МИНИСТЕРСТВО ПО РАЗВИТИЮ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И КОММУНИКАЦИЙ РЕСПУБЛИКИ УЗБЕКИСТАН

ТОШКЕНТСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

Кафедра «Электроники и радиотехники»

конспект лекций по дицислине

“ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ”

ТАШКЕНТ 2016

ВВЕДЕНИЕ В ПРЕДМЕТ «ОСНОВЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СВЯЗИ».

Целью данного учебного курса является углубленное освоение студентами основных характеристик сигналов, применяемых в системах связи.

Курс включает в себя:

- Лекции – 36 часов;
- Лабораторные работы – 36 часа;
- Самостоятельные работы – 70 часов;
- Итого – 142 час.

Задачами учебного курса являются:

1. Подготовка студента к решению типовых задач, связанных с проектной, научно-исследовательской и производственной деятельностью в области создания и эксплуатации систем передачи информации;
2. Ознакомление студента с методикой расчета характеристик типовых сигналов и электрических моделей каналов связи;
3. Привитие навыков работы с основными компьютерными программами.

Студент в результате освоения учебного пособия должен:

- *знать* основные определения и характеристики сигналов и помех;
- *уметь* применять математические модели сигналов и соответствующие методы расчетов для анализа и оптимизации характеристик сигналов и систем связи, использовать современные компьютерные программы для расчетов и проектирования;
- *получить навыки* экспериментальных исследований сигналов.

Лекция-1

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ О СИСТЕМАХ СВЯЗИ.

1. Информация, сообщения и сигнал, их разновидности.
2. Основные этапы развития систем электрической связи.
3. Обобщенная структурная схема систем электросвязи.
4. Система, канал и линия связи.
5. Многоканальная система связи.
6. Основные технические характеристики сигналов и каналов связи.

Электросвязь – способ связи, при котором сообщения передаются при помощи электрических сигналов.

Радиосвязь– способ связи, при котором сообщения передаются при помощи радиосигналов.

Под ***информацией*** понимают совокупность сведений о состоянии той или иной системы, о каких-либо событиях, явлениях и т. д. Для передачи информации используется какой-либо язык. Язык характеризуется совокупностью символов, знаков и правил.

Совокупность физических элементов (знаков, символов) содержащих информацию называют ***сообщением***.

Сообщения передают:

- с помощью физического носителя (письмо, диск, флеш-память и пр.);

- с помощью физических процессов (свет, звук, электрические сигналы, электромагнитные волны).

В ОЭС мы будем изучать процессы передачи информации с помощью электрических сигналов и электромагнитных волн.

Для передачи информации необходимо выполнить следующие действия:

1) преобразовать сообщение в электрический сигнал;

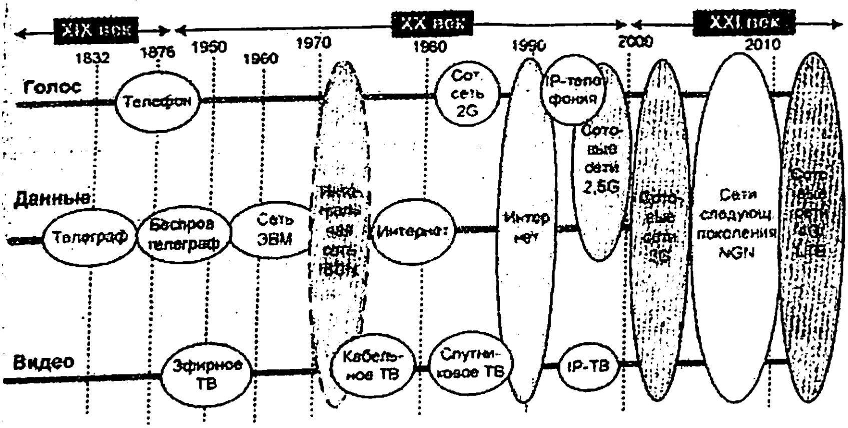
2) передать электрический сигнал по среде передачи;

3) преобразовать электрический сигнал в сообщение.

Под ***системами передачи информации*** (СПИ) будем понимать совокупность технических средств, предназначенных для передачи информации и характеризуемых определённым способом преобразований сообщения в электрический сигнал на передающей стороне и преобразованием электрического сигнала в сообщение на приёмной стороне.

Каналом связи называется совокупность технических средств, предназначенных для передачи электрического сигнала (отображающего сообщение).

Этапы развития систем электросвязи



Полезные сообщения $S(t)$ такие, как, например, речь, данные, видеоизображения и пр. отображаются однозначным образом в множество электрических сигналов $\{uS(t)\}$ на передающей стороне (при помощи акустоэлектрических и светоэлектрических преобразователей). На приёмной стороне множеству полученных электрических сигналов $u^*S(t)$ сопоставляют возможные сообщения $S^*(t)$ и, тем самым, восстанавливают сообщение, передаваемое от одного абонента к другому.

Сложность передачи сообщений заключатся в том, что передаваемый $uS(t)$ и принимаемый $u^*S(t)$ электрические сигналы отличаются друг от друга из-за того, что кроме полезного сигнала в канале связи действуют мешающие колебания - шум $n(t)$, помехи от других источников сигналов, от других технических средств, генерирующих электромагнитные колебания и пр.

Поэтому в общем случае

$$u_S^*(t) \approx u_S(t).$$

что приводит к неоднозначности восстановления на приёмной стороне переданного сообщения.

Разница

$$\Delta(t) = u_S^*(t) - u_S(t)$$

представляет собой электрические колебания совокупности шума $n(t)$ и помех $\Pi(t)$:

$$\Delta(t) = n(t) + \Pi(t).$$

Простейшим примером системы передачи сообщений (информации) является акустическая система передачи речи от одного человека (абонента) к другому (абоненту). Если расстояние между собеседниками увеличивать, то постепенно громкость речи необходимо будет также увеличивать, а на расстояниях в несколько десятков метров придётся кричать для того, чтобы передать те же сообщения.

Если в тракте передачи присутствует шум, например, разговор других людей, шум двигателя, технических устройств (например, пылесоса, звонка и пр.), то даже при небольшом расстоянии требуется говорить громко.

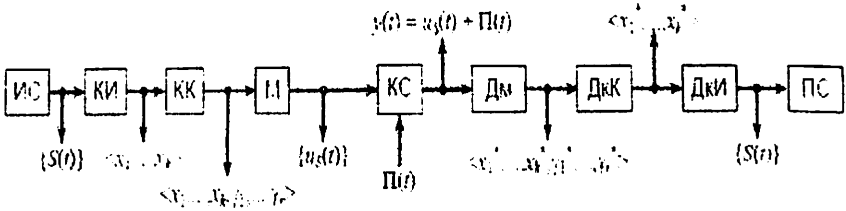
Из приведённого примера можно сделать следующие важные выводы.

1. Для передачи сообщений служит алфавит (слова, буквы), ставящий в соответствие сообщению сигналы. Сигналов должно быть столько, чтобы возможной оказалась передача всех сообщений. Сигналы должны различаться.

2.При передаче сообщений важнейшей характеристикой является соотношение мощности полезного сигнала и мешающего шума.

Обобщённая структурная схема системы передачи информации (СПИ)

В структуру СПИ входят источник сообщения (ИС), кодер источника (КИ), кодер канала (КК), модулятор (М), канал связи (КС), демодулятор (Дм), декодер канала (ДкК), декодер источника (ДкИ), получатель сообщения (ПС).



Основной целью построения систем передачи информации является наиболее точное воспроизведение передаваемого сообщения $S(t)$ на приёмной стороне $S^*(t)$. Погрешности воспроизведения присутствуют из-за искажений сигналов в элементах СПИ и действия помех. Влияние помех и искажений можно минимизировать выбором параметров сигналов и элементов СПИ (КИ, КК, М, Дм, ДкК, ДкИ).

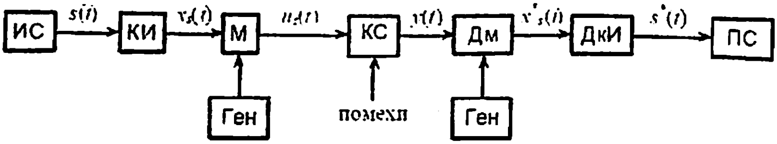
Обобщённые структурные схемы систем передачи информации

Линия связи – это совокупность технических средств, служащих для организации на единой технической основе одного или нескольких каналов связи.

Классификация СПИ:

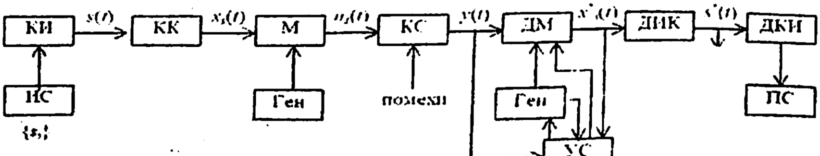
- по количеству каналов: одноканальные, многоканальные;
- по виду сообщений: аналоговые, дискретные, цифровые.

Структурная схема одноканальной аналоговой СПИ



ИС – источник сигнала; КИ – кодер источника, в нём происходит преобразование сообщения в электрический сигнал; КС – канал связи (конкретная физическая среда), на выходе которого действует сигнал $y(t) = us(t)+n(t)$; *М – модулятор, предназначен для согласования параметров* электрического сигнала на выходе КИ с параметрами КС; ДМ – демодулятор, служит для обратного преобразования (по сравнению с модулятором) сигнала из канала связи в сигнал сообщения; ДКИ – декодер источника, преобразует сигнал в сообщения в удобный для восприятия абонентом вид; ПС – получатель сообщения.

Структурная схема одноканальной дискретной СПИ

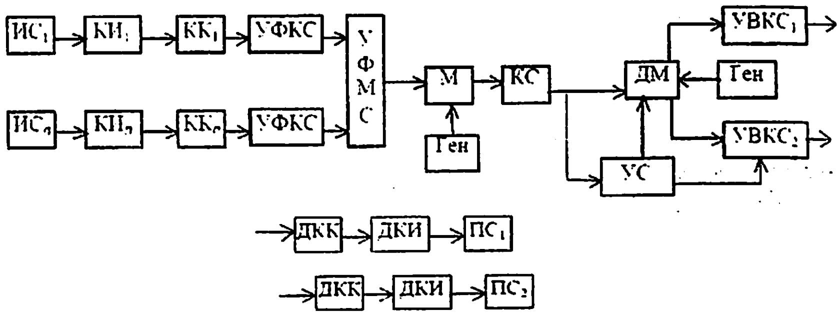


В КИ происходит кодирование сообщений (устраняется избыточность), сообщение преобразуется электрический сигнал. При необходимости производится безызбыточное кодирование и каждому сообщению ставится в соответствие кодовая комбинация

$$s_i \to \langle x_1^i, x_2^i, \ldots, x_n^i \rangle .$$

В кодере канала (КК) кодовая комбинация преобразуется в комбинацию с избыточными элементами. Для согласования параметров кода со статистикой помех на КС, т. е. применяется помехоустойчивое кодирование. Модулятор согласует параметры сигнала с параметрами канала связи. Демодулятор преобразует входной сигнал из канала связи *y(t) в последовательность* символов. Декодер источника (ДКИ) совершает обратное преобразование последовательности символов, поступающей из декодера канала (ДКК) в сообщение. Устройство синхронизации (УС) согласует процесс передачи и приёма по времени, частоте и другим параметрам).

Структурная схема многоканальной (дискретной) СПИ



Устройство формирования канального сигнала (УФКС) формирует сигнал одного канала за счёт внесения изменений, позволяющих выделить сигнал на приемной стороне. Чаще всего используется принцип ортогонализации сигналов по частоте, времени, коду, поляризации, пространству и комбинации.

Устройство выделения канального сигнала (УВКС) позволяет выделить сигнал отдельного канала за счёт информации об ортогональных признаках, которая определяется протоколом обмена и способом передачи.

Основные технические характеристики систем передачи информации, сигналов и каналов связи

Функциональные характеристики:

- пропускная способность – максимальная скорость передачи информации при
фиксированных условиях;

вид среды распространения сигнала: с использованием направляющих систем (проводная связь, ВОЛС, волноводы), без использования направляющих систем (радиосвязь, оптическая связь, ультразвуковая связь);

- параметры передатчика: мощность излучения, полоса частот сигнала, вид сигнала и способ его формирования, стабильность частоты и номиналы частот и пр.;

- параметры приёмника: тип обрабатываемого сигнала, чувствительность (реальная, пороговая), избирательность, показатели качества приёма информации, необходимая полоса частот;

- параметры полезного сигнала: вид модуляции, способ отображения информации на параметры сигнала;

-достоверность передачи информации (вероятность правильного приёма на бит, байт, пакет; отношение сигнал/шум, распознаваемость речи);

- вид модуляции сигналов: класс излучения.

Характеристики надёжности:

- надёжность – свойство средства связи функционировать без отказов;
- долговечность – свойство средства связи функционировать без отказов некоторый промежуток времени с заданной вероятностью;
- ремонтопригодность – способность ремонта при отказах;
- коэффициент готовности (*Кг)* – *вероятность безотказной работы в* заданный момент времени;
- время наработки на отказ – интервал времени, за который наступает отказ.

Характеристики совместимости:

- экологическая совместимость – способность не наносить недопустимого ущерба окружающей среде;
- электромагнитная совместимость – способность не создавать недопустимых помех другим техническим средствам и не воспринимать помехи со стороны других технических средств;
- эргономическая совместимость – способность удобного взаимодействия с человеком;
- безопасность – способность не причинять недопустимого вреда человеку и биологическим объектам.

Характеристики устойчивости:

- помехоустойчивость – способность противостоять вредному влиянию непреднамеренных помех;
- помехозащищённость – способность противостоять вредному влиянию преднамеренных помех;
- разведзащищённость – способность противостоять раскрытию факта работы средства связи;

- имитостойкость – способность противостоять раскрытию структуры сигнала и формированию сигнала, подобного полезному;
- устойчивость к механическим и климатическим воздействиям – способность работать без отказов в условиях допустимых воздействий механических и климатических факторов;
- устойчивость к специальным воздействиям – способность функционировать без отказов в условиях воздействия специальных воздействий;
-массогабаритные и стоимостные характеристики.

Контрольные вопросы

1. Приведите примеры известных Вам сообщений.
2. Рассчитайте количество информации, содержащееся в сообщении о событии, вероятность которого равна 1/1280.
3. Объясните, какие радиотехнические процессы называются основными, и почему они так называются.
4. Нарисуйте структурную схему симплексного канала связи и назовите его особенности.
5. Нарисуйте структурную схему полудуплексного канала связи и назовите его особенности.

Лекция-2

ОСНОВНЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ

1. Основные математические модели сигналов и помех.
2. Математическая модель сигналов с ограниченным спектром.
3. Теорема Котельникова.
4. Различные методы обработки сигналов в системах связи

Модели источников сообщений и математические модели сообщений

Источники сообщений генерируют сообщения, которые преобразуются в электрические сигналы, которые передаются по каналу связи. Источники сообщений бывают непрерывными и дискретными. Непрерывные источники сообщений генерируют бесконечное множество сообщений. Дискретные источники сообщений генерируют дискретное множество сообщений. Дискретные источники могут быть источниками с независимыми символами и зависимыми символами, равномерным распределением символов и неравномерным распределением символов.

Классификация источников сообщений

Вид источника сообщений	Распределение символов
1. Непрерывные	марковские: немарковские.
2. Дискретные	с равномерно распределенными независимыми символами: с неравномерно распределенными независимыми символами: с неравномерно распределенными зависимыми символами:
3. Цифровые	с равномерно распределенными независимыми символами: с неравномерно распределенными независимыми символами: с неравномерно распределенными зависимыми символами:

Все сообщения являются случайными процессами *S(t)*. *Случайным* параметром у сообщения всегда является информационный параметр

$$S(t) = f(t, \lambda u).$$

Для задания сообщений используются два вида моделей: явные и косвенные. В явном виде сообщения задаются с помощью дифференциальных уравнений, разностных уравнений, алгебраических, в виде функций времени

$$a + a_0 S(t) + a_1 \frac{dS(t)}{dt} + \ldots + a_n \frac{d^n S(t)}{dt^n} = b_0 + b_1 n(t) + b_2 \frac{dn(t)}{dt} + \ldots + b_m \frac{d^m n(t)}{dt^m}$$

где $S(t)$ – *сообщение;* $n(t)$ – *белый шум.*

В косвенном виде сообщения описываются функцией распределения вероятности и всеми остальными способами описания случайных величин.

