

## Оглавление

Билет №1.....	2
Билет №2.....	5
Билет №3.....	8
Билет №4.....	11
Билет №5.....	13
Билет №6.....	15
Билет №7.....	17
Билет №8.....	19
Билет №9.....	22
Билет №10.....	25
Билет №11.....	27
Билет №12.....	30
Билет №13.....	32
Билет №14.....	34
Билет №15.....	36
Билет №16.....	38
Билет №17.....	40
Билет №18.....	43
Билет №19.....	45
Билет №20.....	47
Билет №21.....	49
Билет №22.....	51
Билет №23.....	52
Билет №24.....	54
Билет №25.....	55
Билет №26.....	56
Билет №27.....	57
Билет №28.....	58
Билет №29.....	59
Билет №30.....	60
Билет №31.....	61
Билет №32.....	62
Билет №33.....	63
Билет №34.....	64

## Билет №1

### 1. Понятие моделирования. Физическое, математическое и компьютерное моделирование. Основные требования к моделям.

Моделирование — исследование объектов познания на их моделях.

Физическое моделирование — метод экспериментального изучения различных физических явлений, основанный на их физическом подобии.

Математическое моделирование, являясь методологией, используется как инструмент в научных дисциплинах подобно математике, физике и биологии и не конкурирует с ними. Инструментом математического моделирования в первую очередь является математика.

Компьютерное моделирование является одним из эффективных методов изучения сложных систем. Компьютерные модели проще и удобнее исследовать в силу их возможности проводить т. н. вычислительные эксперименты, в тех случаях когда реальные эксперименты затруднены из-за финансовых или физических препятствий или могут дать непредсказуемый результат.

Основными требованиями к моделям:

*Адекватность.* Модель считается адекватной, если отражает заданные свойства с приемлемой точностью.

*Универсальность.* Определяется в основном числом и составом учитываемых в модели внешних и выходных параметров.

*Экономичность.* Модель характеризуется затратами вычислительных ресурсов для ее реализации — затратами машинного времени и памяти.

*Простота.* Модель, при которой желаемый результат достигается за то же время с той же точностью при учете меньшего количества факторов при расчете, называется простой.

*Потенциальность* (предсказательность). Возможность получения новых знаний об исследуемом объекте с помощью применения модели.

*Достаточная точность* результатов решения задачи, *надежность* функционирования модели.

*Способность к совершенствованию модели* без ее коренной переделки. Простота форм исходных данных и их заполнения при выдаче задания на расчет.

### 2. Анализ структурной схемы информационной системы. Назначение основных блоков информационной системы.

Рассмотрим схему информационной системы на рис.1. Система состоит из передающей стороны, канала связи и приемной стороны. На передающей стороне из сообщения формируют сигнал для передачи по каналу связи. Приемная сторона преобразует поступающий из канала сигнал в сообщение, которое доводит до получателя. Канал связи состоит из каналообразующей аппаратуры и линии связи. К каналообразующей аппаратуре обычно относят модулятор, демодулятор и антенную систему.

Передающая и приемная стороны содержат устройства обработки сообщений и сигналов. На передающей стороне источник сообщений генерирует символы исходного сообщения  $a_0, a_1, \dots, a_{m-1}$ , которое далее поступает на вход устройства сжатия. Устройство сжатия преобразует поступающие символы  $a_0, a_1, \dots, a_{m-1}$  в последовательность символов сжатого сообщения  $b_0, b_1, \dots, b_{k-1}$ , которая обычно имеет меньшую длину, чем исходное сообщение

$$a_0, a_1, \dots, a_{m-1} \rightarrow b_0, b_1, \dots, b_{k-1}, \quad (k < m).$$

Сжатое сообщения затем подвергают криптографической защите. При криптографической защите сообщение шифруют с помощью некоторого преобразования, определяемого ключом шифрования. Длина сообщения при шифровании обычно не изменяется. Далее зашифрованное сообщение подают на вход кодирующего устройства.

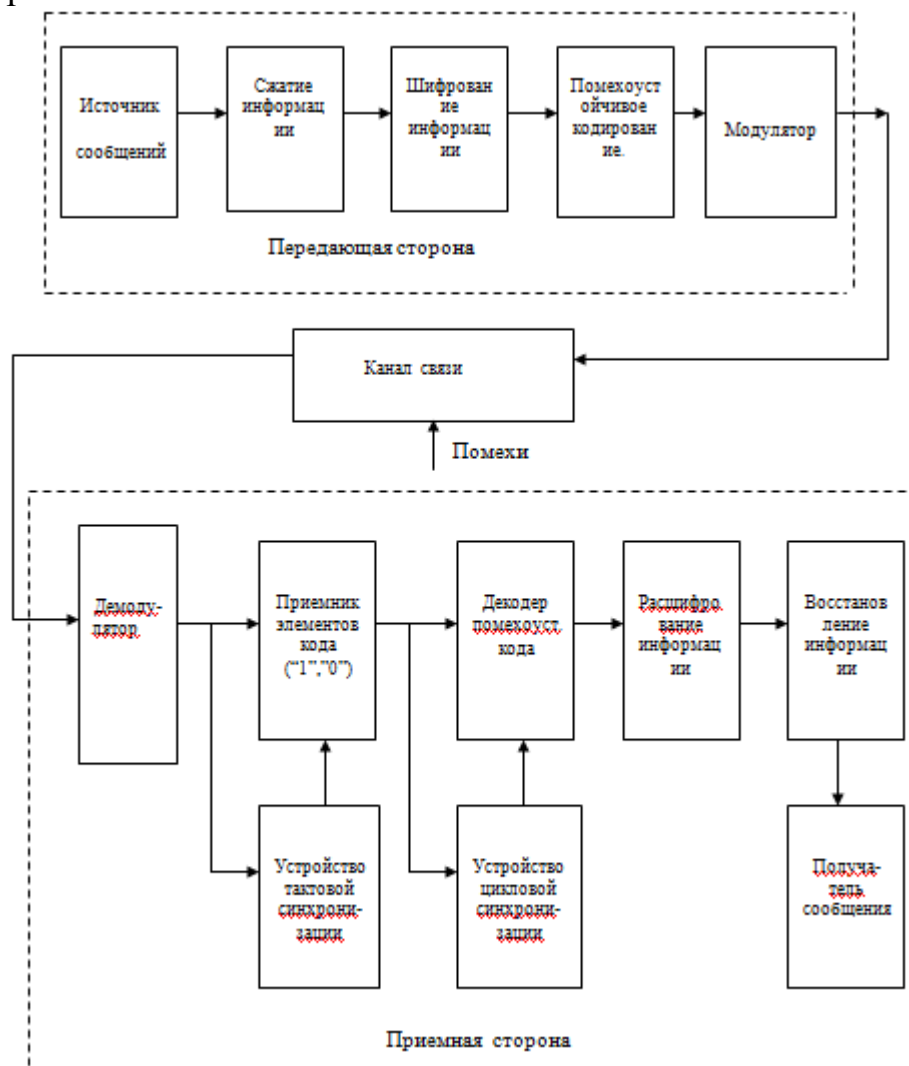


Рис.1. Схема информационной системы

Кодирующее устройство преобразует  $k$ -символьные последовательности  $b_0, b_1, \dots, b_{k-1}$  в  $n$ -символьные слова помехоустойчивого кода  $c_0, c_1, \dots, c_{n-1}$  большей длины

$$b_0, b_1, \dots, b_{k-1} \rightarrow c_0, c_1, \dots, c_{n-1}, \quad (k < n).$$

Символы кодовых слов  $c_0, c_1, \dots, c_{n-1}$  подаются на вход модулятора канала. Модулятор канала изменяет параметры сигнала (обычно гармонические колебания высокой частоты) в соответствии с передаваемыми символами и формирует аналоговый сигнал.

Далее сигнал передают по каналу связи. В канале связи на передаваемый сигнал воздействует помеха, которая приводит к искажениям сигнала. Из-за искажений сигнала в канале связи на приемной стороне могут возникать ошибки.

Демодулятор преобразует аналоговый сигнал, поступающий из канала, в цифровую форму, соответствующую символам передаваемой информации. На выходе демодулятора сигнал дискретизирован по уровню логического “0” либо “1”. Дискретизацию сигнала по времени осуществляет приемник элементов кода совместно с устройством тактовой синхронизации или коррекционным устройством

(КУ). КУ определяет границы неискаженных кодовых посылок, а приемник элементов кода восстанавливает длительность кодовых посылок. Устройство цикловой синхронизации или фазирования (УЦФ) предназначено для определения начала сообщения или помехоустойчивого кода. Декодирующее устройство помехоустойчивого кода выполняет декодирование принятого кодового слова. В случае успешного декодирования информация выдается получателю сообщения.

Каналом связи обычно считается среда распространения сигнала и устройства (антенная и кабельные системы) от выхода модулятора на передающей стороне до входа демодулятора на приемной стороне. Однако, часто часть телекоммуникационной системы с выхода кодера помехоустойчивого кода до входа УЦФ рассматривают как дискретный канал связи.

### 3. Рассчитать коэффициенты линейной регрессионной модели по методу наименьших квадратов для исходных данных $(x,y)=(0,3);(1,4);(2,6)$ .

1. Находим параметры уравнения методом наименьших квадратов.

Система уравнений МНК:

$$an + b\sum t = \sum y$$

$$a\sum t + b\sum t^2 = \sum y \cdot t$$

t	y	t <sup>2</sup>	y <sup>2</sup>	t y
0	3	0	9	0
1	4	1	16	4
2	6	4	36	12
3	13	5	61	16
Ср.знач.	4.333	1.667	20.333	5.333

## Билет №2

### 1. Характеристики системы связи. Пропускная способность канала. Формула Шеннона-Хартли.

Основными *техническими характеристиками систем связи* являются верность приема и скорость передачи сообщений. Первая характеристика определяет качество приема, вторая – количество переданной информации.

Верность приема определяется помехоустойчивостью – способностью системы связи принимать сообщения при наличии помех в канале связи. Параметрами верности приема являются вероятность доведения сообщения или вероятность его правильного приема, вероятность стирания и вероятность трансформации сообщения. Верность приема в значительной мере определяется коэффициентом ошибок, который зависит от соотношения между мощностью сигнала и помехи.

$$p = Q\left(\sqrt{2 \cdot \frac{E_s}{N_0}}\right),$$

где  $\frac{E_s}{N_0}$  - отношение сигнал - шум в дБ, а

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt - \text{интеграл вероятности.}$$

Скорость передачи сообщений в канале связи измеряется числом бит или символов, передаваемых в канале за единицу времени: бит/с или бод/с. Максимально возможная скорость передачи сообщений в канале связи при которой можно обеспечить сколь угодно малую вероятность ошибки, называется его пропускной способностью. **Пропускная способность** канала зависит от ширины полосы пропускания канала и отношения сигнал/шум и выражается **формулой Шеннона**:  $C = F_{\text{л}} \log_2 \left(1 + \frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}}\right)$

где C - пропускная способность канала связи,

B - ширина полосы пропускания,

$P_{\text{с}}/P_{\text{ш}}$  - отношение сигнала к шуму.

Из формулы Шеннона-Хартли можно сделать вывод, что надо использовать канал с более широкой полосой пропускания, либо увеличивать отношение сигнала к шуму (или увеличить сигнал, или уменьшить шум).

### 2. Анализ теорем кодирования Шеннона. Введение в модуляцию сигналов. Оптимальный корреляционный прием.

Шеннон доказал несколько теорем о преобразовании и передаче сообщений по каналам связи.

**1 – я теорема Шеннона.** Для канала связи без помех существует метод кодирования сообщения, при котором среднее число двоичных символов на один символ сообщения будет сколь угодно близко к энтропии источника сообщений, которая определяется формулой  $H(X) = -\sum_{i=1}^m P_i \log_2 P_i$ , где  $P_i$  - вероятность  $i$ -го символа на выходе источника.

**2 – я теорема Шеннона.** Для канала связи с помехами существует метод

помехоустойчивого кодирования сообщений при котором вероятность ошибки может быть сделана сколь угодно малой при увеличении блоковой длины кода при постоянной скорости кода, если скорость передачи сообщения не превосходит пропускной способности канала связи.

**Модуляцией** называется изменение одного или нескольких параметров сигнала в соответствии с законом изменения информации. Соответственно, модуляция по названию изменяемого параметра может быть амплитудной, частотной или фазовой. Известны методы модуляции при которых изменяются одновременно несколько параметров сигнала, например, квадратурная амплитудная модуляция.

Выбор того или иного метода модуляции определяется требованиями к помехоустойчивости связи, которую обеспечивает этот вид модуляции. Помехоустойчивость зависит от минимального Евклидова расстояния между сигналами в пространстве сигналов и характера помех, действующих в канале. Возможности разнесения сигналов в функциональном пространстве ограничены мощностью сигнала и полосой пропускания канала связи.

1. При частотной модуляции (ЧМ) значениям “0” и “1” информационной последовательности соответствуют определенные частоты непрерывного сигнала. “1” – соответствует сигнал с нижней частотой  $\omega_1$ , а “0” – сигнал с верхней частотой  $\omega_2$ . Частотную модуляцию целесообразно применять в телефонных каналах, поскольку помехи телефонного канала искажают в основном амплитуду, а не частоту сигнала. Частотная модуляция требует значительную полосу частот, поэтому этот вид модуляции в основном применяется в низкоскоростных модемах (до 2400 бит/с) для связи в каналах с небольшим уровнем помех.

2. При относительной фазовой модуляции (ОФМ) в зависимости от значения информационной посылки изменяется фаза сигнала. При этой модуляции исходная информационная последовательность вначале преобразуется в информационную последовательность относительной модуляции.

3. При квадратурной амплитудной модуляции изменяются как фаза, так и амплитуда сигнала, что позволяет увеличить количество кодируемых бит и повысить помехоустойчивость. Это объясняется прежде всего более равномерным расположением сигналов в функциональном пространстве сигналов и соответственно большим минимальным Евклидовым расстоянием между сигналами. В настоящее время используют способы модуляции, в которых число кодируемых информационных бит может достигать 8...9, а число позиций сигнала в сигнальном пространстве – 256...512.

Сигналы, приходящие из канала связи поступают на приемник, от работы которого существенным образом зависит верность сообщения. Для оптимальной обработки сигналов используют корреляционный приемник.

