0^T \frac{P(S)}{2\sigma_0^2} = \int_0^T \frac{y*S}{\sigma_0^2}$$

$P(1) = P(0) = 1/2$ - частный случай;

$$\frac{E}{2N_0} = \frac{1}{N} \int y*S dt \quad - \quad \text{"Решатель" или детектор}$$

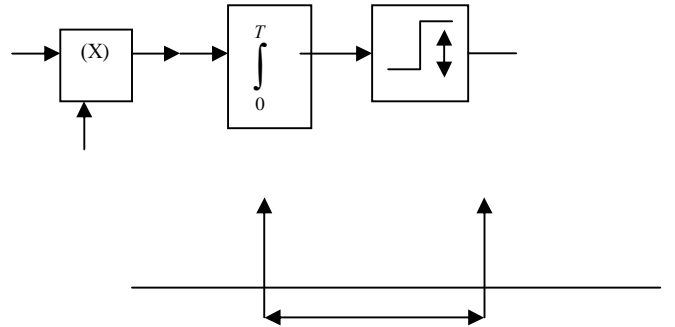
$$U_{пор} = \frac{E}{2N_0}$$

$P_{ош} - \min$ Идеальная погрешность обеспечивает погрешность минимума.

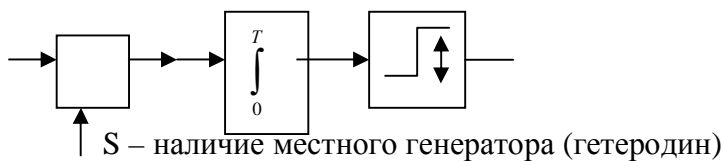
$$P_{ош} = 1/2 [P_{лм} + P_{нр}]$$

$$U_{пор} = U_{opt} = E / N_0 = S / 2$$

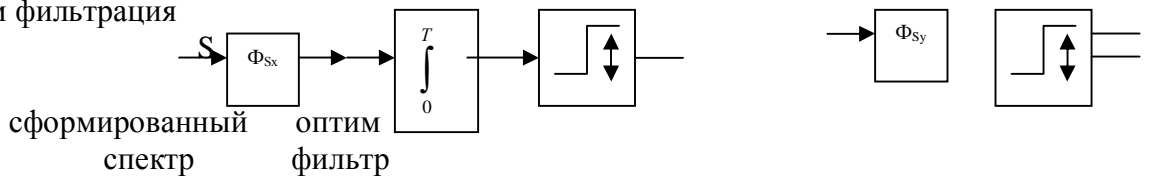
$$P_{лм} = P_{нр} \quad P_{ош\min} = P_{лм} = P_{нр}$$



Недостаток приемника: нужно иметь точную копию сигнала.



Оптим фильтрация



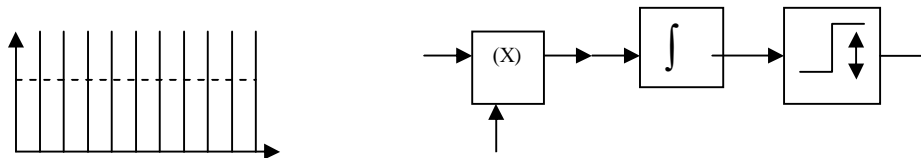
ТЕОРИЯ КОДИРОВАНИЯ

Помехоустойчивость. Методы приема. Приемник Котельникова

$$P(0/1) = P_{пр} = P_2$$

$$P(1/0) = P_{лт} = P_1$$

$h_{пр}$ - идеальный приемник - Котельникова



Если порог совпадает с ключом, то получается свертка (на 90° от 0 до t) - получается порог, и если 1 - открылся, 0 - не открылся.

$$P_{ош} = P(0)P(1/0) + P(1)P(0/1)$$

$P_{ош} \rightarrow \min$

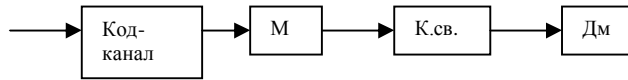
$$\begin{cases} P_{ош\min} = 10^{-5} - \text{битов} \\ P_{ош\min} = 10^{-12} - \text{банк} \end{cases} \quad P_{ош\min} \neq 0$$

Кодирование информации

Теорема Шеннона по теории кодирования:

принципиально существует, по меньшей мере, 1 процедура кодирования сообщения, при которой информация может передаваться с меньшей скоростью, но сколь угодно близкой пропускной способностью канала при произвольно малой вероятности ошибки.

Эта теорема утверждает, что наличие помех в канале не ограничивает точность передаваемых сообщений, ограничения накладываются на скорость передачи, т.е. возможен обмен вероятности передачи на скорость.



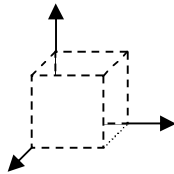
Рассмотрим простейшее кодовое сообщение из двух символов:

00	0	$N=2^2=4$	0
01	1		0
10	1	$\Sigma_{2+}=0$	1+1=0
11	2		0 0

число единиц проверка на четность

Проверка на четность:

$$\sum a_i = 0 \quad \begin{array}{l} 1+1=0 \text{ - четн} \\ 0+0=0 \text{ - четн} \\ 1+0=1 \text{ - нечетн} \\ 0+1=1 \text{ - нечетн} \end{array}$$



00	0
01	1
10	1
11	0

Мы имеем куб состоящий из: 8 вершин – 2^3 ;

размеры – $4 = 2^2$; размеры* – 2^3
 $2^2 - 2^3$
 4 - 8

Кодирование основывается на введении запрещенных комбинаций.

Избыточность – это необходимое условие кодирования.

Помехозащищенность → введение избыточности.