Белый шум – это специальный случайный процесс, у которого корреляционная функция определяется дельта – функцией $\delta(\tau)$:

$$B(\tau) = \delta(\tau)N_0 / 2,$$

$$\text{где } \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(\tau)d\tau = 1.$$

В спектральной области дифференциальное уравнение можно переписать в виде

$$a+S(j\omega)(a_0+a_1(j\omega)+\ldots+a_n(j\omega)^n) = b_0+N_0/2(b_1+b_2(j\omega)+\ldots+b_m(j\omega)^{m-1});$$

$$S(j\omega) = \frac{B(j\omega)}{A(j\omega)} N(\omega),$$

где $S(j\omega)$ – *спектральная плотность мощности сообщения;*

$B(j\omega)/A(j\omega)$ – *амплит*удно-частотная характеристика формирующего фильтра с коэффициентами (a_i, b_i). $N(\omega)$ – *спектральная плотность шума.* На входе фильтра действует гауссовский шум, на выходе получаем речь за счёт преобразования. Поэтому можно сопоставить коэффициенты дифференциального уравнения отрезку речи

Модели сообщения с ограниченной спектральной плотностью. Теорема Котельникова.

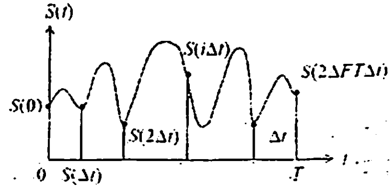
Если спектральная плотность сообщения $S(t)$ *удовлетворяет ограничениям*

$$S(\omega) = \begin{cases} S(\omega), f \le \Delta F, \\ 0, \end{cases}$$

то для $S(t)$ *справедливо следующее представление*

$$S(t) = \sum_{i=1}^{R\Delta FT} S(t-i\Delta t)\frac{\sin 2\pi\Delta F(t-i\Delta t)}{2\pi\Delta F(t-i\Delta t)}\sqrt{\frac{\Delta F}{\pi}},$$

где $\phi_i(t) = \dfrac{\sin 2\pi\Delta F(t-i\Delta t)}{2\pi\Delta F(t-i\Delta t)}\sqrt{\dfrac{\Delta F}{\pi}}$ – функция Котельникова



Функции Котельникова ортогональны и для них выполняется соотношение:

$$\frac{1}{T}\int_0^T \varphi_i(t)\varphi_j(t)dt = \begin{cases} 1, i = j; \\ 0, i \neq j. \end{cases}$$

$$\text{при } \Delta t \leq 1/2\Delta F.$$

Теорему Котельникова называют теоремой отсчётов. Так как функции ортогональны, то коэффициенты можно получить следующим образом:

$$C_k = \frac{1}{T}\int_0^T S^*(t)\varphi_k(t)dt = \frac{1}{T}\int_0^T \sum_{i=1}^{2\Delta FT} S^*(t)\varphi_i(t)\varphi_k(t)dt = S(k\Delta t),$$

т.е. значения коэффициентов ряда совпадают со значениями дискретных отсчётов, взятых через равные интервалы времени.

Для случайных процессов:

– $P(|S(t)-S^*(t)| > \delta) \to 0$ – сходимость по вероятности;

– $N = 2B = 2\Delta FT$, где B – база сигнала, N – количество отсчётов

Для независимых и некоррелированных отсчётов функция распределения

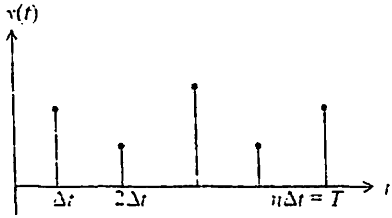
$W(x_1, x_2,\ldots,x_n) = W(x_1)\, W(x_2)\ldots W(x_n)$,

если функции распределения одинаковы, то

$$W = \prod_{i=1}^{N} W(x_i).$$

Для того чтобы перейти от непрерывных процессов к дискретным используют разностные уравнения, которые позволяют дискретный процесс записать в явном виде во времени:

$$\alpha_1 S(0) + \alpha_2 S(\Delta t) + \alpha_3 S(2\Delta t) = \beta_1 n(\Delta t) + \beta_2 n(2\Delta t).$$



Цифровые сообщения получают из дискретных с помощью процесса квантования, общее число уровней квантования обозначают $M = 2^k$, *например:*

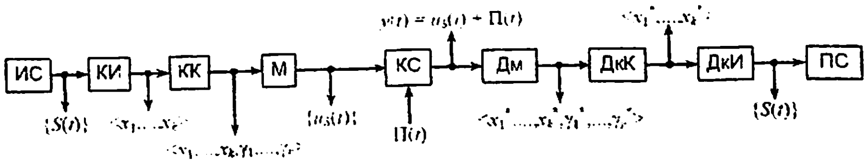
$$\left.\begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ \vdots \\ 256 \end{matrix}\right\} \to < x_1, x_2, \ldots, x_n >, \quad M' = m^k > M = 2^k, x_i = [1:m],$$

где M = от 1 до 256– позиционный код; m – основание кода, это количество разных символов в алфавите. Каждое цифровое сообщение появляется на выходе источника сообщения в соответствии со значениями вероятностей

$$\begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ \vdots \\ 2^k \end{bmatrix} \to \begin{bmatrix} P(1) \\ P(2) \\ \vdots \\ P(M) \end{bmatrix}.$$

Основной целью анализа СПИ является определение полученного сообщения по переданному сообщению, т. е. требуется найти функцию преобразования исходного сообщения в получаемое:

$$S^*(t) = f(S(t)).$$



За счёт декомпозиции эту задачу представляют в виде последовательности преобразований:

$$S^*(t) = L_{ДКИ}(L_{ДКК}(L_{ДМ}(x_S^*)(y(n_ш, n(t), u_s(t, L_М(L_{КК}(L_{КИ}(S(t)))))),$$

где $y(n_{ш}, n(t), u_s)$ – сигнал на выходе канала связи КС.

Контрольный вопросы

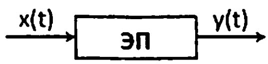
1. Нарисуйте структурную схему дуплексного канала связи и назовите его особенности.
2. Рассчитайте объем канала связи, у которого полоса частот равна 10кГц, длительность сообщения составляет 10 минут и динамический диапазон составляет 10 дБ.
3. Можно ли разработать идеальный канал связи?
4. Назовите примеры устройств, в которых осуществляется первый основной радиотехнический процесс.
5. Можно ли построить канал связи без модулятора и детектора?

ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И ИХ АППРОКСИМАЦИЯ

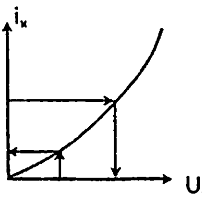
1. Функции, виды аппроксимации и требования к ним
2. Метод угла отсечки
3. Метод трех и пяти координат

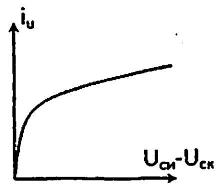
Все элементы *R, L, C,* при помощи которого определяется эквивалентная схема полупроводникового диода, электронных ламп, могут быть инерционными и безынерционными.

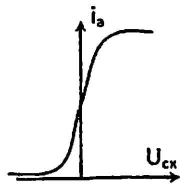
1. Безынерционные
2. Инерционные

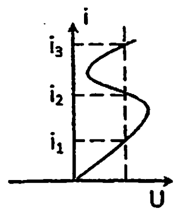


Характеристики НЭ бывают однозначными и многозначными.







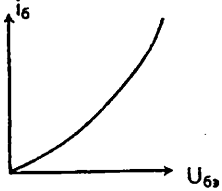


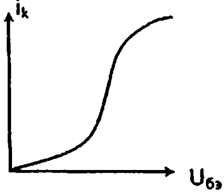
Существуют входные, выходные, переходные характеристики.

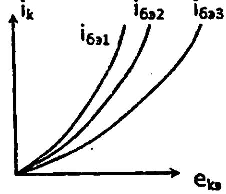
Входная характеристика $i_б = \Phi\ (U_{бэ})$

Выходная характеристика $i_к = \Phi(E_{кэ})$

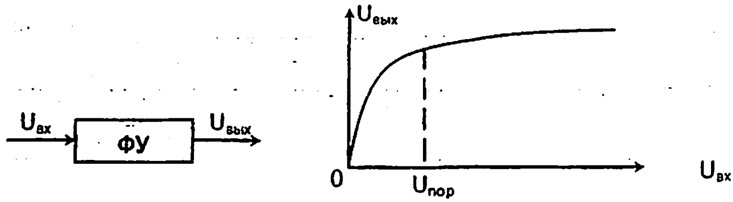
Переходная характеристика $i_к = \Phi(U_{бэ})$



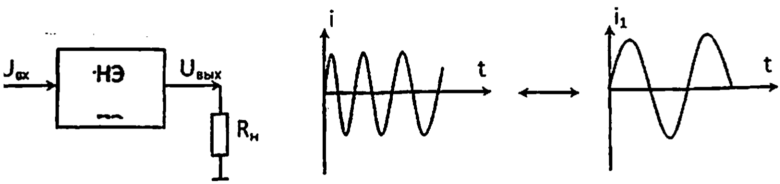




Одной из основных характеристик функциональных узлов является его <u>*амплитудная характеристика*</u> (АХ).



В некоторых случаях является полезным продуктом преобразование несколько или группы спектральных составляющих тока.



$U_{вх} = U_{вх} \cos \omega_0 t$ $\qquad$ $i_1 = I_1 \cos \omega_0 t$

$S_{ср} = I_1/U_{вх}$ - средняя крутизна $U_{вых} = I_1 Rn$; $K = U_{вых}/U_{вх}$; $K = S_{ср} R_н$;

$S_{срn} = I_n/U_{вх}$ - для n гармоники

Замена реальных ВАХ НЭ, заданных в виде графиков или таблиц, приближенным аналитическим выражениям, называется <u>аппроксимацией.</u>

Требования, предъявляемые к аппроксимирующей функции:

1. Аппроксимирующая функция должна быть простой.

$i = au^2$

$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + \ldots + a_n u^n$

$i = A_0(1 - e^{au})$

2. Аппроксимирующая функция должна быть такой, чтобы в результате анализа можно было выделить нужные спектральные компоненты тока.

$i = au^2$

$i = a_2 u^2 + a_3 u^3 + a_4 u^4$

$U_{вх}=U_{вх}cos\omega_0 t$

3. Точность аппроксимирующей функции, т.е. насколько точно совпадают значения *i* и *u* реальной ВАХ и аппроксимированной.

Наиболее часто в качестве аппроксимирующей функции применяют:

1. Полином *n* " степени:

$i=a_0+a_1u+a_2u^2+...+a_nu^n$

2. Полином $2^{ой}$ степени:

$i=a_0+a_1u+a_2u^2$

3. Укороченный полином $3^{ой}$ степени.

$i=a_1u+a_3u^3$

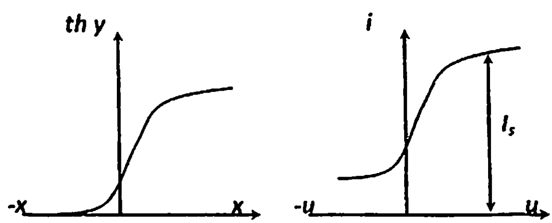
4. Укороченный полином $5^{ой}$ степени.

$i=a_1u+a_3u^3+a_5u^5$

Существует аппроксимация экспонентой $i=Ae^{\alpha u}$. Аппроксимация суммой экспонент $i=Ae^{\alpha u}+Be^{\beta u}+...$.

3. Линейно-ломанная аппроксимация (аппроксимация отрезками прямой), если существуют большие уровни входного сигнала.

1. Гиперболический тангенс.



I_s – ток насыщения

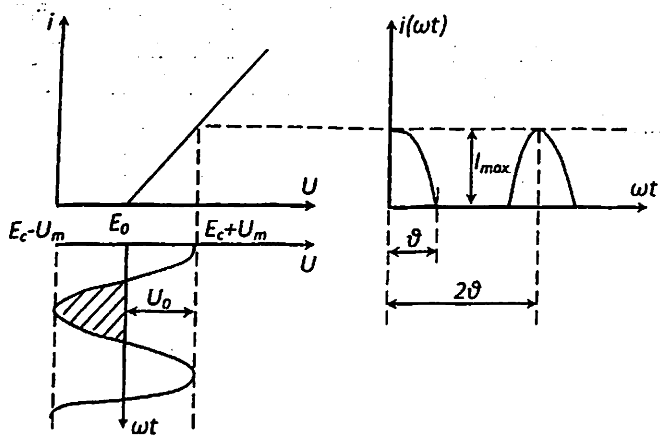
I_{00} – ток покоя

5. Аппроксимация функцией Крылова.

$$i=\frac{I_s}{2}\left[1-th\alpha u\right]$$

Метод угла отсечки

Применяется при анализе модуляторов, детекторов, ограничителей, умножителей частоты и т.д.



Импульс тока через НЭ характеризуется двумя параметрами:

1. Высота импульса $Imax$- 2. Ширина импульса 2θ, где θ *угол* отсечки, т.е. половина той части периода, в течение которой проходит ток через НЭ.

$i=SU_{ax}$, $U_{ax}\leq U_3$ $i=0$

$SU_{ax}=I$

$i(\omega t)= SU_{ax}cos\omega_0 t\text{-}Icos\theta=I(cos\omega_0 t\text{-}cos\theta)$

$i(\omega t)= I_{max}=I(1\text{-}cos\theta)$

$$I=\frac{I_{\max}}{1-\cos\theta}$$

$$i(\omega t)=I_{\max}\frac{\cos\omega_0 t-\cos\theta}{1-\cos\theta}$$

$cos\theta=\text{-}E_m\text{-}U_0/U_m$

Периодическая последовательность импульсов тока является четной функцией, её разложение в ряд Фурье имеет вид:

$i=I_0\text{-}I_1cos\omega t+ I_2cos2\omega t+...+ I_ncosn\omega t+...$

Каждая компонента тока пропорциональна SU и зависит от угла отсечки θ. Коэффициенты γ_0, γ_1, γ_2, ... называются соответственно коэффициентами постоянной составляющей, 1, 2, и прочих гармоник. Коэффициенты гармоник являются нормированными относительно *SU* амплитудами спектральных составляющих тока, определяющими влияние угла отсечки на амплитуду компонент: $\gamma_n(\theta)=\dfrac{I_n}{SU}$

Используя графические зависимости коэффициентов Берга от θ амплитуды компонент тока определяются как: $I_n=SU\,\gamma_n(0)$

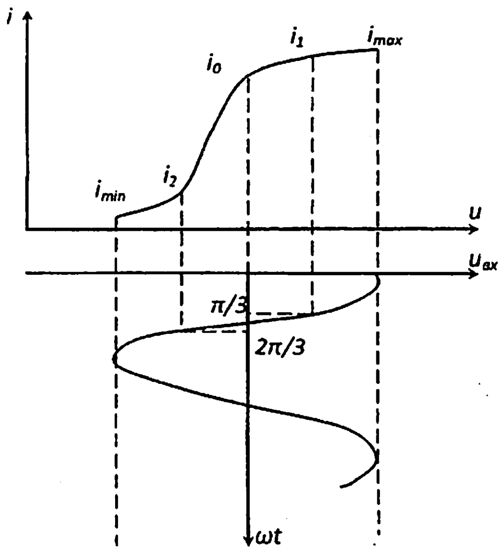
Максимальные значения $\gamma_n(\theta)$ для *n* $\cdot$ *1* достигается при 0 =180 ° /п

Метод трех и пяти ординат

При определении нелинейных искажений в усилителях, модуляторах и т.д. При этом аппроксимация не требуется.