В основе алгоритма оптимального корреляционного приема лежит вычисление функции корреляции между принятым сигналом и эталонными образцами передаваемого сигнала.

Для реализации алгоритма **оптимального корреляционного приема** необходимо знание границ посылок сигнала  $x_i$ . Часто оптимальный корреляционный прием называют когерентным приемом.

3. Рассчитать расстояние Хемминга и Евклида для двух двоичных последовательностей 011 001 101 011 100 и 1001 110 001 010 111.

**1001 110 001 010 111**

**#011 001 101 011 100**

**Sqrt(1+1+1+1+1+1+1+1)= Sqrt(8)=2.83**

### Билет №3

#### 1. Тактовая синхронизация посылок. Устройство регенерации и восстановления посылок. Цифровой фильтр Мартынова.

С выхода демодулятора сигнал поступает на вход устройства тактовой синхронизации.

На выходе демодулятора сигнал дискретизирован по уровню: уровень логического “0” либо “1”. Вследствии воздействия помех, а также других причин принятые посылки могут быть искажены. Искажения посылок делятся на два класса: краевые искажения и дробления. Краевыми искажениями называются сдвиги границ принятых посылок относительно границ неискаженных посылок. Также посылки могут иметь кратковременные изменения уровня - дробления.

Различают несколько видов краевых искажений: преобладания, случайные и характеристические. Преобладания выражаются в том, что посылки одного знака удлиняются, а другого соответственно укорачиваются. Случайные краевые искажения обусловлены действием в канале помех и носят соответственно случайный характер. Характеристические искажения определяются переходными процессами при смене полярности посылок и зависят от передаваемой информации.

Краевые искажения типа преобладаний и характеристические путем выбора соответствующего алгоритма работы демодулятора и его регулировки могут быть сведены к минимуму.

С выхода устройства регенерации и восстановления посылок поступает последовательность символов, среди которых могут быть слова помехоустойчивого кода либо сообщения, не защищенные кодом. Устройство цикловой синхронизации или фазирования (УЦФ) предназначено для определения начала кодового слова или сообщения. Приемная часть, состоящая из демодулятора, УЦФ и декодирующего устройства кода, обычно работает в дежурном режиме. При этом приемник постоянно подключен к каналу связи и на него поступает информация, в которой может находиться помехоустойчивый код. УЦФ выполняет поиск и выделение кода в потоке информации, поступающем из канала связи. Выделенный помехоустойчивый код затем передается в декодирующее устройство.

Начинается цикловая синхронизация с преобразования входной последовательности символов  $V$  в последовательность символов  $U$  с помощью некоторого оператора  $g: U = g(V)$ . В преобразованной последовательности  $U$  ищется последовательность символов  $j_1, j_2, \dots \in J$ , называемая синхронизирующей последовательностью или синхропосылками. Местоположение синхропосылок определяет начало кодового слова. На приемной стороне выполняется посимвольное сравнение принятой последовательности символов  $j'_1, j'_2, \dots \in J'$  с эталонной последовательностью  $j_1, j_2, \dots \in J$  и вычисляется расстояние Хемминга между этими двумя последовательностями. В принятой синхронизирующей последовательности символов  $j'_1, j'_2, \dots \in J'$  допускаются ошибки, число которых не превышает пороговое

$$j'_i = j_i + e_i, \quad \sum_{i=0}^{n-1} (j'_i - j_i) < d_{nop}$$

число ошибок:

. Таким образом, вычисляется функция корреляции между входной и эталонной последовательностью в смысле расстояния Хемминга. Для вычисления функции корреляции входная последовательность



символов анализируется в скользящем окне приема, длина которого не менее длины этой последовательности.

Перед устройством регенерации и восстановления посылок часто устанавливается дополнительный цифровой интегрирующий фильтр или фильтр Мартынова. На вход цифрового фильтра Мартынова поступают отсчеты сигнала  $a_i$ ,  $i = 1, 2, \dots$ ,  $a_i = 0, 1$  с частотой  $m$  значений в течение длительности одной посылки. Обычно для достаточно точного восстановления посылок частота отсчетов  $m$  не превышает величины 16...24 отсчета в течение посылки.

Работа фильтра Мартынова задается формулой:

$$c_i = INT((\sum_{k=0}^{m-1} a_{i-k}) / m + \frac{1}{2}), \quad i = m, m+1, \dots,$$

где  $c_i$  – выходные отсчеты фильтра Мартынова,  $INT(a)$  – целая часть числа  $a$ .

Фильтр Мартынова вычисляет вес  $w$  последовательности  $m$  подряд идущих отсчетов  $a_i$ . Если вес  $w > INT(m/2)$ , то на выходе фильтра будет “1”, в противном случае – “0”.

Структурная схема фильтра Мартынова изображена на рис. 1.

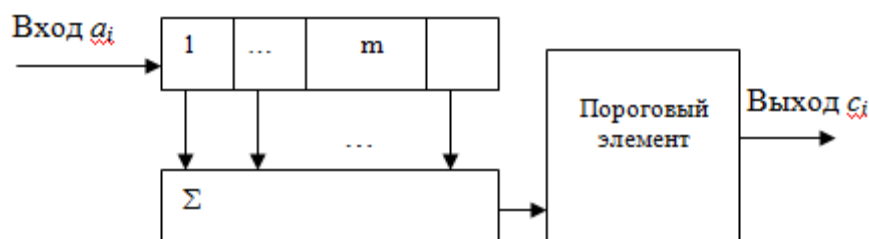


Рис. 8.1 Схема фильтра Мартынова

Фильтр Мартынова представляет собой  $m$  – разрядный регистр сдвига, выходы разрядов которого соединены со входами арифметического сумматора. Выход сумматора соединен со входом порогового элемента, который оценивает величину суммы. При достижении величины суммы определенного значения срабатывает пороговый элемент и на его выходе появляется сигнал лог. “1”. При уменьшении суммы - на выходе порогового элемента будет лог. “0”. Выход порогового элемента является выходом фильтра Мартынова.

Фильтр Мартынова преобразует дробления посылок входного сигнала в искажения краев посылок, создавая более благоприятные условия для работы устройства тактовой синхронизации и приема посылок, особенно при регистрации посылок методом укороченного контакта.

## 2. Анализ первичных и вторичных статистических характеристик (ВСХ) каналов передачи данных. Краевые искажения и дробления и причины их возникновения.

Канал передачи данных описывается первичными и вторичными статистическими характеристиками.

1. К первичным статистическим характеристикам канала относятся: амплитуда сигнала на выходе интегратора демодулятора, уровень фоновых шумов (за пределами полосы передачи сигнала), искажения пилот-сигнала по частоте и фазе,

отклонения спектра принятого сигнала от ожидаемого и т. д.. В каналах с высоким уровнем помех такая оценка может давать существенную погрешность и лишь с некоторой степенью надежности позволяет судить о качестве канала.

2. Другими характеристиками, оценивающими качество канала, являются вторичные статистические характеристики канала. К ним относятся краевые искажения и дробления элементарных посылок на выходе демодулятора. По сумме краевых искажений и дроблений посылки можно определить «массу» посылки, ее надежность и судить о качестве канала.

Вследствии воздействия помех, а также других причин принятые посылки могут быть искажены. Искажения посылок делятся на два класса: краевые искажения и дробления. Краевыми искажениями называются сдвиги границ принятых посылок относительно границ неискаженных посылок. Также посылки могут иметь кратковременные изменения уровня - дробления.

Различают несколько видов краевых искажений: преобладания, случайные и характеристические. Преобладания выражаются в том, что посылки одного знака удлиняются, а другого соответственно укорачиваются. Случайные краевые искажения обусловлены действием в канале помех и носят соответственно случайный характер. Характеристические искажения определяются переходными процессами при смене полярности посылок и зависят от передаваемой информации.

Краевые искажения типа преобладаний и характеристические путем выбора соответствующего алгоритма работы демодулятора и его регулировки могут быть сведены к минимуму.

Дробления, как правило, носят случайный характер.

Восстановление и регенерацию посылок осуществляет соответствующее устройство, включающее в себя приемник элементов кода и устройство тактовой синхронизации или коррекционное устройство (КУ). Сигнал с выхода порогового элемента демодулятора преобразуется в цифровую форму. Для этого он квантуется по времени. Время длительности  $T$  одной посылки делится на  $m$  временных интервалов длительности  $\tau$ . В пределах каждого интервала принимается решение о его полярности. Положение интервала в пределах посылки определяется его фазой, значение которой может изменяться от 0 до  $2\pi$ .

3. Кодом Хемминга (7,4,3) с порождающим многочленом  $g(x)=x^3+x+1$  закодирована исходная информация 1101. Расчитать словокода Хемминга.

$$k(x) = a(x) \cdot x^3 + a(x)x^3 \bmod g(x)$$
$$\begin{array}{r} x^3 + x^2 + 1 \\ \underline{x^3 + x + 1} \\ x^0 + x^5 + x^3 \end{array}$$

## Билет №4

### 1. Понятие инвариантности образа к аффинным преобразованиям и к ошибочному или неполному описанию.

Задачу распознавания изображений невозможно решать без инвариантности образов к аффинным преобразованиям, яркостным характеристикам изображения, а также к искажениям или к неполному описанию. В работе рассмотрены разностные схемы представления 3-D изображений инвариантные к аффинным преобразованиям. Сдвиги и масштабирование выполняются в декартовой системе координат, а вращение – в полярной системе координат. Переход от одной системы координат к другой осуществляется с помощью формул Эйлера. Инвариантность к искажениям и неполному описанию образов обеспечивается за счет представления изображений в виде помехоустойчивых стохастических кодов, корректирующих ошибки и стирания. Исправление ошибок и стираний позволяет правильно восстанавливать искаженные изображения, а обнаружение ошибок уменьшает вероятность ложного образа. Декодирование стохастических кодов может выполняться переборным методом сравнения с эталонными кодовыми словами, либо с использованием нейронных сетей, обученных на тех же эталонных кодовых словах. Декодирование выполняется в параллельном коде, что существенно повышает быстродействие. Перед декодированием сложные образы разлагают на простые образы, для которых число эталонных образов существенно сокращается и распознавание образов упрощается.

### 2. Анализ методов обеспечения инвариантности образов, кодирование образов стохастическими помехоустойчивыми кодами.

Стохастические коды являются помехоустойчивыми кодами с высокой корректирующей способностью и большой сложностью декодирования. Однако, при небольшом числе кодовых слов можно применять переборное декодирование стохастических кодов, даже при очень большой длине кодовых слов.

Пусть образы представляются двоичным стохастическим кодом

$$B = b_1 b_2 \dots b_n, \quad b_i \in GF(2), \quad b_i = random(1), \quad i = 1..n,$$

где  $n$  – блоковая длина кода, а  $random(1)$  – случайная величина, независимо принимающая значения 0 или 1 с вероятностью 0,5.

Будем считать, что мощность кода ограничена некоторым не слишком большим числом  $M$ . При небольшой скорости стохастического кода и достаточно большой его длине минимальное кодовое расстояние Хемминга оценивается

$$d = \frac{n}{2},$$

тогда кратность корректируемых кодом ошибок

$$t = \frac{d-1}{2},$$

а кратность обнаруживаемых кодом ошибок

$$t < s \leq \frac{n}{2} - 2t. \quad (5)$$

Коррекция ошибок и стираний позволяет с высокой вероятностью распознавать образ, даже при его искажении или неполном описании. Декодирование со стиранием уменьшает вероятность ошибочного образа.

Пусть эталонные слова кода

$$E = E_1 E_2 \dots E_M,$$

где

$$E_i = e_{1i} e_{2i} \dots e_{ni}, \quad e_{ji} \in GF(2), \quad i = 1..M, j = 1..n.$$

Декодирование будет заключаться в сравнении принятого кодового слова со всеми эталонными словами кода и выборе того слова, для которого расстояние Хемминга будет минимальным

$$B := E_i \rightarrow \min \sum_j (b_j \oplus e_{ji}), \quad i = 1..M. \quad (6)$$

Для стирания образов можно определить пороговое значение

$$S = \frac{n}{2} - 2t.$$

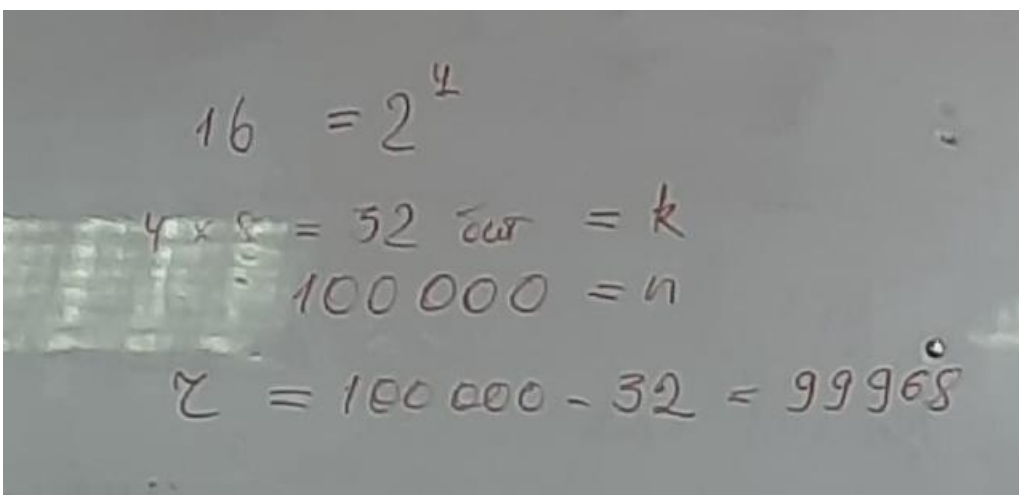
Если расстояние Хемминга (6) меньше порогового значения  $S$  образы стираются. При мягком декодировании для сравнения кодовых слов используют расстояние Евклида.

3. Сложный образ в цифровом виде представляется двоичной последовательностью длины 100000 бит. Сложный образ есть объединение 8 простых образов, каждый из которых может принимать 16 значений. Рассчитать длину эффективного кода сложного образа и его избыточность.

Для сложного образа из 8 простых образов 32 бита.