Кодовое расстояние - $d = K_1 + K_2$

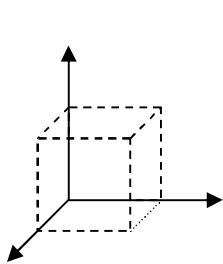
$$1 \ 0 \ 1$$

$$\underline{0 \ 0 \ 1}$$

$$1 \ 0 \ 0$$

$d = 1$ – кодовое расстояние

идея кодирования:



X	Y	Z
0	0	0
0	1	0
0	0	1
0	1	1
1	0	0
1	1	0
1	0	1
1	1	1

Код расстояние: $d = \begin{array}{r} 000 \\ \underline{011} \\ 010 \end{array} \quad d = 1$

$P_{\text{ош}} = P(1) = P(0)$ - для одинарной ошибки
 $d = \omega = 3$ Искажается один символ

$$110$$

$$000$$

$$d = 1$$

При однократной ошибке переходит 1 ребро

$$000$$

$$111 \quad d = 3$$

$$000$$

111 - обнаруж. исправл. ошибка

011 - обнаружена ошибка

$d = 1$ – обнаружили ошибку

$d = 2$ – исправили ошибки

2 из 8

$$000$$

$$111 \quad d = 3$$

Обнаружили и исправили ошибки.

$P_{\text{однократн ошибки}} - \max$

Правило: если кратность ошибки t или σ (t – обнаруж. и σ – исправл. ошибки), то

$$d_{\min} = t + 1 \text{ - обнаруж ошибка}$$

$$P_{\text{исх}}$$

$$P_{\text{коп}}$$

$$d_{\min} = 2\sigma + 1$$

$$\sigma = 1 \text{ - исправить ошибку}$$

0 0 0 → 1 1 1

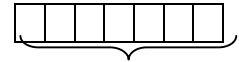
Кодовое расстояние – число граней кубов, которые мы проходим при воздействии.

0 0 0 ↓
0 0 1

Помехоустойчивость. Код Хемминга (3, 7)

K - ?; ρ - ?

$\rho = (n - k)$ - число правильных символов



Пин код с проверкой на четность - n

Пин (n-k код) n – общее число символов;

k – число информативных символов

Пин код с проверкой на четность

Пусть проверка задала нам номер № позиции, где произошло искажение

Исправленный код $\sigma = 1$ $d_{\min} = t + 1 = 2\sigma + 1 = 3$

Обнаруженный код $t = 2$ 1 однокр. обнаруж.
(7, 3) 1 исправл

Рассмотрим куб ошибок: оказалось, что обнаружить и исправить ошибку можно при $d_{\min} = 3$.

Линейный код с проверкой на четность позволяет не только обнаружить ошибку, но и указать ее место.

Код Хемминга (7, 3)

3 - информ. – K

7 – общ – n

4 – проверочн – ρ

$\rho = (n - k)$ - лин код с проверкой на четность

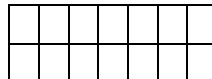
Задача:

1. Обнаружить ошибку и исправить $t = 1$ (однокр. ош)

2. Обнаружить 2-х кратную ошибку. Исправить нельзя.

Указать номер № позиции, где произошло искажение $t = 1$.

∅ → 1 при обнаруж ошибки



1 → ∅

Цель: в результате проверок обнаружить ошибку и № позиции, где она произошла. Это код с проверкой на четность.

№ _{поз}	↓ ↓ ↓ по верт
1	001
2	010
3	011
4	100
5	101
6	110
7	111

$\left. \begin{matrix} 1, 3, 5, 7 \\ 2, 3, 6, 7 \\ 4, 5, 6, 7 \end{matrix} \right\}$ двоичный код помехозащ
 где искажена

$K = 4$
 $15_{dec} \rightarrow$ двоичн 1111

Проверка символов:

$$\begin{aligned} q_1 &= \alpha_1 + \alpha_3 + \alpha_5 + \alpha_7 = 1 \\ q_2 &= \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_6 + \alpha_7 = 1 \\ q_3 &= \alpha_4 + \alpha_5 + \alpha_6 + \alpha_7 = 1 \end{aligned}$$

Проверка правильности (четности):

$$\begin{aligned} \alpha_1 + \alpha_3 + \alpha_5 + \alpha_7 &= 0 \\ \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_6 + \alpha_7 &= 0 \\ \alpha_4 + \alpha_5 + \alpha_6 + \alpha_7 &= 0 \end{aligned}$$

1	2	3	4	5	6	7
X	X		X			
1	1	1	1	1	1	1

Искажение произошло на 5-ой позиции: мы складываем № позиций:

$$\begin{aligned} \sum_{+2} &= 1 + 3 + 5 + 7 = 1 \\ \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_6 + \alpha_7 &= 0 \end{aligned}$$

$\underbrace{101}_{\text{№}_{поз} 5}$

ЛИТЕРАТУРА:

1. Скляр Бернارد «Цифровая связь. Теоретические основы и применение.: Изд. 2-е. Пер. с англ. 2003, 1104 с.
2. Артеменко Е.А., Кедрус В.А., Терентьев С.Н. «Основы теории происхождения сигналов и ее применение к телемеханике». МО СССР, 1975.
3. Кузьмин И.В., Кедрус В.А. «Основы теории информации и кодирование». 2-е изд., 1986, 238с.

Дополнительная литература:

1. Белоус Б.П. «Средства связи, диспетчерского и технологического управления энергосистем», м. Энергия, 1978, 296с.
2. Ефремов В.Е. «Передача информации по распределительным сетям 6 – 35кВт», М., Энергия, 1971, 106с.
3. Панфилов И.П., Дырда В.Е. «Теория электрической связи. Учебник для техникумов связи, радиосвязи», 1991, 344с.