Метод основанный на использование формул пяти ординат, позволят просто и быстро определить среднее значение тока и амплитуды его первых четырех гармоник, т.е. получить ток в виде:

$i=I_0+I_1\cos\omega t+I_2\cos 2\omega t.+I_3\cos 3\omega t+I_4\cos 4\omega t$



Для определения пяти постоянных накладываем на выражение (1) пять условий, сводящихся к требованию, чтобы при ωt =0, π/3, π/2, 2 π/3 и π, значения тока, получающиеся из (1), совпали бы с действительными значениями тока i, получаем следующую систему уравнений:

$$\left.\begin{array}{ll} i_{max} = I_0 + I_1 + I_2 + I_3 + I_4 & \omega t = 0 \\ i_1 = I_0 + \tfrac{1}{2} I_1 + \tfrac{1}{2} I_2 + \tfrac{1}{2} I_3 + \tfrac{1}{2} I_4 & \omega t = \pi/3 \\ i_0 = I_0 - I_2 + I_4 & \omega t = \pi/2 \\ i_2 = I_0 - \tfrac{1}{2} I_1 - \tfrac{1}{2} I_2 + \tfrac{1}{2} I_3 - \tfrac{1}{2} I_4 & \omega t = 2\pi/3 \\ i_{min} = I_0 - I_1 + I_2 - I_3 + I_4 & \omega t = \pi \end{array}\right\}$$

Решая это уравнение относительно неизвестных I_0-I_4 получаем:

$$I_0 = \frac{1}{6}\left(i_{max} + i_{min} + 2(i_1 + i_2)\right);$$

$$I_1 = \frac{1}{3}\left(i_{max} - i_{min} + i_1 - i_2\right);$$

$$I_2 = \frac{1}{4}\left(i_{max} - i_{min} - 2i_0\right);$$

$$I_3 = \frac{1}{6}\left(i_{max} - i_{min} - 2(i_1 - i_2)\right);$$

$$I_4 = \frac{1}{12}\left(i_{max} + i_{min} - 4(i_1 + i_2) + 6i_0\right);$$

Метод, основанный на использовании формул трех ординат, основан на требовании совпадения рассчитанных ординат тока с действительными в трех выбранных точках *min* и позволяет определить только первые три компоненты тока. Расчетные формулы имеют вид:

$$I_0 = \frac{1}{4}\left(i_{max} + i_{min} + 2i_0\right);$$

$$I_1 = \frac{1}{2}\left(i_{max} - i_{min}\right);$$

$$I_4 = \frac{1}{4}\left(i_{max} + i_{min} - 2i_0\right);$$

Контрольный вопросы

1. Назовите методы разделения каналов связи.
2. Поясните, обладают ли буквы русского алфавита одинаковой информативностью?
3. Что означают термины «бит» и «байт»?
4. Что означает термин «сообщение»?
5. Приведите численные значения одного килобита, килобайта, мегабай-

та и гигабайта

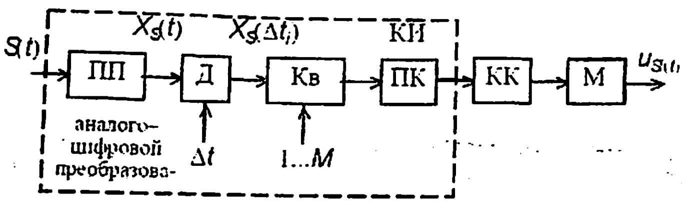
Лекция-4

ОБРАБОТКА НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ИХ ПЕРЕДАЧЕ.

1. Цифровые ~~системы~~ электрической связи.
2. Геометрические и аналитические представление сигналов.
3. Методы аналоговой и цифровой модуляции

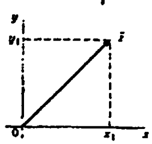
Цифровые системы электрической связи

Цифровые системы содержат ПП – первичный преобразователь, в котором преобразуются звуковые или оптические сигналы в электрические сигналы, Д – дискретизатор, преобразует непрерывный электрический сигнал в последовательность непрерывнозначных отсчётов, Кв – квантователь непрерывнозначных отсчётов, ПК – перекодировщик (КИ – для дискретных), КК – преобразует безызбыточные комбинации в избыточные с применением помехоустойчивого кодирования.



Геометрические и аналитические представление сигналов.

При решении ряда задач, связанных с анализом и преобразованием сигналов, целесообразно отображать сигналы эти сигналы векторами некоторого векторного пространства. Совокупность двух чисел x_1 и y_1 определяет координаты вектора z в двумерном пространстве. Длина вектора z равна его норме

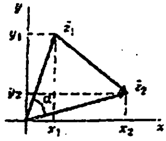


$$d = \|\bar{z}\| = \sqrt{x_1^2 + y_1^2}.$$

Расстояние между векторами z_1 и z_2 :

$$d(\bar{z}_1, \bar{z}_2) = \|\bar{z}_1 - \bar{z}_2\| = \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2}.$$

Скалярное произведение двух векторов



Условие ортогональности векторов:

$$(\bar{z}_1 \cdot \bar{z}_2) = x_1x_2 + y_1. \qquad (\bar{z}_1 \cdot \bar{z}_2) = x_1x_2 + y_1y_2,$$

Свойства n- мерного $(\bar{z}_1 \cdot \bar{z}_2) = \|\bar{z}_1\| \cdot \|\bar{z}_2\| \cos\alpha.$ пространства являются обобщением свойств двумерного. Длина n- мерного вектора $u(u_1, u_{2}, \ldots u_n)$ определяется нормой:

$$d = \|\bar{u}\| = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} u_i^2}.$$

Расстояние между двумя n- мерными векторами:

$$d(\bar{u}, \bar{v}) = \|\bar{u} - \bar{v}\| = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} (u_i - v_i)^2}.$$

Скалярное произведение двух n- мерных векторов:

$$\bar{u} \cdot \bar{v} = \sum_{i=1}^{n} u_i v_i.$$

Развитием понятия векторного пространства является функциональное пространство. Пространство сигналов называется нормированным, если каждому вектору s (t) однозначно сопоставлено число || s ||, называемое нормой. Для вещественных аналоговых сигналов в теории сигналов норму сигнала вводят в виде

$$\|s\| = \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} s^2(t)dt}.$$

Для комплексных сигналов норма сигнала представляется

$$\|s\| = \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} s(t)s^*(t)\,dt}.$$

Квадрат нормы называется *энергией сигнала E_s*

$$E_s = \|s\|^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} s^2(t)dt.$$

Такая энергия сигнала выделяется на резисторе с сопротивлением 1 Ом. Последнее выражение представляется очень удобным, так как отпадает необходимость расшифровывать размерность сигнала, т. е. сигнал задан в виде тока или напряжения.

Методы аналоговой модуляции

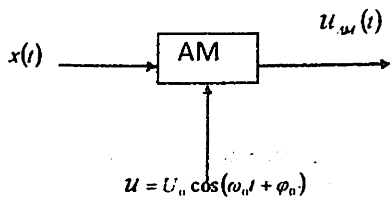
Модуляция - это процесс преобразования одного или нескольких информационных параметров несущего сигнала в соответствии с мгновенными значениями информационного сигнала. В результате модуляции сигналы переносятся в область более высоких частот

1) Амплитудная модуляция (АМ)

2) Фазовая модуляция (ФМ)

3) Частотная модуляция (ЧМ)

При амплитудной модуляции, огибающая амплитуд несущего колебания изменяется по закону, совпадающему с законом передаваемого сообщения. Частота и фаза несущего колебания при этом не меняется.



$x(t) = X\cos\Omega t$ - Модулирующий НЧ сигнал

$\Omega << \omega_0$

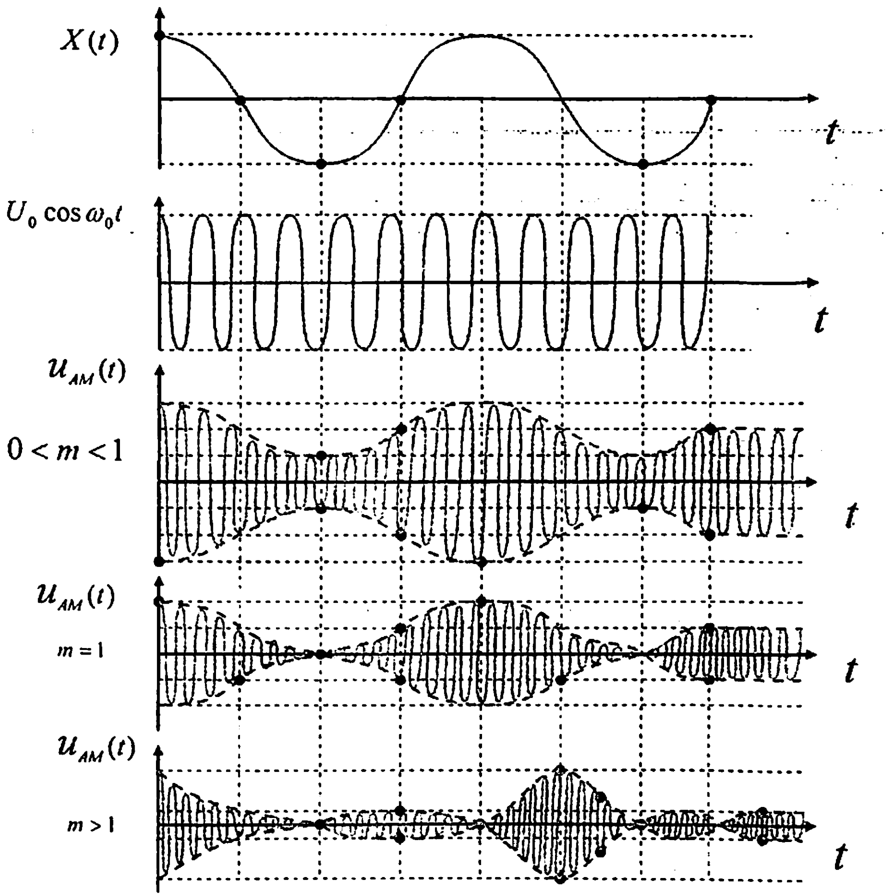
$u(t) = U_0 \cos\omega_0 t$ - Несущая

$$u_{AM}(t) = U_{AM}(t)\cos\omega_0 t = \left[U_0 + kX\cos\Omega t\right]\cdot\cos\omega_0 t$$

$u_{AM}(t) = U_0(1 + m\cos\Omega t)\cdot\cos\omega_0 t$ - гармонический АМ сигнал

$m = \dfrac{kX}{U_0}$ - коэффициент модуляции $\quad 0<m\leq 1$

$0<m\leq 100\ \%$ - глубина модуляции



Определим спектр гармонического АМ сигнала

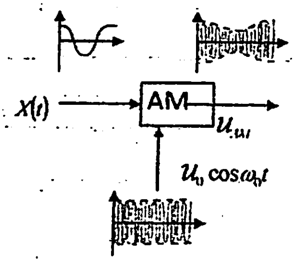
$$u_{AM}(t) = U_0(1 + m\cos\Omega t)\cdot\cos\omega_0 t = U_0\cos\omega_0 t + mU_0\cos\omega_0 t\cdot\cos\omega_0 t$$

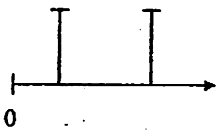
Применим формулу произведения синусов

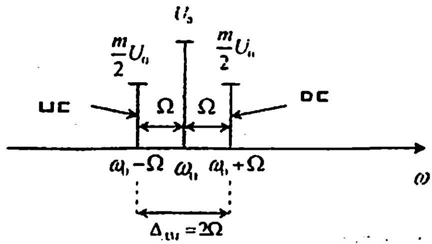
$$\cos\alpha\cdot\cos\beta = \frac{1}{2}\cos(\alpha-\beta) + \frac{1}{2}\cos(\alpha+\beta)$$

$$u_{AM}(t) = U_0\cos\omega_0 t + \frac{m}{2}U_0\cos(\omega_0-\Omega)t + \frac{m}{2}U_0\cos(\omega_0+\Omega)t$$

Таким образом, гармонический АМ сигнал состоит из несущей и двух боковых колебаний: нижней и верхней.







Δ_{AM} - ширина двух полосного АМ сигнала с несущей.

Частотная модуляция

Частотная модуляция - процесс изменения частоты несущего сигнала в соответствии с мгновенными значениями модулирующего сигнала.

$u_T = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ - ВЧ несущая

$u_T = U_0 \cos\psi(t)$ $\quad \psi(t) = \omega_0 t + \varphi_0$ - мгновенная или полная фаза

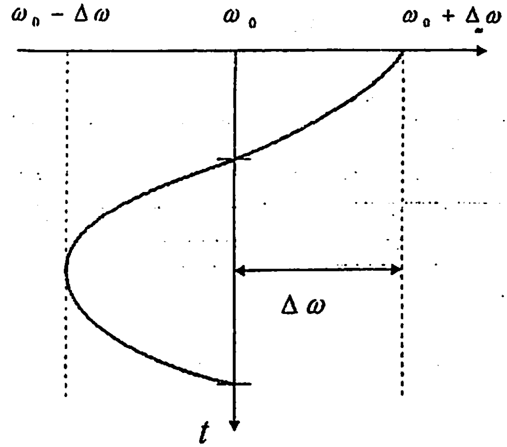
$S(t) = U_\Omega \cos\Omega t$ - модулирующий сигнал (гармонический)

$\omega = \omega_0 + KS(t)$ - закон изменения частоты несущей при ЧМ

$\omega = \omega_0 + KU_\Omega \cos\Omega t$ - закон изменения частоты несущей при гармонической модулирующей

$\Delta\omega = KU_\Omega$ - Девиация частоты – это максимальное отклонение частоты несущей от своего среднего значения

$\omega = \omega_0 + \Delta\omega\cos\Omega t$ - закон изменения частоты несущей при гармонической модулирующей



$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega\cos\Omega t$$

$$\downarrow$$

$$\psi(t) = \int \omega dt = \int [\omega_0 + \Delta\omega\cos\Omega t]dt = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega}\sin\Omega t + \varphi_0$$

$$\downarrow$$

$$u_Г = U_0 \cos\psi(t)$$

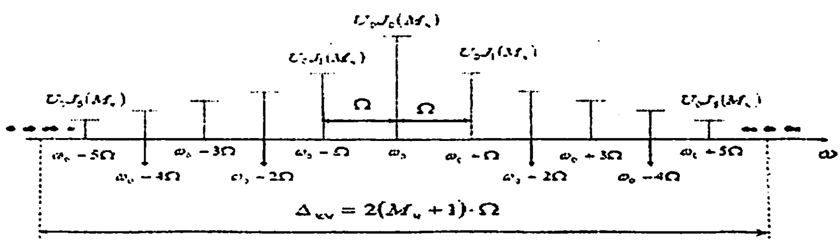
$$\downarrow$$

$$u_{чм} = U_0 \cos\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega}\sin\Omega t\right)$$

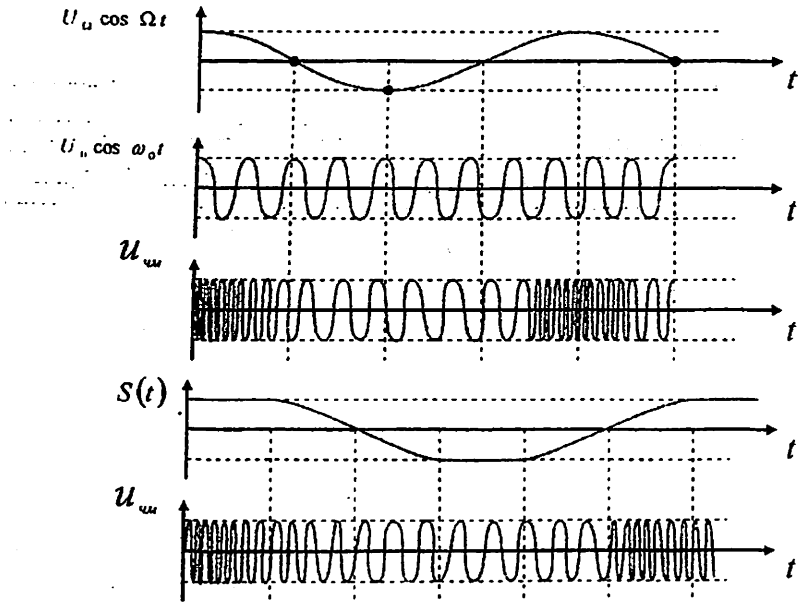
$$M_ч = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$$ - индекс частотной модуляции

$$u_{чм} = U_0 \cos(\omega_0 t + M_ч \sin\Omega t)$$ - гармонический ЧМ сигнал

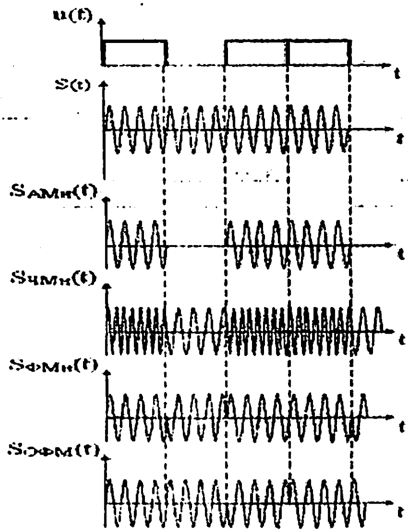
Спектр гармонического ЧМ сигнал



Временная диаграмма ЧМ сигнал



Дискретная двоичная модуляция (манипуляция гармонической несущей)



Дискретная двоичная модуляция (манипуляция) — частный случай аналоговой модуляции, при которой в качестве несущего сигнала используется гармоническая несущая, а в качестве модулирующего сигнала используется дискретный, двоичный сигнал.

Различают четыре вида *дискретной двоичной модуляции (манипуляция)* :

1. АМ;
2. ЧМ;
3. ФМ;
4. ОФМ.