Длина несжатой последовательности составляет 100000 бит. Из этого следует, что исходная последовательность можно сжать до 32 бит (энтропия сложного образа), не потеряв при этом информации.

$$\text{Избыточность} = (100000 - 32) / 100000 * 100\% = 99.968\%$$



Handwritten calculations:

$$\begin{aligned} 16 &= 2^4 \\ 4 \times 8 &= 32 \text{ бит} = k \\ 100000 &= n \\ \gamma &= 100000 - 32 = 99968 \end{aligned}$$

## Билет №5

### 1. Декартова и полярная система координат. Методы обеспечения инвариантности при сдвигах и масштабировании зрительного образа.

**Прямоугольная система координат (декартова)** задается 2 взаимно перпендикулярными прямыми - осями, на каждой из которых выбрано положительное направление и задан единичный (масштабный) отрезок. Единицу масштаба обычно берут одинаковой для обеих осей.

**Полярная система координат** — двумерная система координат, в которой каждая точка на плоскости определяется двумя числами — полярным углом и полярным радиусом. Полярная система координат задаётся лучом, который называют нулевым или полярной осью. Точка, из которой выходит этот луч, называется началом координат или полюсом. Любая точка на плоскости определяется двумя полярными координатами: радиальной и угловой.

Инвариантность аффинных преобразований обеспечивается за счет разностных схем представления изображений в декартовой или в полярной системе координат. Инвариантность при искажениях или стираниях пикселей достигается за счет представления зрительных образов в виде помехоустойчивых кодов, например стохастических кодов, при декодировании которых выполняется распознавание образов. При декодировании корректируются ошибки и стирания символов образов, что обеспечивает высокую вероятность правильного распознавания образов и малую вероятность необнаруженной ошибки. Для упрощения декодирования сложные образы разлагаются на простые образы, число которых существенно меньше и для декодирования которых можно использовать переборные алгоритмы и нейронные сети. После декодирования простых образов конструируются сложные образы, которые являются распознаваемыми образами. Такой подход требует существенно меньших вычислений и удобен для практических приложений.

На практике изображения зашумлены и могут существенно отличаться от эталонного изображения, которое используется для распознавания образа. Однако, даже сильно зашумленные изображения могут приводить к меньшей ошибке распознавания, чем аффинные преобразования. Разностные схемы представления образов представляют собой разности характеристик пикселей в декартовой или полярной системе координат и не зависят от аффинных преобразований.

### 2. Анализ методов обеспечения инвариантности зрительного образа при его вращении в пространстве.

Вращение изображения есть поворот точек изображения относительно центра тяжести на некоторые углы  $\Delta\varphi$  и  $\Delta\theta$ . Инвариантность достигается за счет определения постоянных составляющих углов вращения изображения относительно эталонного изображения и поворота изображения на эти углы. Пусть  $B$  и  $B_e$  есть изображение и эталонное изображение, тогда углы поворота изображения

$$\varphi_c, \theta_c : \min D(B - B_e),$$

где  $D(B - B_e)$  — расстояние между изображением и эталонным изображением.

Для сокращения вычислений вычисляют расстояния между упрощенными изображениями и эталонными изображениями, например между контурами изображений.

Разностные схемы, инвариантные к вращению изображения

$$\bar{r}_{1j} := r_{1j} e^{i(\varphi_j - \varphi_c)}, \quad \bar{r}_j := r_j e^{i(\theta_j - \theta_c)}, \quad j = 0 \dots n - 1. \tag{4}$$

Одни и те же образы могут иметь разную яркость и цвет. Инвариантность относительно яркости и цвета можно обеспечить, например, за счет того, что при сравнении можно считать изображения и эталонные изображения, и соответствующие пиксели черно-белыми или полутоновыми.

3. Точка в трехмерной декартовой системе задается координатами (1,2,4).  
Рассчитать координаты точки в полярной системе.

Сферические координаты

Радиус (ρ)	Азимут (φ), градусы	Полярный угол (θ), градусы
4.58	63.43	29.21

ССЫЛКА

СОХРАНИТЬ

В

Формулы преобразования декартовых координат

Радиус в цилиндрической системе:  
 $r = \sqrt{x^2 + y^2}$

Радиус в сферической системе:  
 $\rho = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$

Азимут:  
 $\varphi = \text{Arctan}(y, x)$ , см Арктангенс с двумя аргументами

Полярный угол:  
 $\theta = \arctan \frac{\sqrt{x^2 + y^2}}{z}$

## **Билет №6**

### **1. Основные критерии, учитываемые при создании информационных систем.**

При создании информационных систем учитываются следующие основные критерии:

- **Целесообразность:** Информационная система должна быть разработана таким образом, чтобы она соответствовала целям, для которых она создается. Например, если информационная система создается для автоматизации учета финансовой деятельности предприятия, она должна быть способна обрабатывать финансовые данные и генерировать отчеты.

- **Надежность:** Информационная система должна быть надежной и обеспечивать сохранность данных, чтобы их нельзя было случайно или намеренно изменить или уничтожить. Это может быть достигнуто путем резервного копирования данных и использования системы контроля доступа.

- **Производительность:** Информационная система должна работать эффективно и быстро, чтобы пользователи могли получить доступ к необходимой информации в реальном времени. Это может быть достигнуто путем оптимизации работы системы и использования соответствующего аппаратного обеспечения.

- **Гибкость:** Информационная система должна быть гибкой и способной адаптироваться к изменяющимся требованиям бизнеса и рынка. Это может быть достигнуто путем использования модульной архитектуры и использования стандартных протоколов и форматов данных.

- **Безопасность:** Информационная система должна быть защищена от несанкционированного доступа и хакерских атак. Это может быть достигнуто путем использования системы аутентификации и авторизации, шифрования данных и системы мониторинга безопасности.

### **2. Классификация перспективных направлений развития информационных систем.**

3. 1. Интернет вещей (IoT) - развитие систем, которые позволяют управлять и мониторить устройства и объекты в реальном времени с помощью сети интернет.
4. 2. Большие данные (Big Data) - создание систем, которые могут обрабатывать и анализировать большие объемы данных для принятия более точных решений.
5. 3. Искусственный интеллект (AI) - создание систем, которые могут самостоятельно обучаться и принимать решения на основе анализа данных.
6. 4. Облачные вычисления (Cloud Computing) - использование удаленных серверов для хранения и обработки данных, что позволяет снизить затраты на оборудование и увеличить доступность данных.
7. 5. Блокчейн (Blockchain) - создание систем, которые позволяют безопасно и прозрачно хранить и передавать данные с помощью цепочки блоков.
8. 6. Виртуальная и дополненная реальность (VR/AR) - разработка систем, которые позволяют создавать виртуальные и дополненные реальности для обучения, развлечения и других целей.
9. 7. Мобильные приложения - создание приложений для мобильных устройств, которые упрощают жизнь людей и улучшают их коммуникацию.

- 10.8. Кибербезопасность - разработка систем, которые защищают данные и информационные системы от кибератак и других угроз.
- 11.9. Интернет вещей для здоровья (IoT for Health) - создание систем, которые позволяют мониторить состояние здоровья и лечение пациентов с помощью интернета вещей.
- 12.10. Системы управления энергопотреблением (EMS) - разработка систем, которые позволяют управлять энергопотреблением в зданиях и других объектах для экономии ресурсов и снижения затрат.

**13. Пропускная способность канала равна 2400 бит/спри отношении сигнал-шум 3 дБ. Отношение сигнал-шум уменьшилось в 2 раза. Во сколько раз надо расширить полосу частот, чтобы пропускная способность осталась прежней.**

$$2400 = F \log_2(1+3)$$

$$F = 2400/2 = 1200$$

$$2400 = F \log_2(1+1.5)$$

$$F = 2400/1.32 = 1818.18$$

В 1,5 раза.



## **Билет №7**

### **1. Преимущества и недостатки передачи сообщений в ультрафиолетовом (УФ) диапазоне волн.**

В оптическом канале связи, в частности, в ультрафиолетовой (УФ) области спектра частот, происходит рассеивание света в атмосфере на молекулах воды, парах, аэрозолях, пыли и других неоднородностях окружающей среды. Рассеивание света позволяет передавать информацию при отсутствии прямой видимости между передающей и приемной сторонами, но, с другой стороны, приводит к существенному уменьшению мощности сигнала на приемной стороне и ограничивает расстояние установления и поддержания надежной связи величиной примерно 0,7-1,0 км. УФ диапазон света с длиной волны 250-300 нм является солнечно слепым. Излучение Солнца в этом диапазоне практически полностью поглощается верхними слоями атмосферы и лишь в небольшой части достигает поверхности Земли, благодаря чему уровень помех на входе приемника имеет ничтожно малое значение и для связи достаточно небольшой мощности передатчика примерно 10-20 мВт. УФ область спектра весьма перспективна для построения систем атмосферной оптической связи из-за незначительного уровня фоновых помех и бликов от Солнца и большой пропускной способности канала связи. Однако, отношение сигнал-шум на входе приемника, а значит, надежность связи зависят от метеорологической обстановки и неоднородностей атмосферы, а также расположения светорассеивающих объектов, включающих здания, деревья и другие объекты. Повысить надежность связи возможно за счет согласования взаимного пространственного положения оптических осей источника и приемника излучения, а также за счет полосовой фильтрации принятого электрического сигнала в полосе частот используемого вида модуляции.

Предлагаемая система передачи информации в оптическом канале связи может использоваться, например, для управления мобильными объектами в движении и в статическом положении.

### **2. Анализ характеристик кодов Хемминга. Совершенные коды. Граница Хемминга для параметров кода.**

Коды Хемминга - это класс линейных блочных кодов, используемых для обнаружения и исправления ошибок в передаче данных. Они были разработаны Ричардом Хеммингом в 1950-х годах.

Характеристики кодов Хемминга:

1. Коды Хемминга являются линейными блочными кодами, то есть каждое слово кода является линейной комбинацией исходных данных.

2. Коды Хемминга имеют фиксированную длину слова кода, которая определяется параметрами кода.

3. Коды Хемминга обладают свойством минимального расстояния, которое определяет количество ошибок, которые можно обнаружить и исправить.

4. Коды Хемминга могут быть реализованы с помощью матрицы проверки четности, которая позволяет обнаруживать ошибки в передаче данных.

Совершенные коды — это класс кодов, для которых выполнено условие, что минимальное расстояние равно двойному значению числа исправляемых ошибок. Коды Хемминга являются одним из примеров совершенных кодов.

Граница Хемминга — это теоретическая граница, которая определяет максимальное значение минимального расстояния для линейных блочных кодов с заданными параметрами. Формула границы Хемминга имеет вид:

$$d \leq n - k + 1$$

где  $d$  - минимальное расстояние,  $n$  - длина слова кода,  $k$  - размерность пространства кодовых слов.

Например, для кодов Хемминга с параметрами (7, 4) граница Хемминга равна 4, что означает, что минимальное расстояние не может быть меньше 4.

3. **Пропускная способность канала равна 2400 бит/спри ширине полосы частот, равной 3000 Гц. Ширина полосы частот уменьшилось в 2 раза. Во сколько раз надо увеличить мощность сигнала, чтобы пропускная способность осталась прежней.**

$$2400 = 3000 \log_2(1 + S/N)$$

$$1 + S/N = 1.74 \Rightarrow S/N = 0.74$$

$$2400 = 1500 \log_2(1 + S/N)$$

$$1 + S/N = 3.03 \Rightarrow S/N = 2.03$$

В 2.7 раза.

## Билет №8

### 1. Определение широкополосных систем связи. Методы построения сигналов с расширением спектра.

Широкополосными (сложными, шумоподобными) сигналами (ШПС) называют такие сигналы, у которых произведения активной ширины спектра  $F$  на длительность  $T$  много больше единицы. Это произведение называется базой сигнала  $B$ . Для ШПС

$$B = FT \gg 1$$

Широкополосными сигналы иногда называют сложными в отличие от простых сигналов (например, прямоугольные, треугольные и т.д.) с  $B=1$ . Поскольку у сигналов с ограниченной длительностью спектр имеет неограниченную протяженность, то для определения ширины спектра используют различные методы и приемы.

Повышение базы в ШПС достигается путем дополнительной модуляции (или манипуляции) по частоте или фазе на времени длительности сигнала. В результате, спектр сигнала  $F$  (при сохранении его длительности  $T$ ) существенно расширяется. Дополнительная внутрисигнальная модуляция по амплитуде используется редко.

В системах связи с ШПС ширина спектра излучаемого сигнала  $F$  всегда много больше ширины спектра информационного сообщения. ШПС получили применение в широкополосных системах связи (ШПСС), так как:

- позволяют в полной мере реализовать преимущества оптимальных методов обработки сигналов;
- обеспечивают высокую помехоустойчивость связи;
- позволяют успешно бороться с многолучевым распространением радиоволн путем разделения лучей;
- допускают одновременную работу многих абонентов в общей полосе частот;
- позволяют создавать системы связи с повышенной скрытностью;
- обеспечивают электромагнитную совместимость

(ЭМС) ШПСС с

узкополосными системами радиосвязи и радиовещания, системами телевизионного вещания;

- обеспечивают лучшее использование спектра частот на ограниченной территории по сравнению с узкополосными системами связи.

Основные виды ШПС.

Известно большое число различных ШПС, свойства которых нашли отражение во многих книгах и журнальных статьях. ШПС подразделяются на следующие виды:

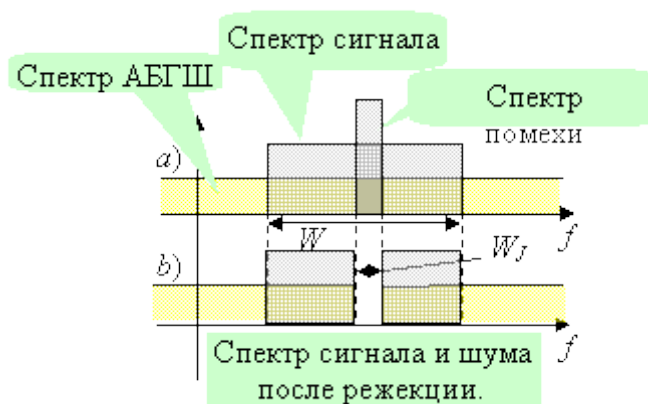
- частотно-модулированные (ЧМ) сигналы;
- многочастотные (МЧ) сигналы;
- фазоманипулированные (ФМ) сигналы (сигналы с кодовой фазовой модуляцией - КФМ сигналы);
- дискретные частотные (ДЧ) сигналы (сигналы с кодовой частотной модуляцией - КЧМ сигналы, частотно-манипулированные (ЧМ) сигналы);
- дискретные составные частотные (ДСЧ) (составные сигналы с кодовой частотной модуляцией - СКЧМ сигналы).

## 2. Анализ преимуществ и недостатков систем широкополосной передачи данных.

### 1. Помехоустойчивость

Окружающая обстановка, в которой конкретная система передает и извлекает информацию, не всегда полностью дружелюбна по отношению к ней. На приемной стороне полезному сигналу могут сопутствовать наряду с тепловым шумом и иные искажения различной природы. Следуя повсеместно принятой терминологии, будем называть подобные искажения помехами. Этот термин применяется повсеместно для учета непреднамеренного воздействия, обусловленного системами, работающими в том же или смежном частотном диапазоне, так и создаваемого преднамеренно как средства радиоэлектронного противодействия. Рассмотрим две основные модели помех, начав с узкополосной помехи.

#### Узкополосная помеха



Данный тип помех наиболее характерен для ситуаций, когда некоторая соседствующая система или системы не имеют враждебных намерений по отношению к рассматриваемой, и создают помехи только как результат штатного функционирования. Предположим, что часть спектра сигнала подвергается воздействию не только АБГШ шума, но и помехи мощности  $J$ . Тогда спектр полезного сигнала, белого шума и помехи с полосой  $W_J$  имеет вид, представленный на рисунке справа. Назовем помеху *узкополосной* только по той причине, что занимаемая ею полоса  $W_J$  уже полосы  $W$ , занимаемой сигналом, и имеются области, где спектр сигнала не подвержен искажению помехой.

### 2. Низкая вероятность обнаружения

При радиоэлектронном противодействии эффективная помеха может быть организована только после обнаружения присутствия противостоящей системы в эфире и оценки таких ее параметров как несущая частота и ширина спектра. Поэтому широко распространен сценарий конфронтации двух систем, при котором первая (назовем ее *защищаемой*) старается действовать по возможности скрытно и предотвратить обнаружение своего сигнала, тогда как вторая (*перехватчик*) находится в постоянной готовности, предпринимая все меры для обнаружения активной работы первой. Принимая сторону защищаемой системы, исследуем возможности широкополосной передачи в плане обеспечения скрытности и низкой вероятности обнаружения присутствия сигнала в эфире.

### 3. Криптозащищенность сигнала

Продолжая линию предыдущего параграфа, напомним, что единственной

причиной, вынуждающей перехватчик использовать столь неэффективный инструмент как энергетический приемник, является отсутствие информации о тонкой структуре обнаруживаемого сигнала, т.е. его законе модуляции. По этой причине перехватчик не может обрабатывать сигнал по тем же алгоритмам, что и приемник защищаемой системы (т.е. осуществлять согласованную фильтрацию). Понятно, что при выборе закона модуляции из немногочисленного набора альтернатив, априорно известных перехватчику, последний может разгадать фактически использованную структуру сигнала с помощью простого перебора. Таким образом, важным фактором противоборства защищаемой системы с перехватчиком является применение сигналов с криптозащищенной (практически не поддающейся расшифровке) структурой.

Подобная задача весьма характерна и для защищаемых военных и коммерческих систем, постоянно присутствующих в эфире и потому не особенно озабоченных сокрытием самого факта активного функционирования. Первоочередным требованием для них является минимизация риска несанкционированного доступа к обслуживанию, адресованному лишь авторизованным пользователям, или фальсификации передаваемой информации.

#### 4. Электромагнитная совместимость

Проблема электромагнитной совместимости (ЭМС) является одной из наиболее животрепещущих для современных беспроводных технологий. ЭМС подразумевает бесконфликтное сосуществование различных систем в эфире, несмотря на то, что каждая из них принимает не только свой собственный сигнал, но и сигналы остальных систем и в задачу системного разработчика входит минимизация потенциального вреда от подобного воздействия. К числу традиционных способов обеспечения ЭМС относятся детальное частотное планирование под контролем национальных и международных инстанций, использование узконаправленных антенн, улучшение избирательности радиочастотных трактов приемников и др. Приведенные ниже простые рассуждения показывают, что применение широкополосных сигналов может быть также внесено в этот список.

В части *излучающей* системы следующая логика представляется оправданной. Поскольку существует возможность сделать сигнал практически незаметным даже для специальных приемников радиомониторинга за счет усложнения закона модуляции (см. параграф 4.2), т.е. расширения спектра, подобный сигнал тем более не окажет вредного влияния на обычную *принимающую* систему, работающую в том же диапазоне. Задача состоит лишь в выборе такого частотно-временного произведения  $WT$ , которое позволило бы удерживать спектральную плотность мощности на входе принимающей системы ниже заданного порога.

### 3. Может ли сигнал с полосой частот всего лишь 100 Гц может считаться широкополосным.

Радиосигналы, ширина спектра которых сравнима с центральной частотой. Иногда используется коэффициент 1/10, т.е. если ширина спектра составляет около 1/10 от частоты, на которой передается сигнал, то сигнал считается широкополосным. При более узком спектре сигнал будет узкополосным, при более широком - сверхширокополосным

## Билет №9

### 1. Методы модуляции с расширением спектра. Прямое расширение спектра сигнала.

При использовании только одной несущей частоты существуют три "базовых" метода расширения спектра полезного сигнала: метод прямого расширения DS (Direct Spectrum) с помощью псевдослучайной последовательности (ПСП); метод расширения скачками по частоте FH (Frequency Hopping) и метод расширения скачками по времени TH (Time Hopping). Используют также различные комбинации этих методов.

На практике используют методы расширения спектра с помощью ансамбля из многих модулированных поднесущих, занимающих весь отведенный диапазон частот. Каждая поднесущая может модулироваться своей битовой последовательностью. Различение спектра модулированных колебаний на каждой поднесущей в цепях приемника осуществляется с помощью соответствующих канальных фильтров. Для устранения взаимного перекрытия частотных полос между спектрами на поднесущих используют защитные частотные интервалы при формировании сигнала на передачу. Такой метод расширения спектра называют широкополосной модуляцией с частотным разделением FDM (Frequency Division Multiple). У такого метода недостатком является необходимость иметь защитные частотные интервалы, что снижает эффективность использования отведенного диапазона частот. Обобщенная структурная схема системы связи, использующей сигналы с прямым расширением спектра, изображена на рис. 4.2. Она содержит источник дискретных сообщений, модулятор первой ступени, модулятор второй ступени, синтезатор частот, преобразователь частоты вверх, усилитель мощности, передающую антенну, преселектор, малошумящий усилитель, преобразователь частоты вниз, синтезатор частот, демодулятор второй ступени, демодулятор первой ступени, блок поиска и синхронизации.

### 2. Анализ методов программной перестройки рабочей частоты (ППРЧ), сигналы со скачкообразным изменением несущей частоты.

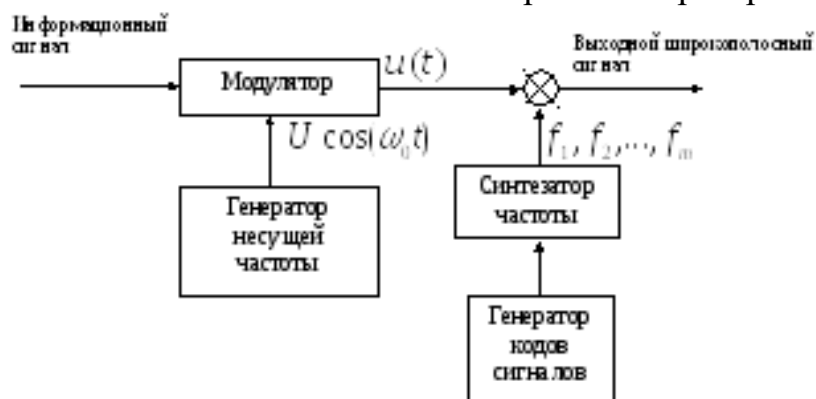
Интенсивное развитие метода ППРЧ и его применение в военных целях началось с 1941 г., когда австрийская киноактриса, эмигрировавшая в США, Х. Ламар и американский композитор Д. Анталъ подали патент на устройство помехоустойчивого радиоуправления противокорабельной торпедой. В предлагаемом устройстве коррекция движения торпеды осуществлялась с самолета путем передачи сигналов с ППРЧ и запоминания опорного сигнала. Синхронизация передаваемых и принимаемых частот достигалась двумя барабанами, один из которых размещался на торпеде, а второй ~ на самолете, на которые наматывалась бумажная лента с одинаковыми зашифрованными кодом прорезями.

При методе ППРЧ расширение спектра обеспечивается путем скачкообразного изменения несущей частоты в выделенном для работы СРС диапазоне  $W_s$ . Под скачкообразным изменением частоты следует понимать периодическую перестройку одной частоты или нескольких частот, используемых для передачи сигналов. Сигналы с ППРЧ можно рассматривать как последовательность в общем случае модулированных радиоимпульсов, несущие частоты которых перестраиваются в диапазоне  $W_s$ . Число перестраиваемых частот и порядок их чередования определяются псевдослучайными кодами.

Обязательным условием применения сигналов с ППРЧ является детерминированность псевдослучайной последовательности радиоимпульсов, точнее их несущих частот и временного положения, что позволяет на приемной стороне СРС обеспечить частотную и временную синхронизацию сигналов. Для постановщика помех закон перестройки несущей частоты в СРС с ППРЧ неизвестен, что исключает возможность создания эффективных способов подавления. Фундаментальный принцип псевдослучайности сигналов препятствует системе РЭП добиваться эффективного воздействия на СРС с ППРЧ организованных помех и вынуждает систему РЭП с ограниченной мощностью передатчика распределять соответствующим образом спектральную плотность мощности помехи по частотному диапазону СРС.

При скачкообразном изменении частоты каждый символ сообщения передают с помощью набора дискретных частот в виде частотно-временной матрицы. Принципиальная разница данного метода модуляции цифрового сигнала от обычной модуляции заключается в следующем. В обычной системе несущая с фиксированной частотой модулируется символами данных информационного сигнала. В методе со скачкообразной перестройкой частоты частота несущей скачкообразно изменяется по закону, который задается кодовым сигналом.

Структурная схема системы связи со скачкообразной перестройкой частоты:



3. Рассчитать коэффициенты двухмерной квадратичной регрессионной модели по методу наименьших квадратов для исходных данных  $(x,y)=(0,3);(1,4);(2,6);(3,10)$ .

Система уравнений МНК:

$$an + b\sum t = \sum y$$

$$a\sum t + b\sum t^2 = \sum y \cdot t$$

t	y	t <sup>2</sup>	y <sup>2</sup>	t y
0	3	0	9	0
1	4	1	16	4
2	6	4	36	12
3	10	9	100	30
6	23	14	161	46
Ср.знач.	5.75	3.5	40.25	11.5



## Билет №10

### 1. Методы цифровой тактовой синхронизации кодовых посылок. Работа устройства векторной тактовой синхронизации.

Тактовая синхронизация обеспечивает синфазную обработку элементов цифрового сигнала. Генератор тактовых импульсов на передающей стороне обеспечивают требуемый период следования элементов цифрового сигнала. На приемной стороне тактовые импульсы управляют работой ключа в схемах приема цифровых сигналов.

Различают автономную и принудительную тактовую синхронизацию. При автономной синхронизации в начале сеанса связи передается специальный синхронизирующий сигнал и по нему осуществляется вход в синхронизм. Дальше работа устройства синхронизации осуществляется в автономном режиме. После прекращения синхронизации между колебаниями тактовых генераторов на передающей и приемной сторонах возникает фазовый сдвиг, обусловленный их нестабильностью, которая течением времени возрастает и может превысить допустимые пределы.

Устройства тактовой синхронизации – это совокупность устройств, обеспечивающих синхронную работу генераторного оборудования (ГО) приемной и передающей станций ЦСП и качественное функционирование станционных и линейных регенераторов.

В векторном коррекционном устройстве каждому фронту посылок (переходу отсчетов из “0” в “1” и обратно) сопоставляется единичный вектор на декартовой плоскости с углом поворота, равным фазе рассматриваемого фронта.

На вход КУ поступают отсчеты сигнала  $c_i$   $i = 0, 1, 2, \dots$ ,  $c_i = 0, 1$  с частотой  $m$  значений в течение длительности одной посылки. Пусть

$c_{i+1} = c_i \oplus 1$ , т.е. при  $i+1$  отсчете произошло изменение уровня сигнала. Тогда фаза фронта запишется в виде

$$\alpha_i = \frac{2\pi}{m}(i \bmod m)$$

и прямоугольные координаты единичного вектора будут равны

$$x_i = \cos(\alpha_i), \quad y_i = \sin(\alpha_i)$$

Прямоугольные координаты суммарного вектора, угол поворота которого является оценкой фазы неискаженных посылок вычисляется по формулам

$$x = \sum_i x_i \quad y = \sum_i y_i$$

и фаза суммарного вектора будет равна

$$\varphi = \arctg \frac{y}{x}$$

### 2. Анализ различных видов краевых искажений кодовых посылок.

Различают несколько видов краевых искажений: преобладания, случайные и характеристические. Преобладания выражаются в том, что посылки одного знака

удлиняются, а другого соответственно укорачиваются. Случайные краевые искажения обусловлены действием в канале помех и носят соответственно случайный характер. Характеристические искажения определяются переходными процессами при смене полярности посылок и зависят от передаваемой информации.

Краевые искажения типа преобладаний и характеристические путем выбора соответствующего алгоритма работы демодулятора и его регулировки могут быть сведены к минимуму.

**3. Во сколько раз изменится пропускная способность канала связи при уменьшении полосы пропускания канала вдвое и одновременном увеличении отношения сигнал-шум в четыре раза.**

$$C = F \log_2(1 + P_c / P_{ш})$$

С — пропускная способность линии в битах в секунду, F — ширина полосы пропускания линии в герцах, P<sub>с</sub> — мощность сигнала, P<sub>ш</sub> — мощность шума (следовательно, P<sub>с</sub>/P<sub>ш</sub> — соотношение сигнал-шум).

$$C = 1 * \log_2(1+2) = 1.585$$

$$C = 0.5 * \log_2(1+8) = 1.585$$

Не изменится?