Контрольный вопросы

1. Нарисуйте дискретную двоичною модуляцию.
2. Определение амплитудной модуляции.
3. Определение фазовой модуляции.
4. Определение частотной модуляции.
5. Нарисуйте спектр гармонического сигнала.

Лекция -5

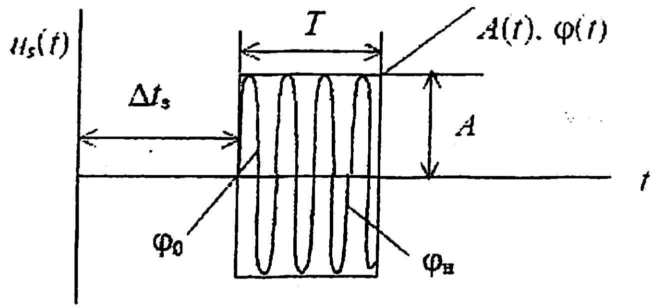
МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ.

1. Математический модель амплитудно, частотно и фазомодулированных (АМ,ЧМ, ФМ) сигналов.
2. Классификация помех.
3. Сигнал и помеха как случайный процесс и их основные характеристики.

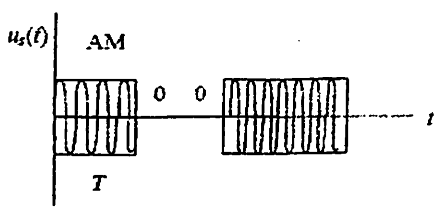
Геометрические модели сигналов (АМ, ЧМ, ФМ)

Информацию могут переносить амплитуда, фаза, длительность, задержка сигналов. Тогда сигналы будут с разными значениями параметров

Параметры модуляции радиосигнала



Для двоичного сигнала с АМ справедливо представление



$$\begin{cases} u_{s1}(t) = A\cos(\omega_n t + \varphi)\mathrm{rect}_T(t), \\ u_{s2}(t) = 0. \end{cases}$$

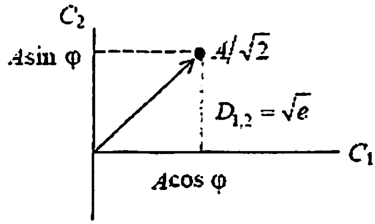
Ортогональные базисные функции записываются как

$$\sqrt{\frac{2}{\pi}}\sin\omega_n t=\varphi_1(t),\ \sqrt{\frac{2}{\pi}}\cos\omega_n t=\varphi_2(t).$$

Тогда координаты в двумерном пространстве определим как

$$\int_0^T u_{s1}(t)\varphi_1(t)dt=e_1;\ \int_0^T u_{s1}(t)\varphi_2(t)dt=e_2,$$

где $C_1=A\sin\varphi$; $C_2=A\cos\varphi$.



Расстояние между двумя АМ сигналами по мощности равно

$$D_{1.2_P}=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T\left(u_{s1}(t)-u_{s2}(t)\right)^2dt}\ \text{– мощность;}$$

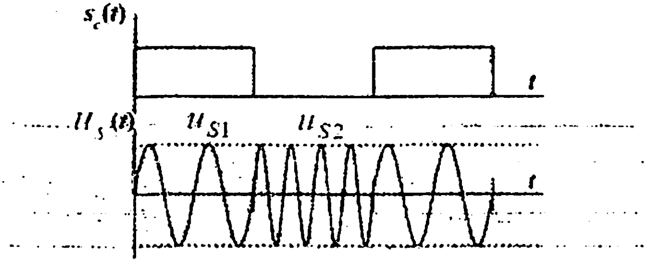
$$D_{1,2_{AM}}=\sqrt{\frac{A^2}{2}}=\sqrt{P_{AM}}.$$

Энергетическое расстояние

$$D_{1,2}=\sqrt{\int_0^T u^2_{s\,AM}(t)dt}=\sqrt{\frac{A^2T}{2}}=\sqrt{E}\ \text{– энергия.}$$

Для сигналов с ЧМ выполняется свойство ортогональности при различии частот не менее $\Delta\omega=2\pi/T$:

$$u_1=A\ \mathrm{rect}_T t e^{j\omega_1 t};\ u_2=A\ \mathrm{rect}_T t e^{j(\omega_1+\Delta\omega)t}.$$



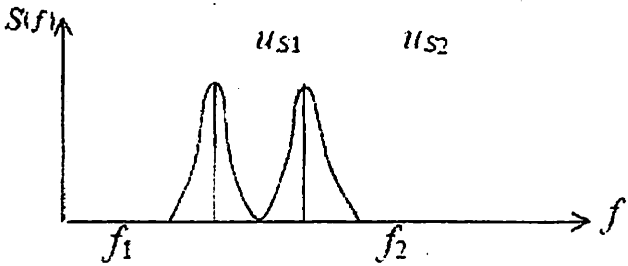
Расстояние между двумя ЧМ сигналами равно

$$D_{1,2} = \sqrt{\int_0^T (u_1 - u_2)^2 \, dt} = \sqrt{2E} \, .$$

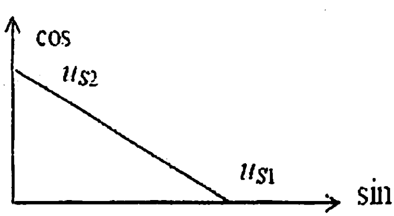
Для ортогональных сигналов справедливо:

$$\int_0^T u_{S1} u_{S2} dt = 0$$

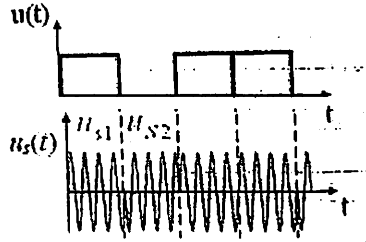
Спектр двоичного ЧМ сигнала



Ортогональные сигналы на фазовой плоскости

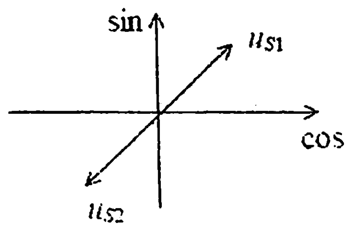


Для фазовой модуляции выражения для сигналов записываются в виде:



$$u_1 = A\mathrm{rect}_T t e^{j\omega_n t}\ ;\ u_2 = A\mathrm{rect}_T t e^{j\omega_n t} e^{j\pi}\ .$$

Расстояние между сигналами равно



$$D_{1.2} = \sqrt{\int_0^T (u_{S1} - u_{S2})^2 dt} = \sqrt{4E} = 2\sqrt{E}\ .$$

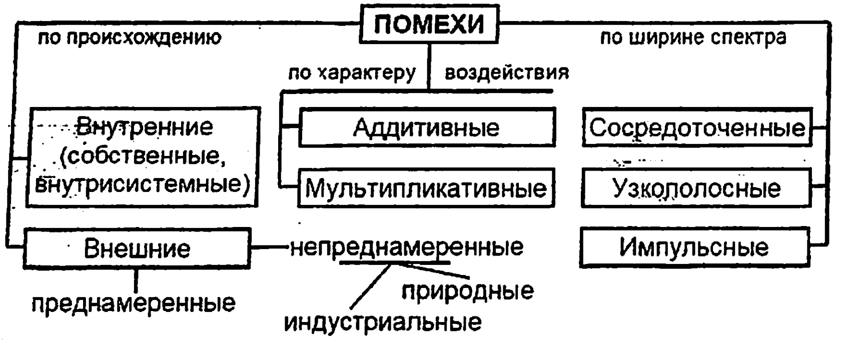
Наибольшее расстояние между сигналами достигается при двоичной фазовой модуляции

$$\frac{D_{1.2}^2}{N_0} = \frac{E}{N_0} = h_0^2 \text{ – для АМ; } \frac{2E}{N_0} = 2h_0^2 \text{ – для ЧМ: } \frac{4E}{N_0} = 4h_0^2 \text{ – для ФМ.}$$

Каждое увеличение расстояния вдвое, даёт уменьшение вероятности ошибки на порядок.

Общая классификация помех

Помехи воздействуют на системы связи через различные каналы и приводят к снижению качества передачи информации.



Внутрисистемные:

- по основному каналу,

-побочные.

Самые сильные помехи – по соседнему каналу и по зеркальному каналу приема. Внутрисистемные помехи имеют такую же структуру как и полезный сигнал.

Внешние:

- по природному фактору:

  - тепловой шум атмосферы,

  -тепловой шум Солнца,

  - тепловой шум Луны,

  -тепловой шум звёзд,

  - грозовые разряды,

  - метеориты.

- индустриальные: любые помехи, которые происходят от технических средств, созданных человеком.

Есть допустимое и недопустимое воздействие. Очень много помех попадает в средства связи по проводам питания и управления.

Собственные помехи. Плотность распределения мгновенных значений $W(u_n)$ при гауссовском законе распределения амплитуд:

$$W(u_п) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left\{-\frac{u_п^2}{2\sigma^2}\right\};$$

и при законе Рэлея для огибающей:

$$W(U_п) = \frac{U_п}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{U_п^2}{2\sigma^2}\right\},$$

где $U_п$ – значение огибающей.

При равномерном законе для фазы $W(\varphi_п) = 1/2\pi$.

Аддитивные помехи

$$y(t) = x(t) + n(t),$$

где x(t) – сигнал; n(t) – флуктуационная помеха.

Мультипликативные помехи

$$y(t) = \mu(t)x(t);$$

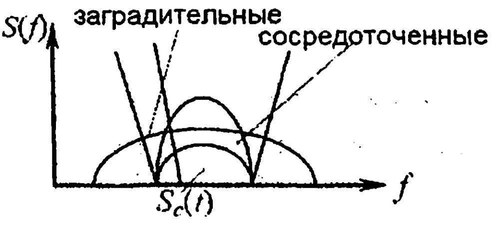
$$y(t) = \mu(t)x(t-\tau) + n(t).$$

где μ(t) – мультипликативная помеха.

Сосредоточенные помехи – это помехи, у которых ширина спектра совпадает с шириной спектра сигнала ($Fn \approx Fc$).

Заградительные помехи – это помехи, у которых ширина спектра шире спектра сигнала.

Узкополосные помехи – это помехи, у которых ширина спектра намного уже ширины спектра сигнала ($Fn << Fc$).

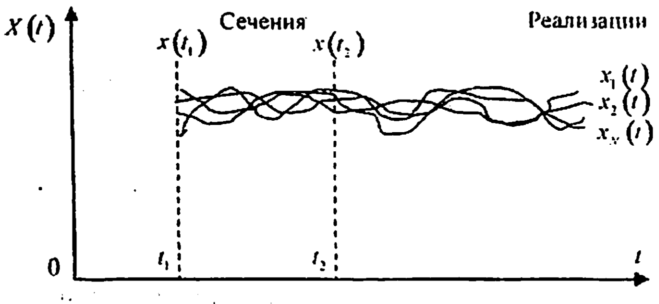


Импульсные помехи ($Tn << Tc$):

$$P_N(T) = \frac{(FT)^N}{N!} \exp\{-FT\},$$

где $P_N(T)$ – вероятность появления N импульсных помех за время T; N – количество помех; F – средняя частота появления импульсных помех.

Характеристики сигналов и помех как случайных процессов



Наиболее полной характеристикой случайного процесса является $\omega_n(x_1,x_2,...,x_n) = P(\zeta(t_1) < x_1,...\ \zeta(t_n) < x_n)$– *многомерная функция распределения.*

Случайные процессы – это процессы, существующие во времени. Различают:

- **стационарные** в широком смысле (σ^2 = const, m_T = *const*); *в узком* смысле ($F(x) = P(\zeta(t) < x) = const$);
- **нестационарные** *СП.*

Гауссовская плотность распределения

$$\omega(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi}\sigma_x} \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma_x^2}\right).$$

Стационарные функции бывают:

- **эргодическими,** если среднее по ансамблю совпадает со средним по времени

$$m_x = \int\limits_{-\infty}^{+\infty} x\varphi(x)dx = \frac{1}{T}\int\limits_{0}^{T} x(t)dt,$$

где $\varphi(x)$ - одномерная плотность вероятности СП

$\int\limits_{-\infty}^{+\infty} x\varphi(x)dx$ – среднее по ансамблю;

$\frac{1}{T}\int\limits_{0}^{T} x(t)dt$ – среднее по времени.

- **не эргодическими.** Эргодические функции характеризуются моментами различных порядков:

– математическое ожидание: $M = \int\limits_{-\infty}^{+\infty} x\varphi(x)dx = \frac{1}{T}\int\limits_{0}^{T} x(t)dx.$

– дисперсия: $\sigma^2 = \int\limits_{-\infty}^{+\infty} (x-M)^2\varphi(x)dx = \frac{1}{T}\int\limits_{0}^{T} (x(t)-M)^2 dx;$

– корреляционная функция:

$$R(\tau) = \iint\limits_{-\infty}^{+\infty} x_1 x_2 \varphi(x_1, x_2)dx_1 dx_2 = \frac{1}{T}\int\limits_{0}^{T} x(t)x(t-\tau)dt.$$

Корреляционные функции $R(\tau)$ всегда симметричны относительно оси ординат. Максимум $R(\tau)$ всегда находится в нуле. Корреляционная функция $R(\tau)$ показывает связь между случайными процессами x_1 и x_2. Если взять от них интеграл, то мы узнаем, насколько они зависят друг от друга.

Интервал корреляции :

$$\tau_к = \int\limits_{0}^{\infty} R(\tau)/R(0)d\tau, \quad \tau_к = 1/\Delta F.$$

Спектральная плотность случайного процесса вводится соотношением:

$$S(\omega) = \int\limits_{0}^{+\infty} R(\tau)\cos(\omega\tau)d\tau.$$

Контрольные вопросы

1. Дайте определение случайным процессам по времени
2. Дайте определение мультипликативным помехам
3. Дайте определение аддитивным помехам
4. Классификация помех
5. Расскажите о геометрических помехах

Лекция-6

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КАНАЛА ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

1. Модели каналов связи, общие сведения
2. Классификация каналов связи:
3. Модели непрерывных каналов связи
4. Дискретный канал связи
5. Каналы с памятью
6. Каналы без памяти

Канал связи – это совокупность последовательно соединённых устройств, выполняющих различные функции по передаче сигналов в системах связи.

Классификация каналов связи:

-по назначению:

- телевизионные,
- телефонные,
- телеграфные,
- факсимильные;
- передачи данных;

- по среде распространения:

- проводные,
- беспроводные (радио- и лазерная связь)

- радиосвязь: 3–30 кГц, 30–300 кГц – километровые волны ДВ. Чем меньше частота, тем глубже можно связаться с объектами под водой;

0,3–3 МГц – гигаметровые СВ ;

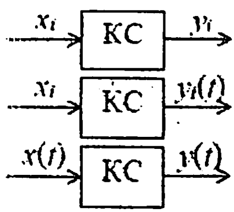
3–30 МГц – декаметровые КВ ;

30–300 МГц – метровые УКВ ;

300 МГц–3 ГГц – дециметровые УКВ ;

3–30 ГГц – сантиметровые УКВ ;

30–400 ГГц – миллиметровые УКВ.



- по характеру сигналов:

- дискретные

- дискретно-непрерывные

-непрерывные КС

Любой канал характеризуется объёмом

$$V_k = T\Delta F D,$$

где T - длительность интервала времени существования канала, ΔF – ширина полосы частот канала, D – динамический диапазон,

$$D = 10 \lg \frac{u_{\max}}{\sigma_{ш}},$$

где u_{max} – максимальное значение амплитуды сигналов в КС, при котором наблюдается допустимое искажение, $\sigma_ш$ – среднее значение шума в канале. Передать сигнал можно полностью, если объём сигнала меньше объёма канала: $Vc < Vк$.

Это означает, соответственно, что выполняются неравенства:

$$Tc < Tк,\ \Delta Fc < \Delta Fк, Dc < Dк.$$

Выходной сигнал канала связи в общем случае имеет вид

$$y(t) = f\{x(t), u_п(t)\},$$

где *x(t) – входной сигнал; uп(t) – помеха.*

Модели непрерывных каналов связи

Идеальный канал. Помехи отсутствуют, известны полоса частот канала $\Delta Fк$, средняя мощность сигнала Pc и точная зависимость выходного сигнала от входного $y(t) = f(x(t))$:

$$y(t) = Ku_S(t - \tau_з).$$

На практике таких каналов нет.