## Билет №11

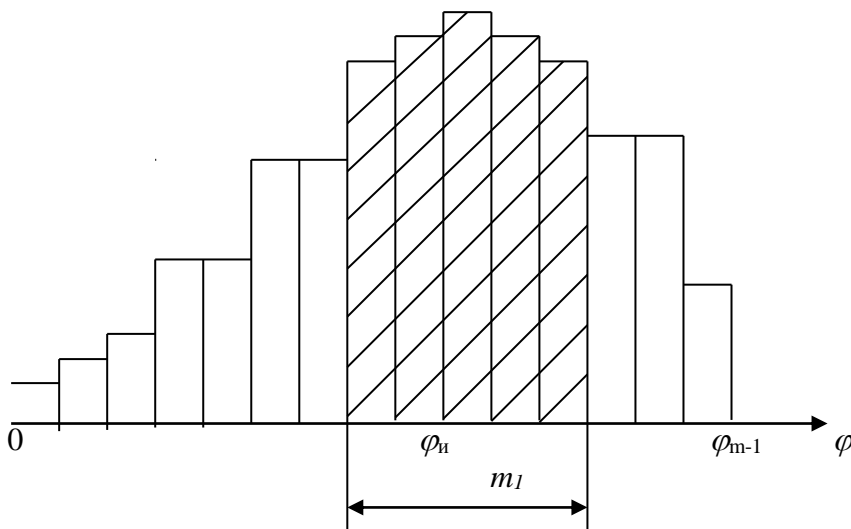
### 1.Алгоритм работы устройства цифровой тактовой синхронизации на примере гистограммного коррекционного устройства.

В гистограммном коррекционном устройстве для вычисления оценки фазы неискаженных посылок используется гистограмма  $P(\varphi)$  распределения фаз фронтов принятых посылок. Гистограмма распределения фаз фронтов строится по фазам фронтов, пришедших в течении некоторого заданного времени. Гистограмма является аппроксимацией плотности распределения случайной величины фаз фронтов и площадь под кривой распределения будет равна 1.

В качестве оценки фазы неискаженных посылок принимается фаза  $\varphi_n$ , для которой площадь заштрихованного сектора длиной в  $m_1$  отсчетов под гистограммой распределения фаз будет максимальной (рис 8.4).

Обычно  $m_1$  выбирают в диапазоне  $m/3 < m_1 < m/2$ . Таким образом, в качестве оценки фазы выбирается фаза  $\varphi_j = \varphi_n$ , обеспечивающая максимум выражения

$$\lambda = \sum_{i=0}^{m_1} P(\varphi_j - m_1 / 2 + i)$$



где фазы считаются расположенными в циклическом порядке, т.е. номера фаз  $j$  при расчетах приводятся по модулю  $m$ .

### 2.Анализ восстановления кодовых посылок методом интегрального приема и методом укороченного контакта.

Перед устройством регенерации и восстановления посылок часто устанавливается дополнительный цифровой интегрирующий фильтр или фильтр Мартынова. На вход цифрового фильтра Мартынова поступают отсчеты сигнала  $a_i$   $i = 1, 2, \dots$ ,  $a_i = 0, 1$  с частотой  $m$  значений в течение длительности одной посылки. Обычно для достаточно точного восстановления посылок частота отсчетов  $m$  не превышает величины 16...24 отсчета в течение посылки.

Работа фильтра Мартынова задается формулой

$$c_i = INT((\sum_{k=0}^{m-1} a_{i-k}) / m + \frac{1}{2}) , \quad i = m, m+1, \dots ,$$

где  $c_i$  – выходные отсчеты фильтра Мартынова,  $INT(a)$  – целая часть числа  $a$ .

Фильтр Мартынова вычисляет вес  $w$  последовательности  $m$  подряд идущих отсчетов  $a_i$ . Если вес  $w > INT(m/2)$ , то на выходе фильтра будет “1”, в противном случае – “0”.

Структурная схема фильтра Мартынова изображена на рис. 1.

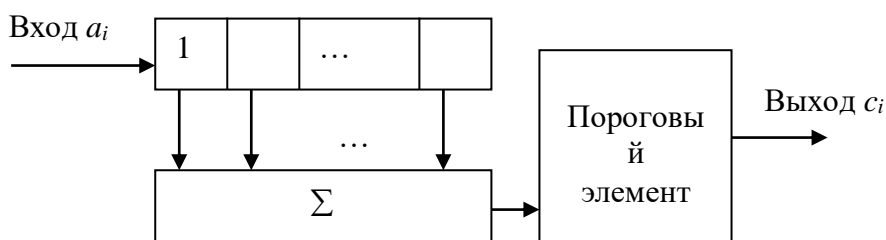


Рис. 8.1 Схема фильтра Мартынова

Фильтр Мартынова представляет собой  $m$  – разрядный регистр сдвига, выходы разрядов которого соединены со входами арифметического сумматора. Выход сумматора соединен со входом порогового элемента, который оценивает величину суммы. При достижении величины суммы определенного значения срабатывает пороговый элемент и на его выходе появляется сигнал лог. “1”. При уменьшении суммы - на выходе порогового элемента будет лог. “0”. Выход порогового элемента является выходом фильтра Мартынова.

Фильтр Мартынова преобразует дробления посылок входного сигнала в искажения краев посылок, создавая более благоприятные условия для работы устройства тактовой синхронизации и приема посылок, особенно при регистрации посылок методом укороченного контакта.

3. Порождающий многочлен кода Хемминга (7,4,3)  $g(x)=x^3+x+1$ . Вычислить проверочный многочлен кода.

$$h(x) = \frac{x^4 - 1}{g(x)} = \frac{x^4 - 1}{x^3 + x + 1}$$
$$(x+1) (x^3 + x^2 + 1)$$

## Билет №12

### 1.Параметры помехоустойчивого кода. Блочная и информационная длина кода, минимальное кодовое расстояние, избыточность кода и относительная избыточность.

Помехоустойчивый код, как правило, описывают тремя параметрами: длиной кодовой и информационной последовательностей и минимальным расстоянием кода, задающим меру различия двух наиболее похожих кодовых слов. Но существуют и другие параметры.

Длина кода ( $n$ ) – число знаков, применяемых для представления кодируемой информации.

Длина информационной последовательности –  $k$ .

Кодовое расстояние кода -  $d_0$ .

Длина проверочной последовательности -  $r=n-k$ .

Скорость кода -  $R=k/n$ .

Избыточность кода –  $R_v$ .

Относительная избыточность кода  $K_{отн} = 1 - k/n$ . Показывает, какую часть общего числа символов кодовой комбинации составляют информационные символы. Ее еще называют относительной скоростью передачи информации.

Вероятность обнаружения ошибки (искажения) -  $P_{оо}$ .

Вероятность не обнаружения ошибки (искажения) -  $P_{но}$ .

### 2.Анализ асимптотически хороших и асимптотически плохих помехоустойчивых кодов.

Асимптотически "хорошие" коды, как определено сообществом теории кодирования, - это те, которые могут достигать произвольно очень низкой вероятности неправильного декодирования при ОПТИМАЛЬНОМ декодировании (что является NP-полной проблемой) с любым значением  $R$  (как определено в вопросе) ниже  $C$  (как определено Шенноном). Это определение было принято, когда Маккей написал свою первую статью, которая привела к возрождению кодов проверки четности с низкой плотностью.

"Очень хорошими" являются те, которые могут достичь того же уровня производительности. Маккей далее показывает, что могут существовать кодовые конструкции, которые могут быть очень близки к "Очень хорошим" кодам, даже если они не декодированы оптимально, т. е. с использованием итеративного декодирования или передачи сообщений. Под этот класс попадают все современные коды, ответ на ваш вопрос:

- Коды проверки четности с низкой плотностью (LDPC, первоначально изобретенный Робертом Галлахером в 1963 году)
- Коды Торнадо
- Фонтан кодов
- Коды преобразования Луби

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{t}{n} = \varepsilon > 0$$

Хороший код. Если равно 0, то плохой

**3. Являются ли двоичные коды БЧХ асимптотически хорошими или асимптотически плохими кодами.**

**Теорема 3.3.24.** *Не существует такой бесконечной последовательности  $q$ -ичных примитивных БЧХ-кодов  $\mathcal{X}_N$  длины  $N$ , что пределы  $d(\mathcal{X}_N)/N$  и  $\text{rank}(\mathcal{X}_N)/N$  будут отделены от нуля.*

По теореме не существует асимптотически хорошей последовательности примитивных БЧХ-кодов (на самом деле не существует асимптотически хорошей последовательности БЧХ-кодов любого вида).

## Билет №13

### 1. Методы цикловой синхронизации цифровой информации. Старт-стопная и кодовая цикловая синхронизация.

С выхода устройства регенерации и восстановления посылок поступает последовательность символов, среди которых могут быть слова помехоустойчивого кода либо сообщения, не защищенные кодом. Устройство цикловой синхронизации или фазирования (УЦФ) предназначено для определения начала кодового слова или сообщения.

Начинается цикловая синхронизация с преобразования входной последовательности символов  $V$  в последовательность символов  $U$  с помощью некоторого оператора  $g$ :  $U = g(V)$ . В преобразованной последовательности  $U$  ищется последовательность символов  $j_1, j_2, \dots \in J$ , называемая синхронизирующей последовательностью или синхропосылками. Местоположение синхропосылок определяет начало кодового слова. На приемной стороне выполняется посимвольное сравнение принятой последовательности символов  $j'_1, j'_2, \dots \in J'$  с эталонной последовательностью  $j_1, j_2, \dots \in J$  и вычисляется расстояние Хемминга между этими двумя последовательностями. В принятой синхронизирующей последовательности символов  $j'_1, j'_2, \dots \in J'$  допускаются ошибки, число которых не превышает пороговое

$$j'_i = j_i + e_i, \quad \sum_{i=0}^{n-1} (j'_i - j_i) < d_{\text{пор}}$$

число ошибок:

Простейшим методом цикловой синхронизации является стартстопная синхронизация. При стартстопной синхронизации оператор  $g$  является тождественным оператором. Синхропоследовательности расположены в начале или(и) в конце кодового слова. Элемент, стоящий перед сообщением называется стартовым, а в конце – стоповым. Для стартстопной синхронизации кодовых слов обычно перед кодовым словом передается некоторая последовательность символов с “хорошими” синхронизирующими свойствами, например последовательность Баркера или рекуррентная последовательность максимального периода ( $M$  – последовательность).

Примером синхронизации при не тождественном операторе  $g$  преобразования входной последовательности является кодовая синхронизация. Кодовая синхронизация используется для синхронизации циклических помехоустойчивых кодов а также каскадных кодов, построенных на их основе. При кодировании этих кодов проверочные символы помехоустойчивого кода суммируются по модулю два с последовательностью, обладающей синхронизирующими свойствами. Таким образом при кодовой цикловой синхронизации для передачи синхронизирующих символов используется избыточность помехоустойчивого кода.

### 2. Достоинства и недостатки старт-стопной и кодовой цикловой синхронизации.

Наиболее эффективно кодовая синхронизация может использоваться для каскадных кодов. В каскадном коде передаются слова циклического помехоустойчивого кода, обычно несколько десятков таких слов, и вероятность обнаружить среди них одно или несколько неискаженных или незначительно искаженных кодовых слов, необходимых для синхронизации всего каскадного кода, достаточно высока. После цикловой синхронизации каскадного кода синхронизирующие последовательности удаляют с



кодовых слов. Тогда, при правильной синхронизации эти последовательности не влияют на способность каскадного кода обнаруживать и исправлять ошибки.

Кодовая синхронизация каскадного кода, в отличие от стартстопной синхронизации, не требует введения дополнительной избыточности при передаче, а использует избыточность помехоустойчивого кода. Это является важным преимуществом по сравнению со стартстопной синхронизацией.

**3. Являются ли коды Рида-Соломона асимптотически хорошими или асимптотически плохими кодами.**

*Теорема 3.3.24. Не существует такой бесконечной последовательности  $q$ -ичных примитивных БЧХ-кодов  $\mathcal{X}_N$  длины  $N$ , что пределы  $d(\mathcal{X}_N)/N$  и  $\text{rank}(\mathcal{X}_N)/N$  будут отделены от нуля.*

По теореме не существует асимптотически хорошей последовательности примитивных БЧХ-кодов (на самом деле не существует асимптотически хорошей последовательности БЧХ-кодов любого вида).

## Билет №14

### 1. Характеристики системы связи. Пропускная способность канала. Формула Шеннона-Хартли.

Основными техническими характеристиками систем связи являются верность приема и скорость передачи сообщений. Первая характеристика определяет качество приема, вторая – количество переданной информации.

Верность приема определяется помехоустойчивостью – способностью системы связи принимать сообщения при наличии помех в канале связи. Параметрами верности приема являются вероятность доведения сообщения или вероятность его правильного приема, вероятность стирания и вероятность трансформации сообщения. Верность приема в значительной мере определяется коэффициентом ошибок, который зависит от соотношения между мощностью сигнала и помехи.

Максимально возможная скорость передачи сообщений в канале связи при которой можно обеспечить сколь угодно малую вероятность ошибки, называется его пропускной способностью. Пропускная способность канала зависит от ширины полосы пропускания канала и отношения сигнал/шум и выражается формулой Шеннона:

$$C = F_{\text{л}} \log_2 \left( 1 + \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)$$

### 2. Анализ первой и второй теоремы кодирования Шеннона.

#### 1 – я теорема Шеннона.

Для канала связи без помех существует метод кодирования сообщения, при котором среднее число двоичных символов на один символ сообщения будет сколь угодно близко к энтропии источника сообщений, которая определяется формулой

$$H(X) = - \sum_{i=1}^m P_i \log_2 P_i ,$$

где  $P_i$  - вероятность  $i$  -го символа на выходе источника.

#### 2 - я теорема Шеннона.

Для канала связи с помехами существует метод кодирования сообщений, при котором сообщения будут переданы со сколь угодно малой вероятностью ошибки, если скорость передачи сообщения не превосходит пропускной способности канала связи.

При помехоустойчивом кодировании 2-я теорема Шеннона формулируется следующим образом:

Для канала связи с помехами существует метод помехоустойчивого кодирования сообщений, при котором вероятность ошибки может быть сделана сколь угодно малой при увеличении блочной длины кода при постоянной скорости кода, если скорость передачи сообщения не превосходит пропускной способности канала связи.

### 3. Рассчитать пропускную способность дискретного двоичного канала связи с независимыми ошибками при коэффициенте ошибок 0.1.

Формула для нахождения пропускной способности бинарного канала связи  
будет иметь вид

$$C = n[1 + p_n \log p_n + (1 - p_n) \log(1 - p_n)] \quad (3.5)$$

$$1 + 0.1 * (-3.3) + 0.9 * (-0.15) = 0.535n$$

## Билет №15

### 1. Введение в модуляцию сигналов. Основные виды модуляции сигналов.

Модуляция — это процесс преобразования одного или нескольких информационных параметров несущего сигнала в соответствии с мгновенными значениями информационного сигнала.

(или любое другое определение из интернета)

Амплитудная модуляция:

На вход модулирующего устройства передают модулирующий и опорный сигналы, в результате на выходе имеем смодулированный сигнал. Условием корректного преобразования считается удвоенное значение несущей частоты в сравнении с максимальным значением полосы модулирующего сигнала. Данный тип модуляции достаточно прост в исполнении, но отличается невысокой помехоустойчивостью.

Частотная модуляция:

В результате данного типа модуляции сигнал модулирует частоту опорного сигнала, а не мощность. Поэтому если величина сигнала увеличивается, то, соответственно, растет частота. Ввиду того, что полоса получаемого сигнала намного шире исходной величины сигнала.

Фазовая модуляция

В процессе данного типа модуляции модулирующий сигнал использует фазу опорного сигнала. При данном типе модулирования получаемый сигнал имеет достаточно широкий спектр, потому что фаза оборачивается на 180 градусов.

Импульсная модуляция

В качестве несущего сигнала могут использоваться незатухающие функции, шумы, последовательность импульсов и пр. Так, при импульсной модуляции в роли несущего сигнала используется последовательность узких импульсов, а в роли модулирующего сигнала выступает дискретный либо аналоговый сигнал. Так как последовательность импульсов характеризуется 4 характеристиками, то различают 4 типа модуляции:

- частотно-импульсная
- широтно-импульсная
- амплитудно-импульсная
- фазово-импульсная

### 2. Анализ помехоустойчивости различных видов модуляции сигналов.

Помехоустойчивость зависит от минимального Евклидова расстояния между сигналами в пространстве сигналов и характера помех, действующих в канале. Возможности разнесения сигналов в функциональном пространстве ограничены мощностью сигнала и полосой пропускания канала связи.

При частотной модуляции (ЧМ) значениям “0” и “1” информационной последовательности соответствуют определенные частоты непрерывного сигнала. “1” — соответствует сигнал с нижней частотой  $\omega_1$ , а “0” — сигнал с верхней частотой  $\omega_2$ . Частотную модуляцию целесообразно применять в телефонных каналах, поскольку помехи телефонного канала искажают в основном амплитуду, а не частоту сигнала. Частотная модуляция требует значительную полосу частот, поэтому этот вид модуляции в основном применяется в низкоскоростных модемах (до 2400 бит/с) для связи в каналах с небольшим уровнем помех.

При относительной фазовой модуляции (ОФМ) в зависимости от значения информационной посылки изменяется фаза сигнала. При этой модуляции исходная информационная последовательность вначале преобразуется в информационную последовательность относительной модуляции. При количестве фаз более восьми (число кодируемых символов более трех), помехоустойчивость ОФМ резко снижается.

При квадратурной амплитудной модуляции изменяются как фаза, так и амплитуда сигнала, что позволяет увеличить количество кодируемых бит и повысить помехоустойчивость. Это объясняется прежде всего более равномерным расположением сигналов в функциональном пространстве сигналов и соответственно большим минимальным Евклидовым расстоянием между сигналами.

### **3. Во сколько раз средняя вероятность ошибки на бит в дискретном канале с АМ больше, чем в канале с ЧМ.**

Вероятность ошибки на бит в дискретном канале с амплитудной модуляцией:

$$P_{ош} = 0,5e^{-\frac{h_i^2}{4}}$$

Вероятность ошибки на бит в дискретном канале с частотной модуляцией:

$$P_{ош} = 0,5e^{-\frac{h_i^2}{2}}$$

Ответ: в  $e^{\frac{h_i^2}{4}}$  раз.

Для достижения одинаковой помехоустойчивости ( $P_{АМ} = P_{ЧМ} = P_{ФМ}$ ) энергия сигналов  $E$  при ЧМ должна быть в 2 раза, а при ФМ – в 4 раза меньше чем при АМ, т.е. по пиковой мощности ЧМ обеспечивает двукратный, а ФМ четырехкратный энергетический выигрыш по сравнению с АМ. По средней мощности выигрыши ЧМ и ФМ уменьшаются в 2 раза за счет пассивной паузы при АМ.

## Билет №16

### 1.Оптимальный корреляционный прием. Достоинства и недостатки оптимального приемника.

Для описания работы приемника сигналов представим посылки сигнала  $s_0(t)$  и  $s_1(t)$ , передаваемые в двоичном канале в виде векторов  $s_0$  и  $s_1$  функционального пространства сигналов. Расстояние Евклида между векторами:

$$d(s_0, s_1) = \sqrt{\int_0^T (s_0(t) - s_1(t))^2 dt}$$

Из канала на вход приемника поступают искаженные помехой посылки сигнала или вектора  $x_0$  и  $x_1$  функционального пространства.

$$x_i = s_i + e_i, i = 0, 1, \dots$$

где  $e_i$  – вектор помехи.

При оптимальном приеме, принимается решение о передаче сигнала  $s_0$ , если расстояние от принятого сигнала  $x_i$  до сигнала  $s_0$  не более расстояния от  $x_i$  до  $s_1$ . В противном случае принимается решение о приеме сигнала  $s_1$ . Математически алгоритм оптимального приема запишется:

$$x_i = \begin{cases} s_0, & \text{если } d(x_i, s_0) < d(x_i, s_1) \\ s_1, & \text{если } d(x_i, s_0) \geq d(x_i, s_1), \end{cases}$$

Алгоритм оптимального корреляционного приема:

$$x_i = \begin{cases} s_0, & \text{если } \int_0^T s_0(t)x_i(t)dt > \int_0^T s_1(t)x_i(t)dt \\ s_1, & \text{если } \int_0^T s_0(t)x_i(t)dt \leq \int_0^T s_1(t)x_i(t)dt \end{cases}$$

$d$  – расстояние Евклида.

### 2.Относительная модуляция.Автокорреляционный приемник. Схема демодулятора однократной ОФМ.

В современных модемах чаще используется частотная модуляция, относительная фазовая (фазоразностная) модуляция и амплитудно-фазовая или ее частный случай квадратурная амплитудная модуляция (КАМ).

Выбор того или иного метода модуляции определяется требованиями к помехоустойчивости связи, которую обеспечивает этот вид модуляции. Помехоустойчивость зависит от минимального Евклидова расстояния между сигналами в пространстве сигналов и характера помех, действующих в канале.

Рассмотрим алгоритм однократной ОФМ. При однократной ОФМ сигнальное пространство состоит из двух противоположных сигналов:

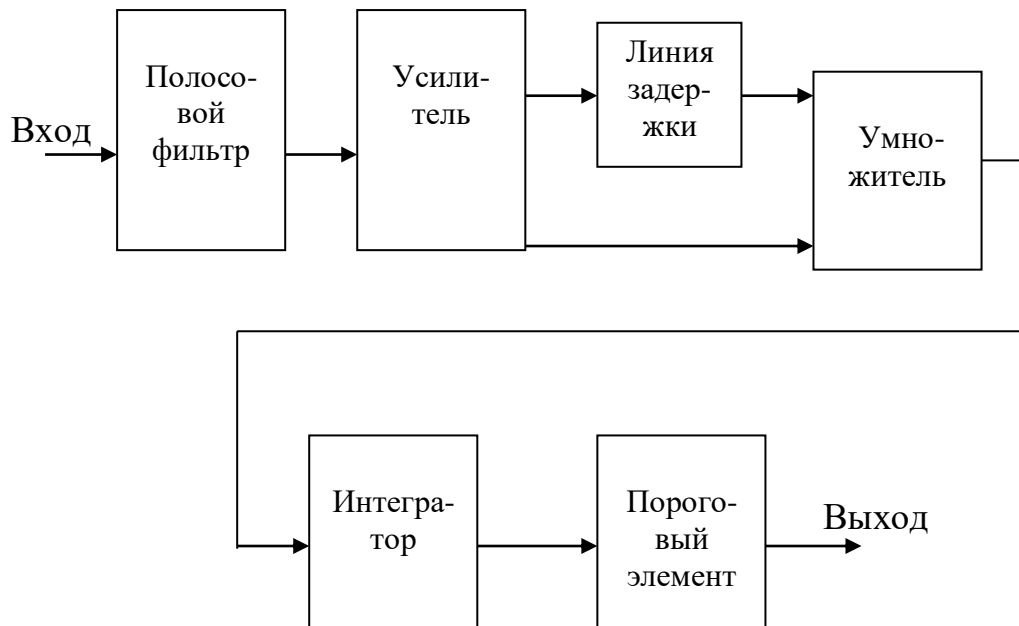
$$x_0 = a \sin(\omega t), \quad x_1 = -a \sin(\omega t),$$

Алгоритм автокорреляционного приема сигналов двоичной ОФМ запишется

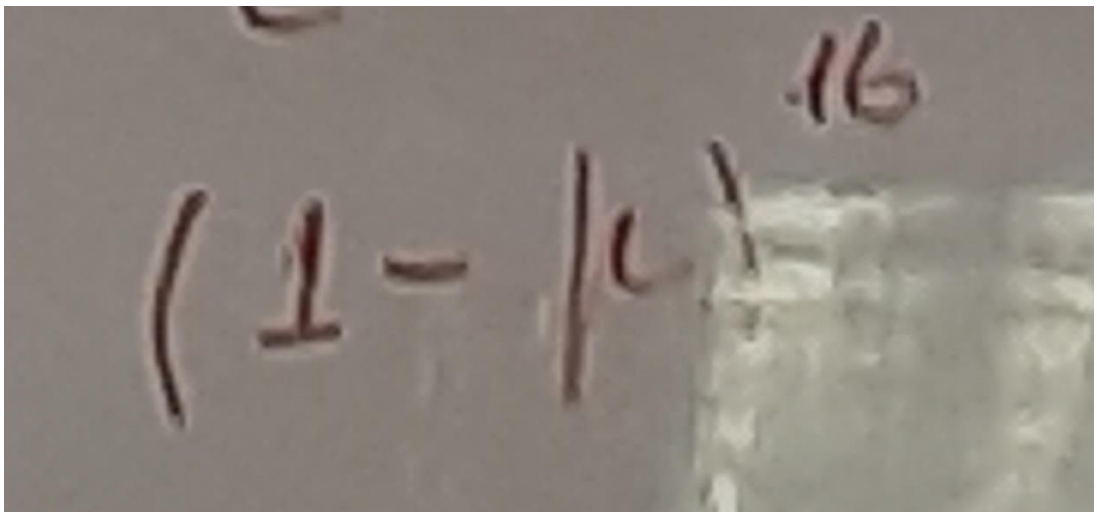
$$\begin{cases} 0, & \text{если } \int_0^T x_j(t-T)x_i(t)dt > 0 \end{cases}$$

$$1, \text{ если } \int_0^T x_j(t-T)x_i(t)dt \leq 0$$

Структурная схема автокорреляционного приемника сигналов однократной ОФМ:



**3. Рассчитать вероятность правильного приема сообщения длины 16 бит, при условии его передачи в канале с независимыми ошибками с коэффициентом ошибок 0.01.**



Итого  $0.99^{16} = 0,85145777109487563964501441198401$  , т.е. примерно 85%

## **Билет №17**

### **1.Методы обеспечения инвариантности изображений. Разностные методы представления зрительных образов.**

Для решения задачи инвариантов используются различные подходы. В ряде работ рассматриваются RTS–инварианты (rotation-translation-scaling) для двумерных (2D) изображений. В литературе описаны биспектральные методы построения инвариантов. Предложено преобразование Фурье функции трехмерного изображения, основанное на разложении в ряд сферических функций и инвариантное к действию вращения, переносов и масштабирования. Частотное представление образа не зависит от вращений и переносов, а масштаб задается коэффициентами частотных компонентов. Для формирования инвариантов используются также методы теории моментов. В некоторых работах были предложены инвариантные моменты для бинарных и полутоновых изображений. Теоретическая и экспериментальная проверка инвариантности была выполнена в ряде работ. Однако, построение таких инвариантов требует большого объема вычислений и не всегда удобно для практических применений.

Одни и те же зрительные образы могут быть по-разному расположены в пространстве и иметь различный масштаб. Вращение, перенос и масштабирование образов являются аффинными преобразованиями. Распознавание образов будет инвариантным к аффинным преобразованиям, если определяется один и тот же образ независимо от его положения в пространстве и масштаба.

Инвариантность аффинных преобразований обеспечивается за счет разностных схем представления изображений в декартовой или в полярной системе координат. Инвариантность при искажениях или стираниях пикселей достигается за счет представления зрительных образов в виде помехоустойчивых кодов, например стохастических кодов, при декодировании которых выполняется распознавание образов. При декодировании корректируются ошибки и стирания символов образов, что обеспечивает высокую вероятность правильного распознавания образов и малую вероятность необнаруженной ошибки. Для упрощения декодирования сложные образы разлагаются на простые образы, число которых существенно меньше и для декодирования которых можно использовать переборные алгоритмы и нейронные сети. После декодирования простых образов конструируются сложные образы, которые являются распознаваемыми образами. Такой подход требует существенно меньших вычислений и удобен для практических приложений.

На практике изображения зашумлены и могут существенно отличаться от эталонного изображения, которое используется для распознавания образа. Однако, даже сильно зашумленные изображения могут приводить к меньшей ошибке распознавания, чем аффинные преобразования.

Разностные схемы представления образов представляют собой разности характеристик пикселей в декартовой или полярной системе координат и не зависят от аффинных преобразований.

### **2.Анализ методов разложения сложных образов на простые образы.**



Изображение может состоять из некоторого числа более простых изображений. Простые образы невозможно сформировать из других образов, а сложные образы строятся на основе простых образов или других сложных образов.