Гауссовский канал. Известны средняя мощность сигнала Pc, полоса пропускания $\Delta Fк$. В канале действуют аддитивные помехи «белый шум» с постоянной спектральной плотностью N_0: $\sigma^2_ш = \Delta F_к N_0$. Закон распределения гауссовский:

$$y(t) = Ku_S(t - \tau_з) + n(t),$$

$$y(t) - Ku_S(t - \tau_з) = n(t),\ K = \mathrm{const},\ \tau = \mathrm{const},$$

где $u(t)$ – входной сигнал; $n(t)$ – гауссовский шум, $M\{n\} = 0$;

$$R(\tau) = \frac{N_0}{2}\delta(\tau);$$

В общем случае $K(t)$ – *функция* времени

Канал с неопределённой фазой сигнала, когда запаздывание является случайной величиной:

$$y(t) = K\left(u(t)\cos(\omega t + \theta) + \tilde{u}(t)\cos(\omega t + \tilde{\theta})\right) + n(t).$$

где $\theta = \omega_0\tau$.

Линейный канал со случайной передаточной функцией и гауссовским шумом:

$$y(t) = \int_0^t G(t,\tau)u(t-\tau)d\tau + N(t),$$

где G(t, τ) – случайная импульсная реакция.

Каналы со сложной аддитивной помехой: флуктуационной сосредоточенной, импульсной

$$y(t) = u_s(t) + \sum_{i=1}^{L_{УП}} u_{УП}(t) + \sum_{i=1}^{L_{ШП}} u_{ШП}(t) + N(t).$$

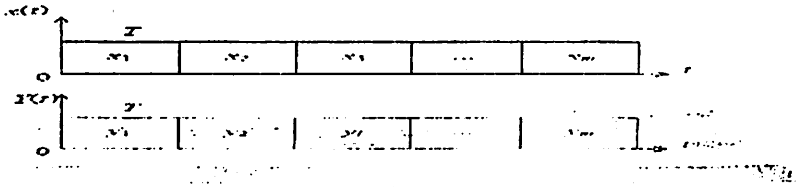
$u_{УП}(t)$ – узкополосная помеха. $u_{ШП}(t)$ – узкополосная помеха.

$N(t)$ – импульсная помеха.

Дискретные каналы связи

В дискретном канале передают дискретное множество сигналов. На выходе канала, в общем случае, наблюдаемых сообщений на одно больше. Если число входных сообщений $x = m$, то число выходных $y = m + 1$, учитывая символ стирания.

Последовательности символов на входе и выходе дискретного канала



Скорость модуляции – это скорость выдачи символов в канал связи за одну секунду.

Значения y выбираются из множества

$$y \in \{x_1, \ldots, x_m, \theta\}.$$

Символ стирания θ применяется, если мы не уверены в точности сигнала.

$\bar{x} = \bar{b}$ – вектор входной последовательности: $\bar{y} = \bar{B}$ – вектор выходной последовательности. Вектор ошибки $\bar{E}$:

$$\bar{E} = (\bar{y} - \bar{x}) \bmod_m.$$

Допустим передаётся последовательность:

$$\begin{array}{r} 1\,1\,0\,0\,1\,0 \\ \oplus\underline{1\,0\,1\,0\,1\,0} \\ 0\,1\,1\,0\,0\,0 \end{array}$$

Каналы с памятью могут быть заданы уравнениями:

$$y(t_i) = F(x(t_i), x(t_{i-1}), \ldots, x(t_{i-m})),$$

где m – объём памяти.

Простейший канал с памятью задаётся уравнением:

$$x'(i) = a(i) \oplus x'(i-1),$$

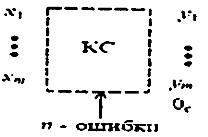
эта зависимость влияет на спектр сигнала в КС и на корреляционную функцию сигнала в КС.

Каналы без памяти задаются уравнением:

$$y(t_i) = F(x(t_i)).$$

Если помех нет, то x_1 соответствует y_1, если есть помехи, то появляются ошибочные решения $x_1 \to y_2$ или $x_1 \to y_m$.

Модель дискретного канала



Преобразования в дискретном канале осуществляются в рамках входного и выходного алфавитов:

$$\{p(x_1)\,p(x_2)\ldots\,p(x_m)\},\ \{p(y_1)\,p(y_2)\ldots\,p(y_m),\,p(\theta_c)\}.$$

Модель преобразования задаётся переходными вероятностями:

$P(y_i/x_i)$ – вероятность правильного решения;
$P(y_i/x_j)$ – вероятность ошибки;
$P(\theta_c/x_i)$ – вероятность стирания.

Контрольный вопросы

1. Что такое идеальный канал.
2. Нарисуйте модель дискретного канала.
3. Канал с сложной аддитивной помехой.
4. Гауссовкий канал.
5. Классификация каналов связи.

Лекция -7

ОШИБОЧНЫЙ ПРИЕМ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВЫХ КАНАЛАХ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

1. Общая характеристика моделей потоков ошибок
2. Модель потока ошибок в дискретном канале связи без памяти
3. Модель потока ошибок для канала с двумя состояниями
4. Независимые ошибки

Общая характеристика моделей потоков ошибок

Вектором ошибки называют поразрядную разность (по mod m) между принятой кодовой комбинацией B^n и переданной b^n:

$$\mathrm{mod}_m(B^n - b^n) = E^n.$$

Тогда

$$B^n = \mathrm{mod}_m(E^n + b^n).$$

Вектор ошибок в дискретном канале играет ту же роль, что и помеха в непрерывном канале.

Смысл ошибок особенно понятен на примере двоичных каналов ($m = 2$).

В дискретных каналах различают

– r-кратные ошибки (каналы с независимыми ошибками);

– пакеты ошибок (зависимые или группирующиеся ошибки).

Пакеты – это последовательность нескольких искажённых символов:

$$B = b + e,$$

если e = 0 – ошибки нет, если e = 1 – есть ошибка.

Число ошибочных элементов определяет вес вектора ошибок $\|E\|$.

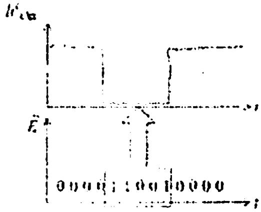
Пример. Вектор ошибок $\|E\| = 3$; длина групп ошибок $L = 5$.

$$\begin{array}{l} b^n = 1\ 1\ 0\ 001\ 0\ 1\ 1 \\ \underline{\dot{+}E = 0\ 1\ 10\ 01\ 000} \\ B' = 1\ 0\ 1\ 0\ 0001\ 1 \end{array}$$

Поток ошибок

$$\bar{E}^{\prime} = [\underbrace{0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1}_{\text{пакет ошибок (пачка ошибок)}}\ 1\ 0\ 0000].$$

Группа ошибок, ограниченная двумя крайними ошибочными элементами, называется пакетом (пачкой) ошибок.



← Формирование пачки ошибок в канале связи

Длина L пачки ошибок – важный параметр, так как его используют при выборе помехоустойчивых кодов.

Если провал качества канала длительный, то мы можем потерять информацию. Зависимые ошибки за счёт метода перемежения преобразуют в независимые:

$$0\,000 \quad 1\,0\,0\,1 \quad 0\,000 \quad \|\bar{E}\| = 4 - \text{позиции.}$$

$$\bar{E}^{\text{т}} = [0\;1\;0\;0\;1\;0\;1\;1\;0\;00000]$$

$$\bar{E}^{\text{т}} - \text{длина кодового слова} = 14 = l.$$

Универсальной модели потока ошибок не существует. В настоящее время можно выделить две группы моделей:

– независимые ошибки;

– групповые ошибки.

Для переданного слова $B = <y_1,...y_n>$ с n буквами и известной $P_{ош}$ в одном символе общая вероятность появления r ошибок $P_{ош.сум}$ слова из n букв определяется выражением:

$$P_r = C_n^r P_r (1-P)^{n-r}.$$

Вероятность ошибки приёма слова без помехоустойчивого кодирования равна (ошибки независимы:

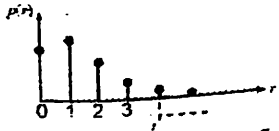
$$P_{\text{ош слова}} = \sum_{i=1}^{n} C_n^i P_{\text{ош}}^i (1-P_{\text{ош}})^{n-i} = 1-(1-P_{\text{ош}})^n.$$

Модель потока ошибок в дискретном канале связи без памяти

Если ошибки независимы, тогда различные сочетания ошибок кратности r имеют вероятность *(биномиальный закон)*

$$p_n(r) = C_n^r p^r (1-p)^{n-r}; \qquad C_n^r = \frac{n!}{r!(n-r)!},$$

так как $p << 1$, то наибольшей вероятностью обладают ошибки малой кратности.



← Распределение по биномиальному закону

Вероятность того, что будут ошибки кратности $r > L_0$, описывается формулой

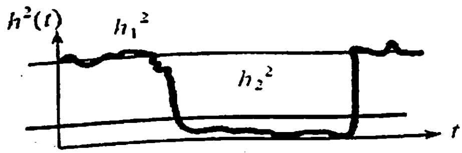
$$P_{(r>L_0)} = \sum_{r=L}^{L} C_n^r p^n (1-p)^{n-r}.$$

Модель потока ошибок для канала с двумя состояниями

Существует два состояния для канала связи:

– хорошее ($p << 1$);
– плохое ($p_{ош} > p$).

Состояния канала связи



Независимые ошибки

Для характеристики независимых ошибок часто используется пуассоновская модель ($p << 1$).

Вероятность r-кратных ошибок

$$P_n(r) = \frac{(np)^r}{r!}\exp(-np).$$

Пример. Если для дискретного канала связи $h = 10{-}2$, то вероятность искажения кодовой комбинации из пяти символов

$$P = \sum_{i=1}^{5} C_n^i p^i (1-p)^i.$$

Вероятность ошибки: $p_{ош} = 1 - (1-p)^5;$

Вероятность правильного приёма: $p_{пр.\ приёма} = (1-p)^5.$

В результате получаем: $P = \sum^{5} \frac{(5p)^r}{r!}\exp(-5p).$

Лекция-8

ОСНОВНЫЕ ТЕОРИИ ИНФОРМАЦИИ

1. Энтропия как количественная мера степени неопределённости
2. Информационные характеристики источников сообщений
3. Понятие информации
4. Свойства количества информации

Энтропия как количественная мера степени неопределённости

Методы количественного определения информации были предложены К. Шенноном в 1948 году и привели к построению теории информации.

Требования к определению количества информации:

– количество информации должно быть аддитивной мерой;

– количество информации о достоверном событии равно нулю;

– количество информации не должно зависеть от содержания.

Определение информации должно основываться на параметре, характеризующем сообщение b_i из ансамбля. Таким параметром является вероятность $p(b_i)$, т. е. количество информации должно быть функцией $p(b_i)$.

Если b_1 и b_2 независимые сообщения, то $p(b_1, b_2) = p(b_1)p(b_2)$, а $i(b_1,b_2) = i(b_1) + i(b_2)$, то $f(p(b_1)p(b_2)) = f(p(b_1)) + f(p(b2))$:

$$f(x) = \log x;\ i(b) = \log\frac{1}{p(b)}.$$

Один бит – это количество информации, содержащееся в сообщении о событии, происходящем с вероятностью 0,5 (т. е. системы с двумя состояниями).

Количество информации больше в менее вероятном сообщении.

Если передаётся последовательность зависимых сообщений, то используется условная информация

$$i(a_n \mid a_{n-1}, a_{n-2}, \ldots, a_1) = \log\frac{1}{p(a_n \mid a_{n-1}, a_{n-2}, \ldots, a_1)},$$

Для характеристики всего ансамбля сообщений используется *энтропия*. *Энтропия* — это количество информации, приходящейся на одно элементарное сообщение источника, вырабатывающего статистически независимые сообщения.

$$H(A) = M\left\{\frac{1}{\log(1/p(a))}\right\} = \sum_{i=1}^{m} p(a_i)\log\frac{1}{p(a_i)}.$$

Свойства энтропии:

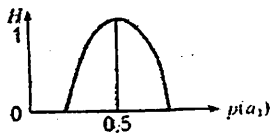
1. Энтропия неотрицательна: $H(A) = 0;\ p(a_i) = 1; p(a_j) = 0.$

2. Энтропия аддитивна, т. е. если $(a_1, a_2, \ldots, a_n)$, то $H(A, A, \ldots, A) = nH(A).$

3. Если в ансамбле $K = m^n$ различных сообщений, то $H(A) \le \log K.$

Равенство достигается при равновероятном распределении.

Для двоичного источника без памяти: $k = 2;\ H(A) \to max;\ p(a1) = p(a2) = 0{,}5;$ $H(A) = \log 2 = 1$ *бит.*



← Зависимость энтропии от вероятности состояния для системы из двух состояний

Информационные характеристики источников сообщений

Основные характеристики:

– энтропия источника – $H(X)$;

– избыточность источника – R;

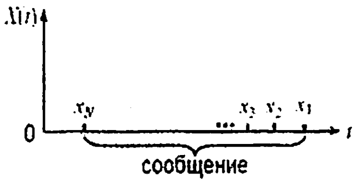
– производительность источника – V_{ucm}.

Энтропия источника

Энтропия алфавита источника [бит/элемент]

$$H(X) = \sum_{i=1}^{N} p(x_i)\log\frac{1}{p(x_i)}$$

Источник сообщений передаёт последовательность символов, которая является случайным сигналом (аналогом являются телеграммы).



Буквы передаются в фиксированные моменты времени. Таких сообщений может быть много, в общем случае $M = m^N$. m – количество различных букв в алфавите. Нас интересует энтропия на символ.

Рассмотрим случай **равновероятных статистически независимых** букв. Тогда, так как $p(x_i / x_{i-1}) = p(x_i)$, вероятность появления одной телеграммы (сообщения)

$$p_1 = p_2 = \ldots = p_M = \frac{1}{m^N}.$$

Отсюда средняя энтропия на телеграмму

$$H_N(X) = \sum_{i=1}^{M} p_i \log \frac{1}{p_i} = \log \frac{1}{p_i} = \log m^N = N \log m,$$

поэтому энтропия на одну букву равна

$$H(X) = \frac{H_{N(X)}}{N} = \log m,$$

т. е. равна энтропии алфавита источника.

Пример. Энтропия русского алфавита при равновероятных буквах

$$H(X) = \log 32 = 5.$$

Энтропия максимальна при равномерном появлении букв на любом месте сообщения. Для характеристики источника сообщений с различным алфавитом представляет интерес сравнение фактической энтропии источника с максимально возможной. В этом смысле введено понятие **избыточности источника сообщений или избыточности алфавита.**

Избыточностью источника называют величину

$$R = \frac{H_{max} - H_{ист}}{H_{max}} = 1 - \frac{H_{ист}}{H_{max}} = 1 - \frac{H_{ист}}{N \log m};$$

$$N - N_0 = N - N\frac{H_{ист}}{H_{max}} = NR.$$

где $H_{max} = N\log m$;

Избыточность источника R показывает на сколько хорошо используются буквы в данном источнике. Чем меньше R, тем большее количество информации вырабатывается источником на одну букву. Однако не всегда необходимо стремиться к $R = 0$. С повышением избыточности повышается помехоустойчивость (надежность) источника.

Избыточность любого языка оказывается порядка 50-70%, то есть если бы все буквы имели одинаковую вероятность использования и можно было бы использовать любые комбинации букв, то среднюю длину слова можно было бы значительно уменьшить. Однако разбираться в этой записи было бы значительно труднее, особенно при наличии ошибок (лектора или студента).

Современные системы связи построены без учета ограничений, существующих в языке, а поэтому не достаточно эффективны, так как они приспособлены для передачи равновероятных букв алфавита, которые могут следовать друг за другом в любых комбинациях.

Колоссальная избыточность присуща телевизионным изображениям: естественно передавать не весь кадр, а только информацию, соответствующую тому, чем отличается один кадр от другого. Этим можно существенно сократить требуемую (в среднем) полосу частот.

Производительностью источника называют среднее количество информации, выдаваемой источником в единицу времени [бит/с]:

$$V_{\text{ист}} = V_M H(x),$$

где V_M – *скорость модуляции, Бод; H(x) – энтропия на символ.*

Понятие информации

Для того чтобы иметь возможность сравнивать различные источники сообщений и различные линии и каналы связи, необходимо ввести некоторую количественную меру, позволяющую оценивать содержащуюся в сообщении и переносимую сигналом информацию. Такая мера в виде количества информации была введена К. Шенноном.