Пусть множество образов, составляющих изображение

$$\Omega = B_1 B_2 \dots B_M.$$

Для распознавания изображения  $\Omega$  распознают более простые образы

$$B_1 B_2 \dots B_M,$$

сопоставив каждому образу его код

$$B_i \rightarrow N_i, \quad i = 1..M.$$

а затем по множеству кодов составляющих образов  $N_1 N_2 \dots N_M$  определяют код сложного образа  $N$  и тем самым распознают изображение

$$N_1 N_2 \dots N_M \rightarrow N \rightarrow \Omega.$$

Двоичные последовательности  $B = b_1 b_2 \dots b_m$ , соответствующие разным образам, отличаются между собой в достаточно большом числе символов, что позволяет распознавать образы при ошибках и стираниях символов. С некоторым приближением двоичные последовательности  $B = b_1 b_2 \dots b_m$  можно считать стохастическими кодами, символы которых генерируются по случайному закону. Стохастические коды являются помехоустойчивыми кодами с высокой корректирующей способностью и большой сложностью декодирования. Однако, при небольшом числе кодовых слов можно применять переборное декодирование стохастических кодов, даже при очень большой длине кодовых слов.

Пусть образы представляются двоичным стохастическим кодом

$$B = b_1 b_2 \dots b_n, \quad b_i \in GF(2), \quad b_i = random(1), \quad i = 1..n,$$

где  $n$  – блоковая длина кода, а  $random(1)$  – случайная величина, независимо принимающая значения 0 или 1 с вероятностью 0,5.

Будем считать, что мощность кода ограничена некоторым не слишком большим числом  $M$ . При небольшой скорости стохастического кода и достаточно большой его длине минимальное кодовое расстояние Хемминга оценивается

$$d = \frac{n}{2},$$

тогда кратность корректируемых кодом ошибок

$$t = \frac{d-1}{2},$$

а кратность  $s$  обнаруживаемых кодом ошибок

$$t < s \leq \frac{n}{2} - 2t. \quad (5)$$

Коррекция ошибок и стираний позволяет с высокой вероятностью распознавать образ, даже при его искажении или неполном описании. Декодирование со стиранием уменьшает вероятность ошибочного образа.

Пусть эталонные слова кода

$$E = E_1 E_2 \dots E_M,$$

где

$$E_i = e_{1i} e_{2i} \dots e_{ni}, \quad e_{ji} \in GF(2), \quad i = 1..M, \quad j = 1..n.$$

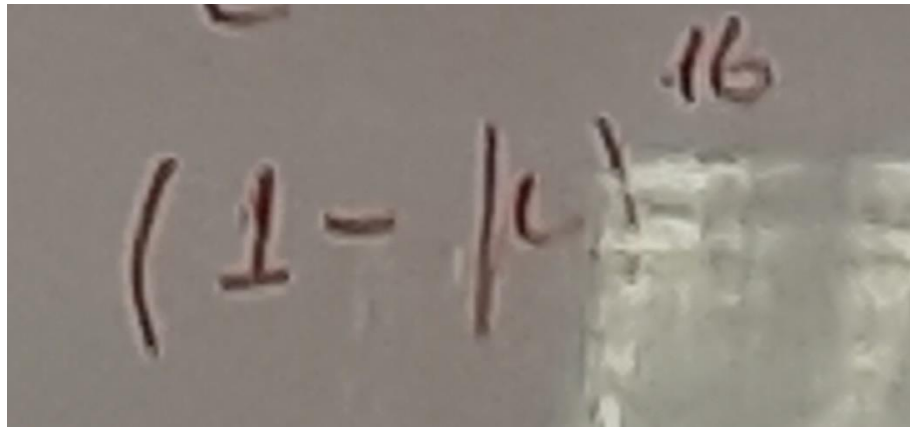
Декодирование будет заключаться в сравнении принятого кодового слова со всеми эталонными словами кода и выборе того слова, для которого расстояние Хемминга будет минимальным

$$B := E_i \rightarrow \min_j (b_j \oplus e_{ji}), \quad i = 1..M. \quad (6)$$

Для стирания образов можно определить пороговое значение

$$S = \frac{n}{2} - 2t.$$

**3. Рассчитать вероятность правильного приема кода длины 16 бит с коррекцией 1 ошибки, при условии его передачи в канале с независимыми ошибками с коэффициентом ошибок 0.01.**



## Билет №18

### 1. Матричное задание помехоустойчивых кодов. Порождающая и проверочная матрица кода.

Помехоустойчивые коды можно задавать с помощью матриц и полиномов. Матричное описание помехоустойчивых линейных кодов оперирует векторами и матрицами, определенными над полями Галуа. При матричном описании используются порождающая или проверочная матрицы кода. В линейном пространстве векторов над полем Галуа  $GF(q^m)$  размерности  $n$  выберем  $k$  ( $k < n$ ) линейно независимых векторов. Все линейные комбинации этих векторов будут, по определению, словами помехоустойчивого кода. Матрица размера  $k \times n$ , строки которой составляют эти  $k$  линейно независимых векторов является порождающей матрицей кода. Матричное описание дает наиболее общее определение линейного помехоустойчивого кода. Кодирование кода задается выражением

$$\bar{R} = \bar{A} \times \|G\|, \quad (3.1)$$

где  $\bar{A} = a_0 a_1 a_2 \dots a_{k-1}$  – вектор исходной информации длины  $k$  символов,

$\bar{R} = r_0 r_1 r_2 \dots r_{n-1}$  – вектор кода длины  $n$  символов,

$$\|G\| = \begin{bmatrix} g_{00} g_{01} \dots & g_{0n-1} \\ g_{10} g_{11} \dots & g_{1n-1} \\ \vdots & \vdots \\ g_{k-10} g_{k-11} \dots & g_{k-1n-1} \end{bmatrix}$$

– порождающая матрица кода размера  $k \times n$ ,

символы  $a_i, r_i, g_{ij}$  – элементы поля Галуа  $GF(q^m)$ ,  $i = 0 \dots k-1, j = 0 \dots n-1$ .

Матрица  $\|H\|$  размера  $(n-k) \times n$ , строки которой составляют остальные  $n-k$  линейно независимых векторов в пространстве размерности  $n$  является проверочной матрицей кода. Для кода справедливо равенство

$$\bar{R} \times \|H\|^T = 0$$

Два кода эквивалентны, если их порождающие и проверочные матрицы комбинаторно эквивалентны. Две матрицы называют комбинаторно эквивалентными, если одна может быть преобразована в другую с помощью эквивалентных преобразований перестановки столбцов и суммирования. таким образом можно получать матрицы систематического кода. Поэтому любой код эквивалентен систематическому коду.

### 2. Связь порождающей и проверочной матриц кода.

Любое кодовое слово  $V$  линейного блочного кода  $(n, k)$  можно получить умножением вектора  $U$ , представляющего информационное слово, на порождающую матрицу  $G$  размерности  $k \times n$ :  $V = U G$ .

Принятое слово можно проверить на отсутствие ошибок умножением его на транспонированную проверочную матрицу  $H^T$ . Если слово принято без ошибок, результат умножения нулевой:  $V H^T = 0$ .

Проверочная матрица (parity-check matrix) связана с порождающей матрицей соотношением  $G H^T = 0$ .

Порождающая матрица выбирается неоднозначно. Для упрощения кодирования и декодирования удобно использовать порождающую матрицу, составленную из двух матриц: единичной матрицы размерности  $k \times k$  и дописываемой справа матрицы-дополнения, или контрольной подматрицы, размерности  $k \times (n-k)$ . Такая матрица порождает систематический код: первые  $k$  символов слова совпадают с исходным информационным словом, а остальные символы являются проверочными.

### **3. Определить минимальное кодовое расстояние кода, если любые 4 столбца проверочной матрицы линейно независимы.**

**Теорема.** Минимальное расстояние линейного  $(n, k)$ -кода равно  $d$  в том и только в том случае, когда любые  $d-1$  столбцов линейно независимы и существует набор из  $d$  линейно зависимых столбцов.

То есть  $4+1 = 5$

## Билет №19

### 1.Порождающий и проверочный полином кода. Циклические коды.

Помимо матричного возможно полиномиальное описание кодов. Полиномиальное описание позволяет строить многие важные коды, в частности циклические коды, и их подклассы – коды БЧХ и Рида-Соломона. При полиномиальном описании исходная информация записывается в виде информационного полинома от формальной переменной  $x$ , коэффициентами которого являются символы исходной информации, рассматриваемые как элементы поля Галуа  $GF(q^m)$

$$a(x) = a_{k-1}x^{k-1} + \dots + a_1x + a_0x^0, \quad a_i \in GF(q^m), \quad i = 0 \dots k-1$$

Полиномиальный код  $(n, k)$  определяется как множество всех многочленов степени  $n-1$  или меньше, кратных некоторому многочлену  $g(x)$ . Многочлен  $g(x)$  называется образующим или порождающим многочленом кода. Степень  $g(x)$  равна  $n-k$

$$g(x) = g_{n-k}x^{n-k} + \dots + g_1x + g_0x^0.$$

Кодирование систематического кода заключается в следующем. Умножаем информационный многочлен  $a(x)$  на  $x^{n-k}$  и находим остаток от деления полученного многочлена на образующий многочлен  $g(x)$

$$a(x)x^{n-k} = q(x)g(x) + r(x),$$

где  $r(x) = a(x)x^{n-k} \bmod g(x)$ .

Тогда многочлен

$$c(x) = a(x)x^{n-k} - r(x)$$

будет делиться на  $g(x)$  без остатка и, следовательно, будет кодовым словом. Коэффициенты многочлена  $r(x)$  будут проверочными символами кода. Степень многочлена  $r(x)$  меньше степени многочлена  $g(x)$ , т. е. не превышает  $n-k-1$ . При декодировании многочлен синдрома кода вычисляется как остаток от деления кодового слова на образующий многочлен кода.

При соответствующем выборе образующего многочлена  $g(x)$  полиномиальные коды обладают свойством цикличности. Для циклического кода циклическая перестановка символов кода вновь приводит к коду. Условием цикличности кода является то, что многочлен  $x^n-1$  делится без остатка на образующий многочлен кода  $g(x)$ .

### 2.Связь порождающего и проверочного полинома кода.

Проверочный полином  $h(x)$  рассчитывается путем деления полинома  $(x^n-1)$  на порождающий полином  $g(x)$  и может быть представлен в следующем виде:

$$h(x) = \sum_{i=0}^m h_i x^i. \quad (1.4)$$

**3.Закодировать код Хемминга(7,4) с порождающим многочленом  $x^3+x+1$  и исходной информацией 1001 .**

$$(X^3 + 1) * (x^3 + x + 1) = x^6 + x^3 + x^4 + x + x^3 + 1 = x^6 + x^4 + x + 1 = 1010011$$

## Билет №20

### 1. Табличное декодирование кодов. Схема декодера Меггита.

Также как и при кодировании, для упрощения и повышения быстродействия при декодировании кода, используют табличную обработку информации. Декодирование кода является значительно более сложной процедурой, чем кодирование. Поэтому, применение для декодирования кода табличных методов является даже более актуальным, чем для его кодирования. Линейные табличные преобразования могут применяться как при кодировании, так и при вычислении синдрома кода в алгоритме декодирования. Табличные вычисления могут использоваться также в алгоритме декодирования при определении вектора ошибок по синдрому кода. В последнем случае применяют нелинейные табличные преобразования.

Табличное декодирование линейного двоичного кода выполняют по известной схеме декодера Меггита. Декодирование состоит из следующих этапов:

- вычисление синдрома;
- определение комбинации ошибок по синдрому;
- коррекция ошибок в коде

Первые два этапа используют табличную обработку информации. Для повышения быстродействия информацию в схеме декодера Меггита обрабатывают в последовательно-параллельном коде. Информацию делят на группы символов помехоустойчивого кода по  $m$  ( $m > 1$ ) символов в каждой группе. Операции с группами символов, т. е. их табличные преобразования выполняют в параллельном коде.

Декодирующее устройство циклического кода содержит сумматоры по модулю два, блок вычисления проверочных частей помехоустойчивого кода, регистр сдвига, регистр синдрома, дешифратор и блок коррекции ошибок.

Элементы памяти в регистре сдвига собраны в группы элементов памяти по  $m$  элементов памяти в каждой группе. Всего регистр сдвига состоит из  $k$  элементов памяти, собранных в  $s = k/m$  групп элементов памяти, где  $k$  – информационная длина помехоустойчивого кода.

Исходная последовательность, состоящая из  $n$  символов помехоустойчивого кода, поступает в последовательно-параллельном коде группами по  $m$  символов в каждой группе на вход декодирующего устройства. Символы этой последовательности записывают в группы элементов памяти регистра сдвига.

### 2. Анализ преимуществ и недостатков декодера Меггита.

С точки зрения быстродействия, декодирование по схеме Меггита существенно превосходит другие методы декодирования, например, перестановочное декодирование Касами-Рудольфа или мажоритарное декодирование циклических кодов. Основные трудности, возникающие при использовании схемы декодера Меггита, заключаются в неприемлемо большой размерности таблиц, что обычно является существенным препятствием для практического использования этой схемы. Поэтому, основные усилия будут направлены на уменьшение размерности аргументов в схеме декодера Меггита.