Количество информации это – числовая характеристика информации, отражающую ту степень неопределенности , которая исчезает после получения информации. Каждое сообщение несет в себе определенное количество информации. Определим количество информации, содержащееся в сообщении x_k, выбранном из ансамбля сообщений источника $\{X, p(x)\}$. Одним из параметров, характеризующих данное сообщение, является вероятность его появления – $p(x_k)$, поэтому естественно предположить, что количество информации в сообщении x_k является функцией $p(x_k)$:

$$I_k = \log\frac{1}{p_k}.$$

Среднее количество информации для всей совокупности сообщений можно получить путем усреднения по всем независимым событиям:

$$I = -\sum_{k=1}^{m} p_k \log p_k .$$

Свойства количества информации

1. Количество информации в сообщении обратно – пропорционально вероятности появления данного сообщения.

2. Свойство аддитивности – суммарное количество информации двух источников равно сумме информации источников.

3. Для события с одним исходом количество информации равно нулю.

4. Количество информации в дискретном сообщении растет в зависимости от увеличения объема алфавита – m.

Контрольный вопросы

1. Как определяется число разрядов в кодовой посылке (слове)?
2. Как определяется максимальное значение длительности кодового символа?
3. Каким образом в сообщении кодовые посылки отделяются друг от друга?
4. Зачем нужна битовая синхронизация?
5. Как определяется длительность тактовой синхронизации?

Лекция -9

КОДИРОВАНИЕ В КАНАЛАХ СВЯЗИ С ПОМЕХАМИ.

1. Теорема Шеннона
2. Теорема Шеннона для каналов с помехами
3. Первая теорема Шеннона
4. Вторая теорема Шеннона
5. Теорема Шеннона для непрерывных каналов

Информационные характеристики КС:

- скорость передачи V;

-пропускная способность.

$$V = V_M(H(x) - H(x/y)) = V_{\text{п}} - V_{\text{потерь}}.$$

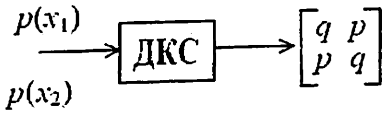
где $(H(x) - H(x/y))$ – информация, которая переносится в КС одним символом; V_M – скорость модуляции; $H(x/y)$ – потери; $H(x)$ – энтропия КС; $V_n = V_M H(x)$ – скорость передачи информации по КС; $V_{\text{потерь}} = V_M H(x/y)$.

Пропускная способность – это максимальная скорость передачи информации по КС, где максимум берётся по всем возможным законам распределения сообщений на выходе ИС

$$c = \max_{\{p(x_i)\}} V.$$

Равномерный закон распределения дает максимум, если нет помех, если они есть, то - почти максимум

Задача Шеннона



$$p = p(y_2/x_1) = p(y_1/x_2);\ q = 1-p;$$

$$H(x) = p(x_1)\log\frac{1}{p(x_1)} + p(x_2)\log\frac{1}{p(x_2)} \text{ – источника.}$$

$$H(x/y) = p\log\frac{1}{p} + q\log\frac{1}{q}.$$

$$V = V_M\left(p(x_1)\log\frac{1}{p(x_1)} + p(x_2)\log\frac{1}{p(x_2)} - p\log\frac{1}{p} - q\log\frac{1}{q}\right).$$

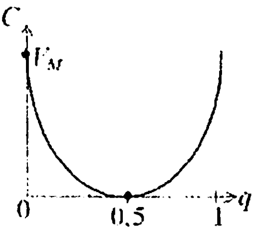
$$\frac{\partial V}{\partial p(x_1)} = 0;\ \frac{\partial V}{\partial p(x_2)} = 0;$$

$$p(x_1) = p(x_2) = 1/2.$$

Тогда:

$$C = V_{\max}\left(1 - p\log\frac{1}{p} - q\log\frac{1}{q}\right),$$

где C – пропускная способность.



- Зависимость пропускной способности двоичного канала

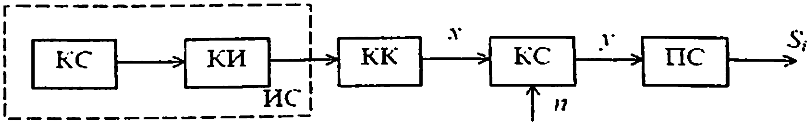
Теорема Шеннона для каналов с помехами

Наличие шума в информационной системе приводит к нарушению соответствия между входным и выходным сигналами

$$Y(t) = X(t) + n(t)$$

В дискретной форме влияние шума проявляется в случайной подмене одних символов другими. Однако, несмотря на такие случайные искажения, соответствие обычно не разрушается полностью. Это обеспечивает возможность работы СПИ даже при наличии сильных шумов.

Модель канала связи



При рассмотрении вопросов передачи информации в условиях шума были получены наиболее важные результаты теории информации, которые можно назвать крупными научными открытиями.

К ним относятся:

– первая теорема Шеннона (прямая и обратная);

– вторая теорема Шеннона.

Первая теорема Шеннона

Прямая теорема Шеннона

В канале связи с помехами всегда можно получить сколь угодно малую вероятность ошибочного приёма сообщений, если выполняется условие

$V_{ucm} < C$.

Обратная теорема Шеннона

Если производительность источника сообщений V_{ucm} больше пропускной способности канала C ($V_{ucm} > C$), то никакой код не может сделать вероятность ошибки сколь угодно малой:

Из первой теоремы следует, что как бы ни был сильным шум, можно создать условия, при которых возможна передача информации при сколь угодно малой вероятности ошибки.

Вторая теорема Шеннона

Теорема. При условии $V_{ucm} \le C$ среди кодов, обеспечивающих сколь угодно малую $P_{ош}$, существует код, при котором скорость передачи информации сколь угодно близка к скорости создания информации:

$$V \to V_{\text{ист}}.$$

Теорема Шеннона для непрерывных каналов

$$C = \Delta F \log\left(1 + \frac{P}{\sigma_{\text{ш}}^2}\right).$$

Если M – число каналов продолжительностью Т, то скорость передачи информации равна [бит/с]

$$V = \log\frac{M}{T}.$$

На основе вышесказанного можно сделать следующие выводы.

Первая и вторая теоремы Шеннона указывают на существование кодов, обеспечивающих произвольную малость вероятности ошибки и не уменьшающих скорость передачи информации. Однако вопрос о построении таких кодов не рассматривается. До сих пор нет общего метода построения кодов, реализующих теоретический предел для $P_{ош}$ и $V_{ист}$.

Все теоремы Шеннона дают асимптотические результаты, т. е. выполнение условий возможно при увеличении длины кода. Практическая реализация при этом затруднена:

– сложностью кодирующих и декодирующих устройств;

– задержкой приёма сообщения.

Контрольный вопросы

1. Какова связь между длительностью импульса и шириной его спектра?
2. Как влияет изменение длительности импульса и периода повторения на спектр периодической последовательности импульсов?
3. Как определить число гармонических составляющих в спектре импульсного периодического сигнала?
4. Как изменится спектр периодического сигнала, если период следования устремить в бесконечность?
5. Объясните понятие занимаемой и необходимой полосы частот.
6. Как найти распределение мощности и энергии в спектре периодического и непериодического сигналов?

Лекция-10

ОПТИМАЛЬНЫЙ ПРИЕМ СООБЩЕНИЙ И ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ

1. Задачи оптимального приема
2. Критерии оптимального приёма сигналов
3. Отношение правдоподобной функции
4. Оптимальный алгоритм приёма точно известных сигналов (когерентный приём)
5. Оптимальный демодулятор точно известных сигналов (приёмник Котельникова)
6. Корреляционная запись алгоритма приёма оптимального демодулятора
7. Оптимальный корреляционный прием дискретных двоичных АМ, ЧМ и ФМ сигналов

Задачи оптимального приема

На вход приемного устройства (приемника) любой системы связи обычно поступает смесь переданного сигнала $S(t)$ и помехи $n(t)$

$$x(t) = S(t) + n(t),$$

причем сигнал $S(t)$ представляет собой, как правило, сложное колебание, содержащее, кроме времени t, множество параметров (амплитуду, фазу, частоту и пр.)

$$S(t) = f(a, b, c, \dots t).$$

Один или группа этих параметров используется для передачи информации, а задачей приемника является определение (измерение) этих параметров в условиях мешающего действия помех.

Если для решения своей задачи приемник использует все параметры сигнала, не несущие информацию, то он называется *приемником полностью известного сигнала.*

Если эта задача решается наилучшим образом, по сравнению с другими приемниками, то такой ***приемник называется оптимальным*** или приемником, реализующим ***потенциальную помехоустойчивость*** (**"идеальный" приемник**).

Потенциальная помехоустойчивость впервые была определена в 1946г. выдающимся русским ученым В.А. Котельниковым в условиях гауссовских помех. Согласно теории потенциальной помехоустойчивости любая система передачи информации с заданным ансамблем сигналов в условиях конкретных помех имеет предельную помехоустойчивость, которая не может быть улучшена путем совершенствования приемника и поэтому называется ***потенциальной помехоустойчивостью.***

Если для определения информационного параметра используются не все параметры сигнала, не несущие информацию, то это ***приемник неполностью известного сигнала.*** Такой приемник также может быть оптимальным (лучшим среди этого класса приемников), но его помехоустойчивость всегда ниже потенциальной.

В различных системах связи процесс передачи информации связан с выделением полезных сигналов из смеси с шумом и помехами, обнаружением сигнала на фоне шума и оценкой параметров сигнала.

Здесь фактически перечислены три наиболее важные задачи, которые приходится решать в СПИ

Задача оптимального обнаружения может быть сформулирована следующим образом. Пусть на приёмном конце наблюдается колебание

$$X(t) = Au_S(t) + n(t), \quad t \in [0, T),$$

где $A = 0$ если сигнала нет, $A = 1$ – если сигнал присутствует. Наблюдатель должен принять решение о наличии или отсутствии сигнала.

Задача различения сигналов является специфической для систем связи, так как для передачи информации используется N сигналов

$$u_{S1}(t), u_{S2}(t), \ldots, u_{Sn}(t).$$

Сигналы могут отличаться амплитудой, фазой, частотой и другими параметрами.

На вход приёмника поступает смесь сигналов и шума

$$X(t) = u_{S1}(t) + n(t)$$

и необходимо определить какой именно сигнал передаётся.

Задача оценки параметров сигнала возникает после того, как сигнал обнаружен. В системах связи обычно измеряют время задержки сигнала в канале связи, доплеровское смещение частоты и др. Так как сигнал смешан с шумом, то точное измерение параметров сигнала невозможно, поэтому параметры можно только оценить:

$$X(t) = u_S(t, \Lambda_{п}, \Lambda_{нп}) + n(t),$$

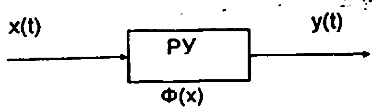
где $\Lambda_и$ – информационные параметры

Наблюдатель, принимая в течение времени *T* колебание *X(t)* и анализируя его по определённым, оптимальным правилам, даёт оценку $\Lambda^*_и$, в наименьшей степени отличающуюся от истинного значения. Значения $\Lambda_и$ предполагаются неизменными.

Оценка параметров сигнала - например, его амплитуды или величины запаздывания, применяется в телеметрических системах ,в радиолокации; при этом скорость изменения измеряемого параметра сигнала значительно меньше скорости измерения (значение параметра не изменяется в процессе измерения).

Восстановление формы передаваемого сигнала осуществляется при приеме аналоговых сигналов (фильтрация) и отличается от оценки параметра тем, что измеряемый параметр непрерывно меняется в процессе измерения.

Таким образом, приемник представляет собой решающее устройство, которое в соответствии с некоторым правилом *Ф(х)*, (*правило решения)*, определяет значение информационного параметра (принимает решение о значении выходного сигнала *y(t)*, используя входной сигнал *x(t)*).



Критерии оптимального приёма сигналов

При передаче дискретных сообщений широко используется критерий Котельникова, или идеального наблюдателя. Согласно критерию принимается решение, что принят сигнал S_i, для которого $P(S_i/X)$ имеет наибольшее значение, т.е. регистрируется сигнал S_i, если выполняется условие $P(S_i/X)>P(S_j/X)$.

При использовании критерия идеального наблюдателя полная вероятность ошибочного приема будет минимум с учетом формулы Байеса

$$P(s_i/x)=\frac{P(s_i)P(x/s_i)}{P(x)}$$

Критерий идеального наблюдателя можно представить в виде

$$P(S_i)P(x/S_i) > P(S_j)P(x/S_j)$$

или

$$\frac{P(x/S_i)}{P(x/S_j)} > \frac{P(S_j)}{P(S_i)}$$

Функция *P(x/S)* – это функция правдоподобия, чем больше её значение, тем правдоподобнее принятие сигнала S.

Отношение правдоподобной функции

$$\Lambda = \frac{P(x/S_i)}{P(x/S_j)}$$ - отношение правдоподобия

$$\Lambda > \frac{P(S_j)}{P(S_i)}$$ - при передаче равновероятностных сигналов $\Lambda > 1$.

Когда критерий идеального наблюдателя сводится к сравнению отношений правдоподобия, такой критерий называется критерием максимального правдоподобия.

Критерий Неймана-Пирсона. Согласно критерию приёмник оптимальный, если при известной вероятности ложной тревоги

$$P_{ЛТ} = \int_{X_0}^{\infty} P(x/0)dx = \beta$$

$$P_{обм} = 1 - \int_{X_0}^{\infty} P(x/S)dx$$

Данный приёмник будет обеспечивать наибольшую вероятность правильного обнаружения. Однако данный критерий оптимального приёма используют только в радиолокации.

Оптимальный алгоритм приёма точно известных сигналов (когерентный приём)

По каналам связи могут передаваться сигналы $S_i(t)$, $1 \le I \le n$. Эти сигналы равновероятны. Длительность сигналов равна T. Параметры данных сигналов полностью известны: форма, ширина спектра, тип модуляции, однако заранее неизвестно какой из этих сигналов будет первым принят потому что на эти сигналы воздействует белый шум:

$$Z(t) = S_i(t) + n(t).$$

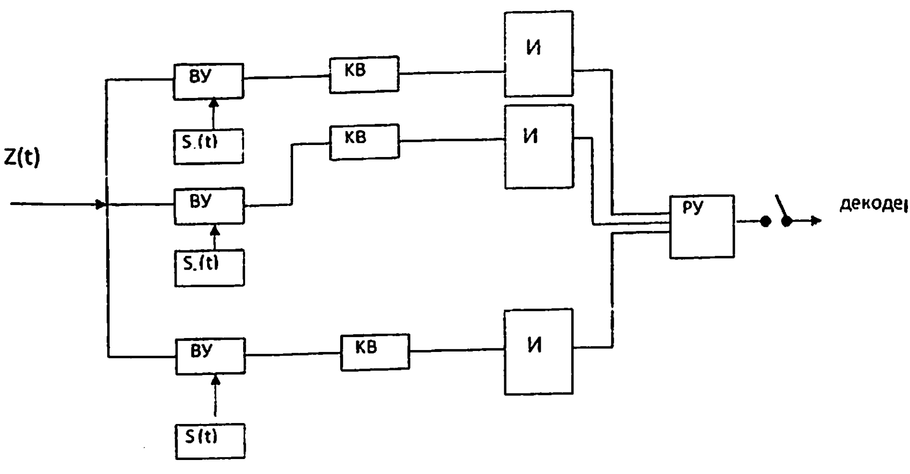
Оптимальный алгоритм работы демодулятора, работающего по правилу максимального правдоподобия

$$\int_0^T (z(t)-S_i(t))^2 dt \underset{S_j}{\overset{S_i}{\lessgtr}} \int_0^T (z(t)-S_j(t))^2 dt$$

$\int_0^T (z(t)-S_i(t))^2 dt = d_z^2$ - квадрат расстояния между переданным сигналом и принятым $S_i(t)$ и $Z(t)$.

Оптимальный демодулятор точно известных сигналов (приёмник Котельникова)

$$\int_0^T (z(t)-S_i(t))^2 dt \underset{S_j}{\overset{S_i}{\lessgtr}} \int_0^T (z(t)-S_j(t))^2 dt$$



ВУ - вычитающее устройство; КВ- квадратирующее устройство, квадратор; И – интегратор; РУ - решающее устройство.

Выше приведённый способ приёма сигналов относится к когерентному способу, т.е. для правильного решения демодулятором должна быть заранее известна фаза принимаемого сигнала, т.е. передатчик и приёмник должны работать синхронно.

Корреляционная запись алгоритма приёма оптимального демодулятора

Использование в приемнике Котельникова квадратора усложняет схему демодулятора, поэтому для того, чтобы схему упростить используется корреляционная запись алгоритма оптимального приёма

$$\int_0^T (z(t)-S_i(t))^2 dt \underset{S_j}{\overset{S_i}{\lessgtr}} \int_0^T (z(t)-S_j(t))^2 dt$$

$$\int_0^T z^2(t)dt - 2\int_0^T z(t)\cdot S_i(t)dt + \int_0^T S_i^2(t)dt \underset{S_j}{\overset{S_i}{\lessgtr}} \int_0^T z^2(t)dt - 2\int_0^T z(t)\cdot S_j(t)dt + \int_0^T S_j^2(t)dt$$

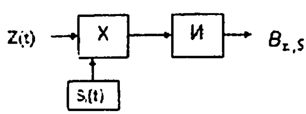
$$-2\int_0^T z(t)\cdot S_i(t)dt + \int_0^T S_i^2(t)dt \underset{S_j}{\overset{S_i}{\lessgtr}} -2\int_0^T z(t)\cdot S_j(t)dt + \int_0^T S_j^2(t)dt \;\Big|:(-2)$$

$$\int_0^T Z(t)dt - \frac{1}{2}\int_0^T S_i^2(t)dt \underset{S_j}{\overset{S_i}{\gtrless}} \int_0^T Z(t)S_j(t)dt - \frac{1}{2}\int_0^T S_j^2(t)dt$$

$\int_0^T S_i^2(t)dt = E_i$ $\quad\quad$ $\int_0^T S_j^2(t)dt = E_j$ $\quad\quad$ - энергия сигнала

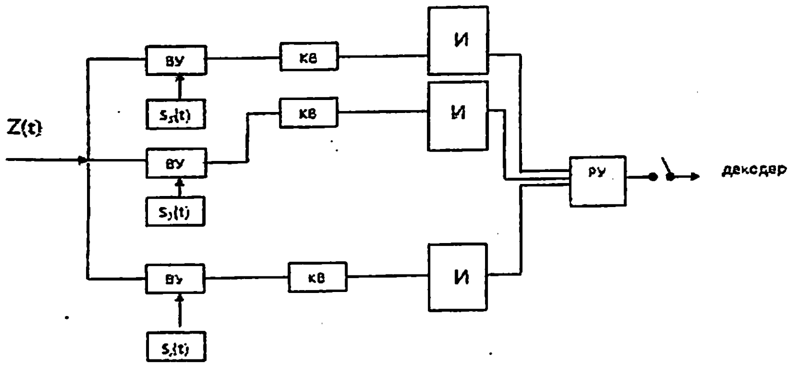
$\int_0^T z(t)S_i(t)dt - \frac{E_i}{2} \underset{S_j}{\overset{S_i}{\gtrless}} \int_0^T z(t)S_j(t)dt - \frac{E_j}{2}$ - корреляционная запись алгоритма работы оптимального демодулятора

$\int_0^T z(t)S(t)dt = B_{z,S}$ - взаимно корреляционная функция между переданным и принятым сигналами. Для его вычисления используется устройство которое называется коррелятором.



Корреляционный оптимальный демодулятор

$$\int_0^T (z(t)-S_i(t))^2 dt \underset{S_j}{\overset{S_i}{\lessgtr}} \int_0^T (z(t)-S_j(t))^2 dt$$

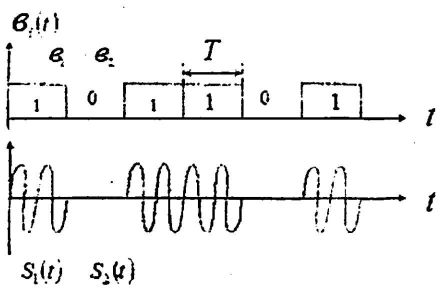


ВУ - вычитающее устройство; КВ- квартирующее устройство, квадратор;
И – интегратор; РУ - решающее устройство.

Выше приведённый способ приёма сигналов относится к когерентному способу, т.е. для правильного решения демодулятором должна быть заранее известна фаза принимаемого сигнала, т.е. передатчик и приёмник должны работать синхронно.

Оптимальный корреляционный прием дискретных двоичных АМ, ЧМ и ФМ сигналов

1. Оптимальный корреляционный прием дискретных двоичных АМ сигналов



$в_1 = 1$

$в_2 = 0$

$S_1(t) = A \sin \omega_0 t$

$S_2(t) = 0$

На основании алгоритма корреляционного приема точно известных сигналов выведем алгоритма корреляционного приема дискретных двоичных АМ сигналов

$$\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt - \frac{E_1}{2} \underset{S_2}{\overset{S_1}{\gtrless}} \int_0^T Z(t)\cdot S_2(t)dt - \frac{E_2}{2}$$

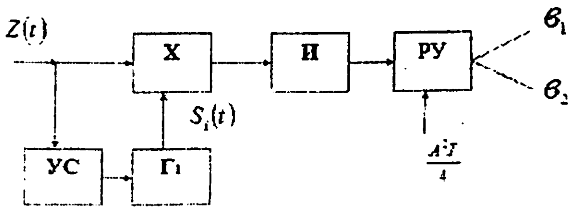
$$E_1 = \int_0^T S_1^2(t)dt = \frac{A^2T}{2} \qquad E_2 = 0$$

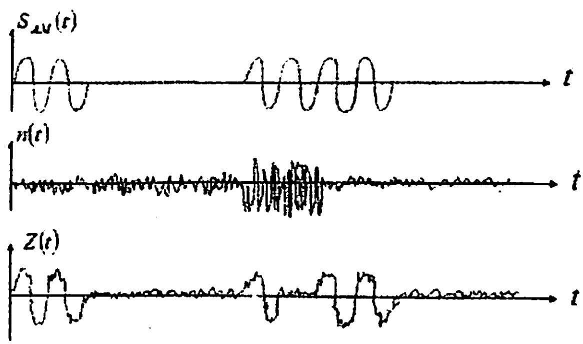
$$\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt - \frac{A^2T}{4} \underset{S_2}{\overset{S_1}{\gtrless}} 0$$

$$\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt \underset{S_2}{\overset{S_1}{\gtrless}} \frac{A^2T}{4}$$

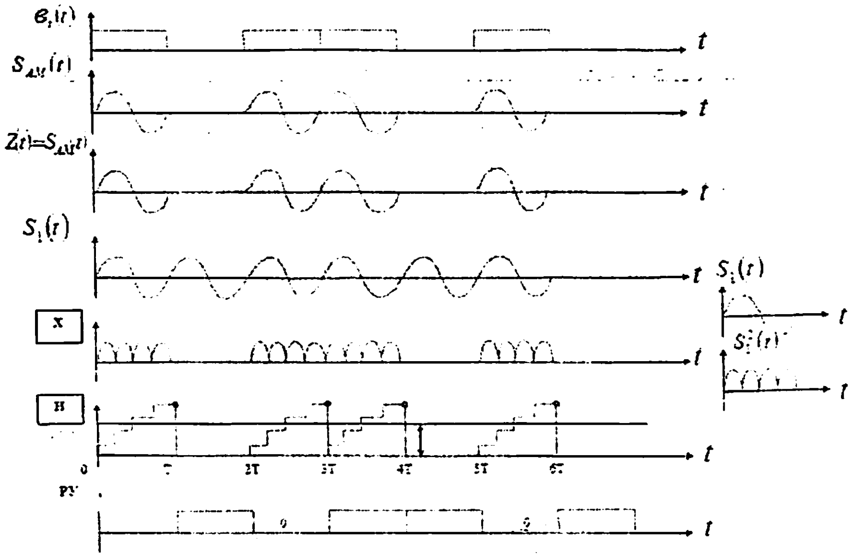
Оптимальный алгоритм корреляционного приема дискретных двоичных АМ сигналов

Структурная схема оптимального демодулятора дискретных двоичных АМ сигналов

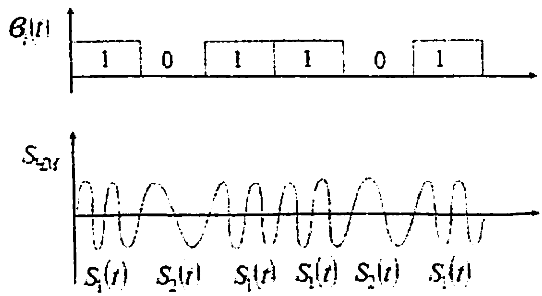




Временная диаграмма работы оптимального демодулятора дискретных двоичных АМ сигналов при n(t) = 0



2. Оптимальный корреляционный прием дискретных двоичных ЧМ сигналов



$$S_1(t) = A\sin\omega_1 t$$

$$\omega_1 > \omega_2$$

$$S_2 = A\sin\omega_2 t$$

На основании алгоритма корреляционного приема точно известных сигналов выведем алгоритма корреляционного приема дискретных двоичных ЧМ сигналов

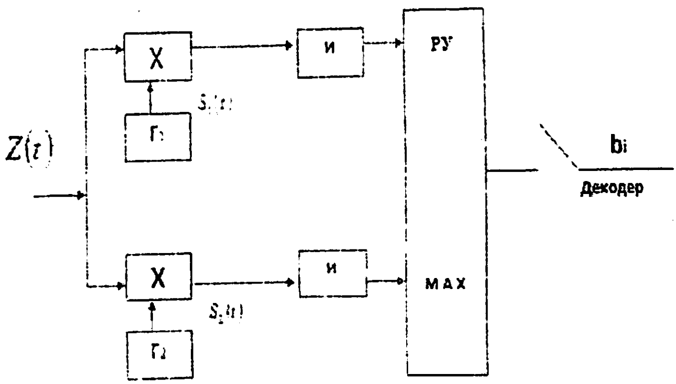
$$\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt - \frac{E_1}{2} \overset{S_1}{\underset{S_2}{\gtrless}} \int_0^T Z(t)\cdot S_2(t)dt - \frac{E_2}{2}$$

$$\left.\begin{aligned} E_1 &= \int_0^T S_1^2(t)dt = \int_0^T A^2 \sin^2 \omega_1 t = \frac{A^2 T}{2} \\ E_2 &= \int_0^T S_2^2(t)dt = \int_0^T A^2 \sin^2 \omega_2 t = \frac{A^2 T}{2} \end{aligned}\right\} E_1 = E_2 = E$$

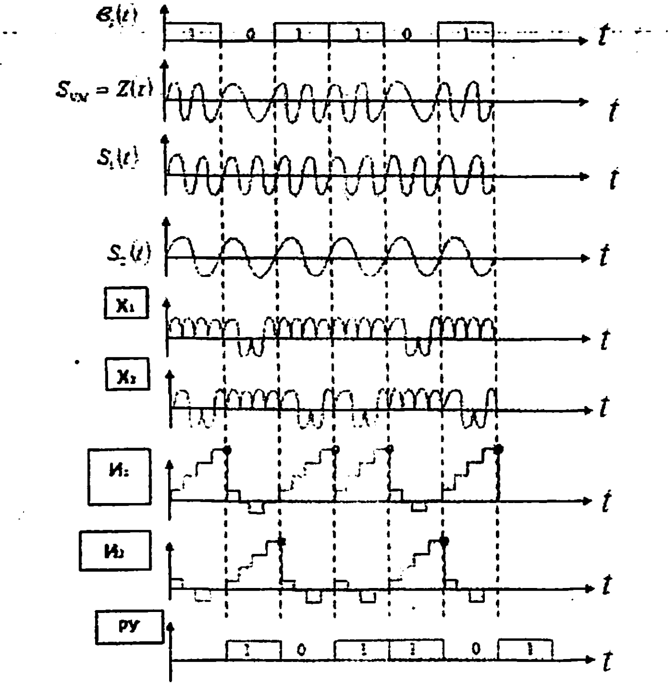
$$\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt \overset{S_1}{\underset{S_2}{\gtrless}} \int_0^T Z(t)\cdot S_2(t)dt$$

Оптимальный алгоритм корреляционного приема дискретных двоичных ЧМ сигналов

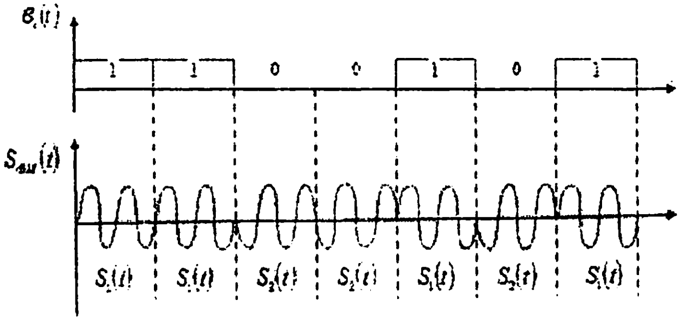
Структурная схема оптимального демодулятора дискретных двоичных ЧМ сигналов



Временная диаграмма работы оптимального демодулятора дискретных двоичных ЧМ сигналов при $n(t) = 0$



3. Оптимальный корреляционный прием дискретных двоичных ФМ сигналов



$$S_1(t) = A\sin(\omega_0 t)$$

$$S_2(t) = A\sin(\omega_0 t + \pi) = -A\sin(\omega_0 t)$$

$$S_1(t) = -S_2(t)$$

На основании алгоритма корреляционного приема точно известных сигналов выведем алгоритма корреляционного приема дискретных двоичных ФМ сигналов

$$\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt - \frac{E_1}{2} \underset{S_2}{\overset{S_1}{\gtrless}} \int_0^T Z(t)\cdot S_2(t) - \frac{E_2}{2}$$

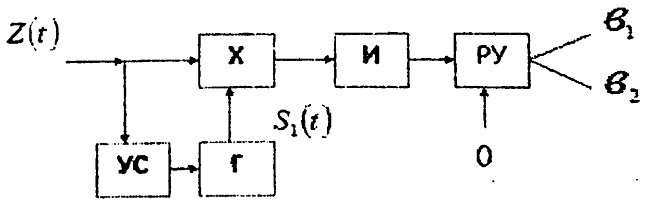
$$E_1 = \int_0^T S_1^2(t)dt = \frac{A^2T}{2} \quad E_2 = \int_0^T S_2^2(t)dt = \frac{A^2T}{2} \quad E_1 = E_2 = E$$

$$\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt \underset{S_2}{\overset{S_1}{\gtrless}} \int_0^T Z(t)\cdot S_2(t)dt \Rightarrow \int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt \underset{S_2}{\overset{S_1}{\gtrless}} -\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt$$

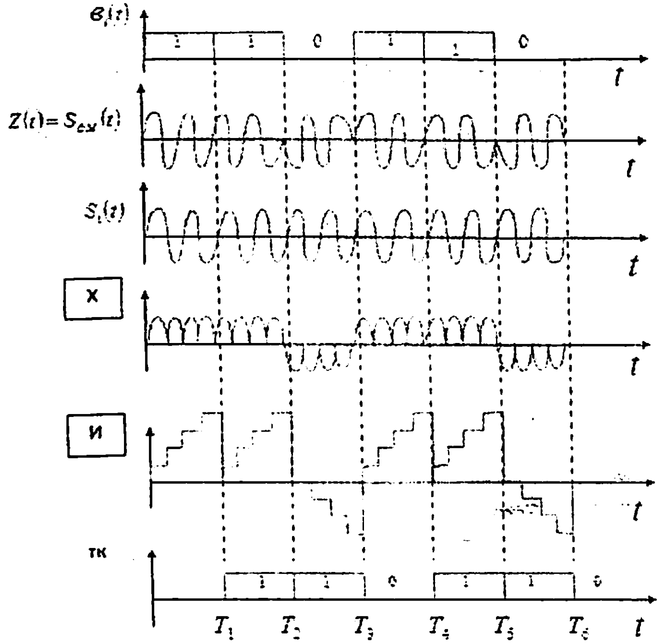
$$2\cdot\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt \underset{S_2}{\overset{S_1}{\gtrless}} 0 \Rightarrow \int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt \underset{S_2}{\overset{S_1}{\gtrless}} 0$$

$$\int_0^T Z(t)\cdot S_1(t)dt \underset{S_2}{\overset{S_1}{\gtrless}} 0$$ - Оптимальный алгоритм корреляционного приема дискретных двоичных ФМ сигналов

Структурная схема оптимального демодулятора дискретных двоичных ФМ сигналов



Временная диаграмма работы оптимального демодулятора дискретных двоичных ФМ сигналов при n(t) = 0



Контрольный вопросы

1. Дайте определение спектра сигнала.
2. Как возникает понятие отрицательной частоты?
3. Какими свойствами обладает спектральная плотность вещественного сигнала?
4. Как принято определять длительность импульсных сигналов?
5. В чем характерная особенность спектра δ-импульса?

Лекция -11

АПРИОРНАЯ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТЬ И СИНХРОНИЗАЦИЯ В СИСТЕМАХ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ

1. Проблема априорной недостаточности
2. Сущность синхронизации, виды синхронизации
3. Оценка помехоустойчивости приёма при неидеальной синхронизации
4. Построение дискриминаторов для оценки параметров сигналов

Проблема априорной недостаточности

Сущность проблемы априорной недостаточности заключается в недостаточности априорных сведений, необходимых для построения оптимальных приёмников.