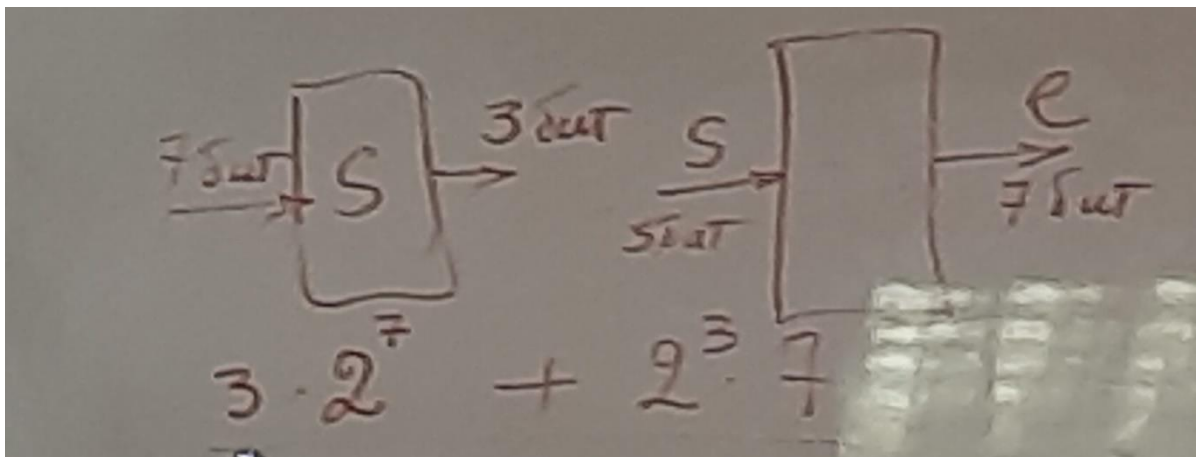
Сложность дешифратора возрастает экспоненциально от разрядности синдрома, что может создать трудности при реализации дешифратора. При большой разрядности

синдрома ( $>20$ ) синдром ошибок кода можно дешифровать по частям. При этом объем используемой памяти сокращается, но возрастает число обращений к памяти. Такой способ дешифрации синдрома удобно использовать для кодов с неплотной упаковкой. Для таких кодов число всевозможных синдромов существенно превышает число исправляемых комбинаций ошибок и каждой части синдрома соответствует небольшое число комбинаций ошибок, которые нетрудно перечислить в таблице. Важным при этом является равномерное псевдослучайное распределение ошибок по частям синдрома. Такую схему дешифрации можно применить для многих не слишком длинных двоичных кодов ( $n \leq 128$ )

Алгоритм Меггита дает значительное упрощение декомбинатора синдрома, и с увеличением длины кода выигрыш увеличивается. Это является существенным достоинством алгоритма Меггита, что повлекло за собой его широкое практическое применение.

Исправление ошибки происходит с  $(n+1)$ -го по  $(2n)$ -й такты работы декодирующего устройства. Поэтому недостатком алгоритма Меггита является то, что появляется задержка на тактовы, необходимая для сдвига вектора ошибки в сторону старшего разряда. В то же время следует отметить, что сложность декодера Меггита, определяемая сложностью селектора ошибок, все еще велика (хотя и существенно ниже декодера, реализующего традиционный подход к синдромному декодированию). Это обусловило поиск иных алгоритмов декодирования циклических кодов. В частности, получили развитие алгебраические алгоритмы декодирования БЧХ-кодов (алгоритм Берлекэмна с процедурой Чена, алгоритм Питерсона и др.).

### 3. Оценить объем таблиц для декодера Меггита кода Хемминга(7,4).



Сперва определяем синдром (левая операция), затем определяем комбинации ошибок по синдрому (правая операция). Всё это делается в таблицах. То есть количество одних и других операций складывается.



## Билет №21

### 1.Перестановочное декодирование циклических кодов.

Перестановочное декодирование циклического кода заключается в том, что оценивается вес синдрома помехоустойчивого кода  $w$ . Если вес  $w < d_{min}/2$ , то все ошибки расположены на позициях проверочных символов и информационная часть кода принята без ошибок. В противном случае путем циклических сдвигов кодового слова ошибки пытаются передвинуть на позиции проверочных символов. Если это удастся, вес синдрома будет  $w < d_{min}/2$  и синдром совпадает с вектором ошибок, что позволяет восстановить информацию.

Вычисление синдрома при циклических сдвигах кода осуществляется следующим образом.

Для циклического кода циклический сдвиг переводит кодовое слово помехоустойчивого кода в кодовое слово этого же кода. Циклический сдвиг кода записывается

$$cI(x) = c(x)x \bmod (x^n - 1)$$

и синдром от циклического сдвига кода будет равен

$$\begin{aligned} sI(x) &= cI(x) \bmod g(x) = c(x)x \bmod (x^n - 1) \bmod g(x) = \\ &= ((c(x) \bmod g(x))x) \bmod g(x) = s(x)x \bmod g(x) \end{aligned}$$

Синдром кодового слова циклически сдвинутого в сторону старших разрядов равен сдвинутому в ту же сторону синдрому, приведенному по модулю порождающего многочлена.

### 2.Анализ преимуществ и недостатков перестановочного декодера.

При определенных соотношениях между длинами информационной и проверочной частей кодового слова, количеством исправляемых ошибок, всегда можно сдвинуть исправимую комбинацию ошибок на позиции проверочных символов. Например, одиночную ошибку всегда можно переместить циклическими сдвигами на место проверочных символов. Двойную ошибку можно всегда переместить на место проверочных символов, если число информационных символов в коде  $k < (n-1)/2$ .

Тройная ошибка перемещается на место проверочных символов, если  $k < (n-2)/3$  и т. д.

В остальных случаях часть ошибок, например, не менее  $t_1$  ошибок будет оставаться при всех сдвигах на информационных позициях, а  $t_2$  ошибок можно сдвинуть на место проверочных символов ( $t_1 + t_2 < d_{min}/2$ ). Тогда синдром кода будет отличаться от синдрома ошибок, расположенных на информационных местах не более чем в  $t_2$  позициях. Это позволяет путем перебора всех комбинаций определить позиции ошибок.

### 3.Возможно ли декодирование пакетов ошибок перестановочным декодером.

Да. Такой декодер переставляет ошибки на места проверочных символов, и если количество проверочных символов больше или равно количеству ошибок, то он их обнаружит.

## Билет №22

### 1.Мажоритарное декодирование двоичных кодов.

Для линейных кодов, рассчитанных на исправление многократных ошибок, часто более простыми оказываются декодирующие устройства, построенные по мажоритарному принципу. Это метод декодирования называют также принципом голосования или способом декодирования по большинству проверок. В настоящее время известно значительное число кодов, допускающих мажоритарную схему декодирования, а также сформулированы некоторые подходы при конструировании таких кодов.

Этот метод основан на возможности составления *системы проверок* для каждого символа принятого сообщения.

Каждая  $i$ -я строка проверочной матрицы **H** задаёт одно соотношение, связывающее между собой символы кодового слова  $(a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_n)$ :

$$h_{i0} a_0 + h_{i1} a_1 + \dots + h_{i, n-k} a_{n-k} = 0, \quad i = 1, 2, 3, \dots, n - k.$$

Набор этих соотношений называется контрольными проверками, на основе которых формируется *система разделённых проверок*, удовлетворяющих следующим требованиям:

- проверяемый символ  $a_i$  входит в каждую контрольную проверку;
- любой другой символ  $a_j$  ( $j \neq i$ ) входит лишь в одну из проверок.

Благодаря этому в системе разделённых проверок каждая ошибка в проверяемом символе  $a_i$  искажает все проверки, а ошибка в символе  $a_j$  ( $j \neq i$ ) искажает только одну проверку, что позволяет принимать решение о значении символа  $a_i$  по большинству проверок. Очевидно, что для исправления  $t$  ошибочных символов, необходимо иметь  $(2t + 1)$  проверочных соотношений.

В группе циклических кодов можно найти подгруппу, позволяющую построить систему разделённых проверок. Причём для циклических кодов достаточно задать систему проверок одного из символов кодового слова. Эта же система проверок используется для исправления остальных символов после соответствующей циклической перестановки принятого кодового слова.

### 2.Анализ преимуществ и недостатков мажоритарного декодера.

Достоинства мажоритарного декодирования: простота реализации, высокая скорость декодирования.

Недостатки: такие декодеры могут декодировать малый класс кодов.

### 3.Для кода с тройным повторением используется мажоритарный декодер. Сколько ошибок исправляет такой декодер.

Одну. Это буквально тройное повторение кода и выбор варианта, где больше совпало.

То есть, есть 3 строки:

10101010

10001010

10101010

Он посчитает, что во 2 строке на 3 месте ошибка и выдаст правильный вариант 10101010

Если исказилось в двух и более строчках, уже не поможет (для тройного кода).

## Билет №23

### 1. Методы цифровой тактовой синхронизации кодовых посылок. Работа устройства векторной тактовой синхронизации.

Устройство тактовой синхронизации (КУ) определяет границы неискаженных кодовых посылок. Известны различные типы КУ:

1. Резонансное КУ
2. КУ с авторегулированием
3. Векторное КУ
4. Гистограммное КУ
5. Корреляционное КУ

В векторном КУ каждому фронту посылки (переходу отсчетов из “0” в “1” и обратно) сопоставляется единичный вектор на декартовой плоскости с углом поворота, равным фазе рассматриваемого фронта.

На вход КУ поступают отсчеты сигнала  $c_i$   $i = 0, 1, 2, \dots$ ,  $c_i = 0, 1$  с частотой  $m$  значений в течение длительности одной посылки. Пусть

$c_{i+1} = c_i \oplus 1$ , т.е. при  $i+1$  отсчете произошло изменение уровня сигнала. Тогда фаза фронта запишется в виде

$$\alpha_i = \frac{2\pi}{m}(i \bmod m)$$

и прямоугольные координаты единичного вектора будут равны

$$x_i = \cos(\alpha_i), \quad y_i = \sin(\alpha_i)$$

Прямоугольные координаты суммарного вектора, угол поворота которого является оценкой фазы неискаженных посылок вычисляется по формулам

$$x = \sum_i x_i \quad y = \sum_i y_i$$

и фаза суммарного вектора будет равна

$$\varphi = \arctg \frac{y}{x}$$

### 2. Анализ различных видов краевых искажений кодовых посылок.

Краевыми искажениями называются сдвиги границ принятых посылок относительно границ неискаженных посылок. Также посылки могут иметь кратковременные изменения уровня - дробления.

Различают несколько видов краевых искажений: преобладания, случайные и характеристические. Преобладания выражаются в том, что посылки одного знака удлиняются, а другого соответственно укорачиваются. Случайные краевые искажения обусловлены действием в канале помех и носят соответственно случайный характер. Характеристические искажения определяются переходными процессами при смене полярности посылок и зависят от передаваемой информации.

Краевые искажения типа преобладаний и характеристические путем выбора соответствующего алгоритма работы демодулятора и его регулировки могут быть

сведены к минимуму.

**3. На сколько изменится пропускная способность канала связи при уменьшении полосы пропускания канала вдвое и одновременном увеличении отношения сигнал-шум в четыре раза.**

Пропускная способность канала зависит от ширины полосы пропускания канала и отношения сигнал/шум (Чем больше это отношение, тем меньше шум влияет на характеристики системы.) и выражается формулой Шеннона:

$$C = F_{\text{л}} \log_2 \left( 1 + \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)$$

$$C = 1 * \log(1+2) = 1.585$$

$$C = 0.5 * \log(1+8) = 1.585$$

**Не изменится?**

## **Билет №24**

- 1.Методы цифровой тактовой синхронизации кодовых посылок. Работа устройства векторной тактовой синхронизации.**
- 2.Анализ различных видов краевых искажений кодовых посылок.**
- 3.На сколько изменится пропускная способность канала связи при уменьшении полосы пропускания канала вдвое и одновременном увеличении отношения сигнал-шум в четыре раза.**

## **Билет №25**

- 1.Методы цифровой тактовой синхронизации кодовых посылок. Работа устройства векторной тактовой синхронизации.**
- 2.Анализ различных видов краевых искажений кодовых посылок.**
- 3.На сколько изменится пропускная способность канала связи при уменьшении полосы пропускания канала вдвое и одновременном увеличении отношения сигнал-шум в четыре раза.**

## **Билет №26**

- 1.Методы цифровой тактовой синхронизации кодовых посылок. Работа устройства векторной тактовой синхронизации.**
- 2.Анализ различных видов краевых искажений кодовых посылок.**
- 3.На сколько изменится пропускная способность канала связи при уменьшении полосы пропускания канала вдвое и одновременном увеличении отношения сигнал-шум в четыре раза.**



### **Билет №27**

- 1.Методы цифровой тактовой синхронизации кодовых посылок. Работа устройства векторной тактовой синхронизации.**
- 2.Анализ различных видов краевых искажений кодовых посылок.**
- 3.На сколько изменится пропускная способность канала связи при уменьшении полосы пропускания канала вдвое и одновременном увеличении отношения сигнал-шум в четыре раза.**

## **Билет №28**

- 1.Методы цифровой тактовой синхронизации кодовых посылок. Работа устройства векторной тактовой синхронизации.**
- 2.Анализ различных видов краевых искажений кодовых посылок.**
- 3.На сколько изменится пропускная способность канала связи при уменьшении полосы пропускания канала вдвое и одновременном увеличении отношения сигнал-шум в четыре раза.**

## **Билет №29**

- 1.Методы цифровой тактовой синхронизации кодовых посылок. Работа устройства векторной тактовой синхронизации.**
- 2.Анализ различных видов краевых искажений кодовых посылок.**
- 3.На сколько изменится пропускная способность канала связи при уменьшении полосы пропускания канала вдвое и одновременном увеличении отношения сигнал-шум в четыре раза.**

### **Билет №30**

- 1.Методы цифровой тактовой синхронизации кодовых посылок. Работа устройства векторной тактовой синхронизации.**
- 2.Анализ различных видов краевых искажений кодовых посылок.**
- 3.На сколько изменится пропускная способность канала связи при уменьшении полосы пропускания канала вдвое и одновременном увеличении отношения сигнал-шум в четыре раза.**

### **Билет №31**

- 1.Методы цифровой тактовой синхронизации кодовых посылок. Работа устройства векторной тактовой синхронизации.**
- 2.Анализ различных видов краевых искажений кодовых посылок.**
- 3.На сколько изменится пропускная способность канала связи при уменьшении полосы пропускания канала вдвое и одновременном увеличении отношения сигнал-шум в четыре раза.**

## **Билет №32**

- 1.Методы цифровой тактовой синхронизации кодовых посылок. Работа устройства векторной тактовой синхронизации.**
- 2.Анализ различных видов краевых искажений кодовых посылок.**
- 3.На сколько изменится пропускная способность канала связи при уменьшении полосы пропускания канала вдвое и одновременном увеличении отношения сигнал-шум в четыре раза.**

### **Билет №33**

- 1.Методы цифровой тактовой синхронизации кодовых посылок. Работа устройства векторной тактовой синхронизации.**
- 2.Анализ различных видов краевых искажений кодовых посылок.**
- 3.На сколько изменится пропускная способность канала связи при уменьшении полосы пропускания канала вдвое и одновременном увеличении отношения сигнал-шум в четыре раза.**

### **Билет №34**

- 1.Методы цифровой тактовой синхронизации кодовых посылок. Работа устройства векторной тактовой синхронизации.**
- 2.Анализ различных видов краевых искажений кодовых посылок.**
- 3.На сколько изменится пропускная способность канала связи при уменьшении полосы пропускания канала вдвое и одновременном увеличении отношения сигнал-шум в четыре раза.**