Неизвестными могут быть:

1) $p(x_1)$, $p(x_2)$; $p(x_1) = p(x_2) = 0{,}5$ – распределение вероятностей сообщений.

2) $c(x, \gamma)$ – функция потерь.

3) $W(u_n)$ – функция распределения помех и шума.

4) Не информационные параметры сигналов на приёмной стороне $uS(t) = f(t, \lambda_u, f, \Delta t_з, T, A, \varphi, g(t))$.

Сущность синхронизации, виды синхронизации

Под синхронизацией будем понимать процесс установления соответствия между параметрами предаваемого и опорного сигналов

$$u_{Sc}(t) = U_m \mathrm{rect}_T(t - \Delta t)\sin(\omega t + \varphi),$$

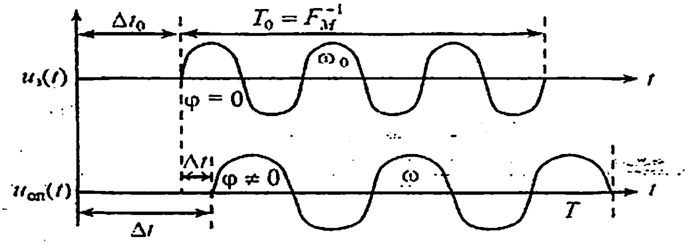
$$u_{S\text{опорный}}(t) = U_{m0}\mathrm{rect}_{T0}(t - \Delta t_0)\sin(\omega_0 t + \varphi_0).$$

$$U_{m0} = U_m;\ T_0 = T;\ \Delta t_0 = \Delta t;\ \omega_0 = \omega;\ \varphi_0 = \varphi.$$

Высокочастотная синхронизация реализуется по частоте и фазе: $\omega_0 = \omega$; $\varphi_0 = \varphi$.

Низкочастотная синхронизация – по длительности сигналов, задержке и частоте модуляции: $T_0 = T$; $\Delta t_0 = \Delta t(F_M, \Delta\varphi_M)$, *где* F_M – *частота модуляции.*

Пример синхронизации по параметрам



Оценка помехоустойчивости приёма при неидеальной синхронизации

Нормированная корреляционная функция:

$$r_c = \frac{\int_0^T u_S(t)u_{оп}(t)dt}{\sqrt{\int_0^T u_S^2(t)dt \int_0^T u_{оп}^2(t)dt}};$$

$r_c = 1$ (опорный сигнал совпадает с сигналом принимаемым).

$r_c = 0$ (опорный сигнал ортогонален принимаемому).

Вероятность ошибки определяется выражением:

$$P = 0.5[1 - \Phi(h_0 r_c)].$$

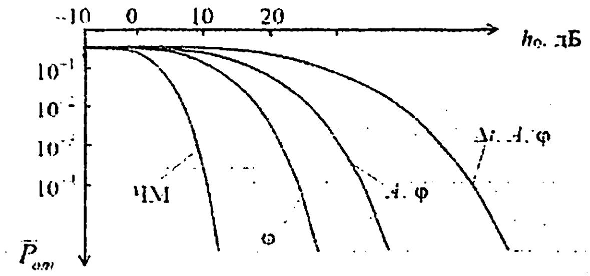
Если не совпадают параметры опорного и принимаемого сигналов $\omega_0 = \omega$; $\varphi_0 \neq \varphi$ и $\omega_0 = \omega$; $T = T_0$; $T_0 = T$; $\Delta t \neq \Delta t_0$ $\varphi_0 \neq \varphi$; $\Delta t \neq \Delta t_0$, то

$$r_{c0} = \frac{\int_0^{T-\Delta t} S_c(t)S_0(t)dt}{\sqrt{E_c}\sqrt{E_0}} = \frac{1}{T}\cos\Delta\varphi(T-\Delta t) = \left(1-\frac{\Delta t}{T}\right)\cos\Delta\varphi;$$

$$P = 0{,}5\left[1-\Phi\left[h_0\left(1-\frac{\Delta t}{T}\right)\cos\Delta\varphi\right]\right].$$

где $\left(1-\frac{\Delta t}{T}\right)\cos\Delta\varphi = r_c$. $\qquad \Delta t = \Delta t_c - \Delta t_0.$

Качественные зависимости вероятности ошибки



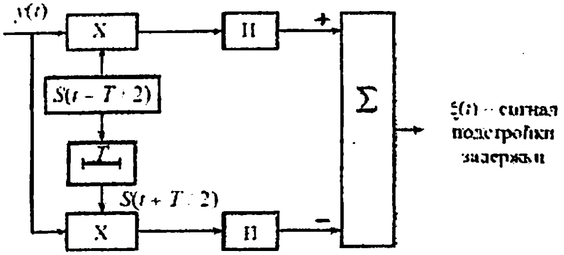
При неидеальной синхронизации имеет место потеря информации которая определяется величиной Δt *и* $\Delta\varphi$.

Построение дискриминаторов для оценки параметров сигналов

Дискриминатор - устройство, в котором какой-либо параметр электрического сигнала (напряжение, амплитуда, частота, фаза, длительность и другие) сравнивается с аналогичным параметром стандартного сигнала. В результате вырабатывается напряжение пропорциональное разности сравниваемых величин.

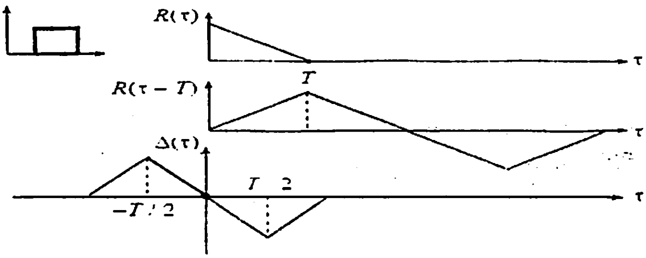
Дискриминатор по задержке может быть построен на двух корреляторах.

Структурная схема дискриминатора по задержке

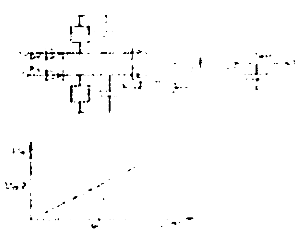


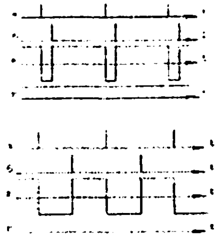
Результирующую дискриминационную функцию получают как разность сдвинутых относительно друг друга корреляционных функций.

Результирующая дискриминационная функция



Работа фазового дискриминатора основана на сравнении последовательностей импульсов, при условии, что их частоты близки и приближаются друг к другу. Фазовый дискриминатор при изменении фазового соотношения между ними выдает сигнал, пропорциональный фазовому рассогласованию (разность фаз подразумевается смещенной на 180°). Если величина фазового рассогласования по модулю превысит 180°, то сигнал на выходе сменит знак.





Когда разность фаз (несмещенная) сигналов (а) и (б) равна 180°, на выходе системы 0. Если разность фаз меняется, то вырабатывается сигнал рассогласования.

Частотный дискриминатор вырабатывает сигнал при отклонении частоты импульсов от заданной, определяемой напряжением генератора постоянного напряжения. Если частота входных импульсов будет достаточно велика, то частотный дискриминатор будет выдавать максимальное по модулю отрицательное напряжение; если же частота входных импульсов будет достаточно низка, то он будет выдавать максимальное положительное напряжение; в противном случае будет осуществлено линейное преобразование разности частот.

Контрольный вопросы

1. Изобразите радиосигнал с активным и пассивным нулем.
2. Объясните особенности радиосигнала с огибающей в виде приподнятого косинуса.
3. Объясните, почему в мобильных системах связи стандарта GSM используется огибающая гауссовского типа.

4. Какие сигналы называются противоположными, и почему они широко используются в системах связи?
5. Какие радиосигналы имеют минимальную занимаемую полосу частот?
6. Как получить радиосигнал с МЧС?
7. В чем состоит принципиальное отличие радиосигнала с ЧМНФ от МЧС?

Лекция-12

ПЕРЕДАЧА И ПРИЕМ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ

1. Источники непрерывных сообщений
2. Теорема Шеннона для непрерывных сообщений
3. Непосредственная передача непрерывных сообщений
4. Оптимальная оценка непрерывных параметров сигнала

Источники непрерывных сообщений

Источник непрерывных сообщений за время *T выдаёт любую реализацию* из бесконечного множества реализаций сообщения

$$S_i(t) \in \{S_1(t)\ldots S_\infty(t)\}.$$

Ансамбль сообщений непрерывного источника бесконечен, а вероятность появления любого из них

$$P(S_i(t)) = 0.$$

Энтропия непрерывного источника оценивается по разности значений абсолютной энтропии и опорной энтропии.

Для сообщений надо определить эквивалентные классы.

Два сообщения эквивалентны, если различие несущественно в смысле наперёд заданного критерия. Критерием может быть разборчивость речи, тогда сообщения, полученные от разных людей, но одинаковые по содержанию, будут эквивалентны.

Верностью передачи непрерывных сообщений будем называть вероятность, того, что принятое сообщение $S^*(t)$ *эквивалентно переданному* $S(t)$.

Критерий эквивалентности задаётся степенью точности передачи сообщений, например, допустимым значением максимальной разности

$$\delta = | S_{i}(t) - S(t) |_{max} \qquad \text{За период} \quad t \in [0, T_c].$$

В качестве критерия часто используется МСКО (минимум среднеквадратического отклонения)

$$\overline{\varepsilon^2(t)} = \overline{(S^*(t) - S(t))^2},$$

чаще всего $\overline{\varepsilon}(t) = 0$, т. е. смещение S*(t) относительно S(t) отсутствует.

$$H(S) = \log\sqrt{2\pi e\sigma_S^2} - \log\sqrt{2\pi e\sigma_\varepsilon^2} = \frac{1}{2}\log\frac{\sigma_S^2}{\sigma_\varepsilon^2} = \frac{1}{2}\log\frac{P_s}{\sigma_\varepsilon^2}.$$

Так как P_S – мощность сигнала, σ_ε^2 - мощность шума, то

$$H(S) = \frac{1}{2}\log h^2_{с/ш}.$$

Отношение $h^2_{с/ш}$ – это минимальное отношение сигнал/шум, при котором *S*(t) и S(t)* ещё эквивалентны с вероятностью, близкой к единице.

Для непрерывного источника производительность источника можно определить

$$V_и = V_И P(S) = V\frac{1}{2}\log(2\pi e P_s),$$

а скорость передачи информации $V = V_И(H(S) - H_\varepsilon) = F_s \log\frac{P_s}{\sigma_\varepsilon^2} = F_s \log h^2_{с/ш}$.

Теорема Шеннона для непрерывных сообщений

Если при заданном критерии эквивалентности источника сообщени ε_2^0 его производительность меньше пропускной способности канала ($V_и < C$), то существует способ преобразования сообщения в сигнал и сигнала в сообщение, при котором неточность воспроизведения будет сколь угодно близки к ε_2^0

При $V_и > C$ такого способа не существует .

В общем случае для восстановления *S(t)* с заданной точностью не обязательно, чтобы выполнялось неравенство

$$h^2_{с/ш} \geq h^2_{min}.$$

Необходимо только, чтобы пропускная способность канала превышала производительность источника

Непосредственная передача непрерывных сообщений

Пусть в канале передаётся сигнал $u_S(t) = KS(t)$,

тогда на выходе канала $y(t) = u_S(t) + n(t) = KS(t) + n(t)$.

Для получения сообщения требуется из сигнала $y(t)$ выделить сигнал $u_S(t)$.
Оценим погрешность выделения полезного сигнала:

$$\overline{\varepsilon}^2(t) = \overline{(S^*(t-\tau_з) - S(t))}^2,$$

где $\tau_з$ – время задержки.

Если $S(t)$ и $n(t)$ – независимые, стационарные случайные процессы, то для известных спектральных плотностей $G_S(f)$ и $G_n(f)$ получим передаточную функцию оптимального фильтра

$$K(j\omega) = \frac{G_S(f)}{G_S(f)+G_n(f)}.$$

Погрешность оценки тогда

$$\overline{\varepsilon}^2(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} K(j\omega)G_n(f)df = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{G_S(f)G_n(t)}{G_S(f)+G_n(f)}df.$$

Погрешность равна нулю, когда спектры сигнала и шума не пересекаются, а так как $G_n(f) = N_0$, то можем переписать

$$\overline{\varepsilon}^2(t) = N_0\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{G_S(f)}{G_S(f)+N_0}df.$$

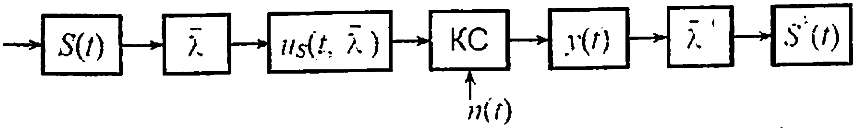
Оптимальная оценка непрерывных параметров сигнала

Чаще всего вместо сообщения $S(t)$ по каналу связи передаётся сигнал $u_S(t)$. Модуляция часто сводится к установлению параметров сигналов $\bar{\lambda}$:

$$u_S(t, \bar{\lambda}),$$

в соответствии с передаваемым сообщением, а задачей демодулятора является измерение параметров $\bar{\lambda}$ и восстановление сообщения $S^*(t)$

Схема восстановления сообщения $S^*(t)$



Пусть при $t \in [0, T]$ $\qquad y(t) = u_S(t, \bar{\lambda}) + n(t)$.

Считаем, что λ =const на интервале [0, *T]* и известна плотность распределения *W(λ)*.

Найдём способ наилучшего оценивания параметра λ* и оценим точность.

В качестве критерия используем

$$\max W(y(t)/\lambda) \text{ или } \max W(\lambda/y(t)).$$

Если ищем максимум функции правдоподобия, то

$$\frac{\partial W(y(t)/\lambda)}{\partial \lambda} = 0.$$

Из последнего уравнения найдём максимально правдоподобную оценку. На основе критерия МСКО

$$r = \bar{\varepsilon}^2(\lambda) = \int_{\Lambda} (\lambda - \lambda^*)^2 W(\lambda/y) d\lambda,$$

оценка находится из уравнения

$$\frac{\partial \bar{\varepsilon}^2(\lambda)}{\partial \lambda} = 0, \quad \text{откуда} \quad \lambda^* = \int_{\Lambda} \lambda W(\lambda/y) d\lambda.$$

т. е. оптимальной оценкой является условное среднее значение.

Литература

1. M.J.Roberts. Signals and systems. Analysis Using Transform Methods and MATLAB, 2012
2. A.A.Abduazizov, M.M.Muhitdinov, Ya.T.Yusupov. Radiotexnik zanjirlar va signallar. – T., Shams ASA, 2012.
3. А.Абдуазизов. Электр алоқа назарияси. (Дарслик). – Т.: "Фан ва техника", 2011.
4. Каганов В.И. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебное пособие. - М., Высшая школа, 2005.
5. Кловский Д.Д., Назаров М.В., Зюко А.Г. Теория электрической связи. — М., Радио и связь, 1998.
6. Иванов М.Т., Сергиенко А.Б., Ушаков В.Н. Теоретические основы радиотехники. -М., Высшая школа, 2002.
7. Радиотехнические цепи и сигналы: учебное пособие для вузов. Васильев Д.В., Виголь М.Р., Горшенков Ю.Н. и др. под ред. Самойло К.А. - М., Радио и связь, 1982.
8. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника. -М., Высшая школа, 1999.
9. Яковлев А.Н. Радиотехнические цепи и сигналы. - М., Высшая школа,
10. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. - М., Радио и связь, 1998.
11. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. - М., Радио и связь, 1998.
12. Каганов В.И. Радиотехника+компьютер MATLAB. - М., Горячая линия-Теле ком, 2001.
13. Ю.Зиновьев А.JL, Филлипов Л.И. Введение в теорию сигналов и цепей. Учебное пособие для вузов. -М., Высшая школа, 1975.

Содержание

Учебное издание план

2015-2016 уч.г.

Фазилжанов Исмаил Рустамович

Жураева Гулчехра Хамидовна

Курс лекций по дисциплине

«Основы электросвязи»

Подписано в печать ______2016г.

Бумага офсетная. Заказ №___печать

Тираж экз.______________

Утверждено к печати

Кафедра «Электроники и радиотехники» (протокол заседания кафедры

№ от 2016г.)

Факультет телекоммуникационных технологий (протокол заседания учебно-методического №   от   2016г.)

Формат 60x84 1/16. Печ.лист 5.
Заказ №[illegible]. Тираж 50.
Отпечатано в «Редакционно издательском» отделе при ТУИТ.
Ташкент ул. Амир Темур, 108.